



HAL
open science

Réseaux de capteurs sans fil

Fady Shebli

► **To cite this version:**

Fady Shebli. Réseaux de capteurs sans fil. Electronique. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2008. Français. NNT : 2008VALE0022 . tel-03010244

HAL Id: tel-03010244

<https://uphf.hal.science/tel-03010244v1>

Submitted on 17 Nov 2020

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

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

N°d'ordre : 08/20



Thèse de doctorat
Pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS

Spécialité : **ELECTRONIQUE**

par
SHEBLI Fady

Réseaux de capteurs sans fil
Minimisation de la consommation d'énergie et application à la localisation
de cibles.

Soutenue le : 10/07/2008
devant le jury composé de :

Mme. Francine KRIEF	Rapporteur	Professeur à l'E.N.S.E.I.R. Bordeaux
M. Rodolphe VAUZELLE	Rapporteur	Professeur à l'Université de Poitiers
M. Walaa HAMOUDA	Examineur	Professeur Associé à l'Université Concordia, Montréal (Québec)
M. Jean-Michel ROUVAEN	Examineur	Professeur à l'UVHC, Directeur de thèse
M. Iyad DAYOUB	Examineur	Maître de Conférences à l'UVHC, co-encadrant
Mme. Fouzia BOUKOUR	Membre Invitée	Chargée de recherche INRETS

N°d'ordre : 08/20



Thèse de doctorat
Pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS



Spécialité : **ELECTRONIQUE**

par
SHEBLI Fady

Réseaux de capteurs sans fil
Minimisation de la consommation d'énergie et application à la localisation
de cibles.

Soutenue le : 10/07/2008

devant le jury composé de :

Mme. Francine KRIEF	Rapporteur	Professeur à l'E.N.S.E.I.R. Bordeaux
M. Rodolphe VAUZELLE	Rapporteur	Professeur à l'Université de Poitiers
M. Walaa HAMOUDA	Examineur	Professeur Associé à l'Université Concordia, Montréal (Québec)
M. Jean-Michel ROUVAEN	Examineur	Professeur à l'UVHC, Directeur de thèse
M. Iyad DAYOUB	Examineur	Maître de Conférences à l'UVHC, co-encadrant
Mme. Fouzia BOUKOUR	Membre Invitée	Chargée de recherche INRETS

Dédicace

A mon père, qui aurait tellement voulu assister à ma soutenance,

A tous les miens

REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Département d'Opto-Acousto-Electronique de l'Institut d'Electronique, Microélectronique et Nanotechnologie – UMR CNRS 8520, situé à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis. Ce département a été dirigé successivement, pendant la durée de mes travaux, par Messieurs M. Gazalet et B. Nongaillard. Je tiens à les remercier de leur accueil et de m'avoir permis de réaliser ce projet.

J'adresse également mes très sincères remerciements à mes rapporteurs, Madame Francine Krief et Monsieur Rodolphe Vauzelle, ainsi qu'à Madame Fouzia Elbahhar et Monsieur Walaa Hamouda, membres de mon jury.

Je remercie très vivement mon Directeur de thèse, Monsieur Jean-Michel Rouvaen, qui m'a encouragé à me diriger vers la recherche, pour la grande confiance qu'il m'a accordée et pour la liberté qu'il m'a laissée tout au long de ces années. Je tiens également à remercier infiniment Monsieur Iyad Dayoub. Il m'a constamment soutenu durant toutes les étapes d'un chemin long et parfois difficile et il m'a soutenu et suivi jusqu'au bout. Je les remercie tous deux pour leur disponibilité et pour l'aide qu'ils m'ont apportée durant la réalisation de ce travail. Je remercie également ma famille : mon père, ma mère, ma sœur Mona, et mes frères Mahdi et Hadi, ma femme Nathalie et mes amis. Je n'oublierai pas leurs encouragements, leur soutien lors des moments difficiles.

Enfin, je remercie tous les membres du personnel technique et administratif qui ont contribué, d'une manière ou d'une autre, à l'enrichissement et au bon déroulement de cette thèse. Enfin j'exprime aussi mon amitié à tous les membres du laboratoire et mes collègues thésards qui m'ont permis de passer ces quelques années dans une ambiance chaleureuse et conviviale. Que tous trouvent ici l'expression de ma gratitude pour les fructueux échanges quotidiens.

Je n'oublie pas non plus l'aide et le soutien qui m'ont été apportés par les membres de ma belle famille, et tout spécialement Maï.

Titre

Réseaux de capteurs sans fil : minimisation de la consommation d'énergie

et application à la localisation de cibles.

Résumé

Les réseaux de capteurs sans fil possèdent des potentialités intéressantes dans des segments de l'économie et dans notre vie courante, comme le contrôle et la préservation de l'environnement, la gestion des outils de fabrication et des outils commerciaux, l'automatisation des transports et les industries de la santé. La conception, l'implémentation et la mise en oeuvre d'un réseau de capteurs impliquent la collaboration de nombreuses disciplines. Ces réseaux possèdent souvent des ressources limitées en énergie, ce qui impose de concevoir la couche physique et les protocoles de communication de façon à consommer une énergie minimale. Dans ce travail, notre attention s'est focalisée sur la communication et la minimisation de la consommation, de même que sur la localisation d'une cible au sein d'un réseau de capteurs sans fil. Dans les trois premiers chapitres, nous présentons une synthèse rapide des réseaux de capteurs sans fil. Nous discutons de leurs avantages, inconvénients et champs d'application et de la notion de traitement collaboratif. Nous décrivons les principaux standards de communication utilisés ainsi que les protocoles de routage mis en oeuvre.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons notre contribution à la minimisation de la consommation d'énergie lors du routage et au placement optimal des capteurs. Nos algorithmes sont étayés par des simulations et une comparaison est effectuée avec des résultats présentés dans la littérature.

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude de la localisation d'une cible fixe. Cette présentation est complétée par notre contribution à l'élaboration du cahier des charges d'une expérimentation.

Mots clés : *Réseaux de capteurs, communication, routage, consommation d'énergie, localisation*

Title

*Wireless sensor networks : minimization of energy consumption
and application to target localization*

Abstract

Wireless sensor networks show promising potentialities in economical sectors and current life, as environment preservation and control, supervision of manufacturing tools, transport automation and health industries. The design and implementation of sensor networks involve a number of scientific knowledges. The energy resources of these networks is generally limited, imposing constraints on the design of the physical layer and communication protocols. In this work, our attention is focused on communication and energy consumption minimization, together with target localization using wireless sensor networks. In the first three chapters, a synthesis of wireless sensor networks field is presented. We discuss about their advantages, drawbacks and application areas and introduce collaborative processing. We describe the most used communication standards and routing protocols.

In fourth chapter, we present our contribution to energy consumption minimization in the routing process and to optimal sensor nodes positioning. Our algorithms are supported by simulations and a comparison with results published in the literature.

The fifth chapter is devoted to the study of fixed target localization. This presentation is complemented by the preparation of an experimentation plan.

Keywords : Sensor networks, communication, routing, energy consumption, localization

Table des matières

Introduction Générale	1
1 Généralités sur les réseaux de communication sans fil	3
1.1 Réseaux de communication sans fil	3
1.1.1 Introduction	3
1.1.2 Pourquoi le sans fil ?	3
1.1.3 En quoi les réseaux sans fil sont-ils différents ?	4
1.1.3.1 Absence de frontière physique	5
1.1.3.2 Médium physique dynamique	5
1.1.3.3 Sécurité	6
1.2 Réseaux Ad-hoc	6
1.2.1 Introduction	6
1.2.2 Les handicaps des réseaux Ad-hoc	7
1.2.2.1 Les liens asymétriques	7
1.2.2.2 Les interférences dans les réseaux Ad-hoc	8
1.2.2.3 La mobilité des noeuds	9
1.2.2.4 Bande passante limitée	9
1.2.2.5 Contraintes d'énergie	9
1.2.2.6 Sécurité physique limitée	9
1.2.3 La recherche dans le domaine des réseaux Ad-hoc	10
1.2.3.1 Les différentes technologies permises	10
1.2.3.2 Les sources majeures de pertes d'énergie	11
1.3 Les réseaux de capteurs	12
1.3.1 Généralités	12
1.3.1.1 Définition	12

1.3.1.2	Pourquoi des réseaux de capteurs?	12
1.3.2	Glossaire pour les réseaux de capteurs	13
1.3.3	Contraintes spécifiques	15
1.3.4	Avantages des réseaux de capteurs	17
1.3.4.1	Avantage énergétique	18
1.3.4.2	Avantage pour la détection	18
1.3.5	Applications des réseaux de capteurs	19
1.3.6	Traitement collaboratif	22
1.4	Conclusion	23
	Bibliographie	23
2	Standards de télécommunication pour les réseaux de capteurs sans fil	27
2.1	L'interface radio IEEE802.11	28
2.1.1	Une norme, quelle que soit son nom	28
2.1.2	L'intérêt de la norme	28
2.1.3	La bande ISM	29
2.1.4	Architecture	30
2.1.5	Les couches de l'IEEE 802.11	31
2.1.5.1	La couche liaison de données	32
2.1.5.2	Le protocole CSMA-CA	32
2.1.5.3	La couche physique	33
2.1.6	Domaines d'applications de l'IEEE 802.11	35
2.2	La couche physique de la norme 802.11b	35
2.2.1	Caractéristiques générales	35
2.2.2	Techniques de modulation	36
2.2.2.1	La modulation DBPSK (Differential Binary Phase-shift keying)	37
2.2.2.2	La modulation DQPSK (Differential Quadrature Phase-Shift Keying)	37
2.2.2.3	La modulation CCK pour 5.5 et 11 Mbps et l'étalement de code	38
2.3	Techniques basées sur l'étalement de spectre	40
2.3.1	Protocole d'étalement et propagation de code	41
2.3.1.1	Le problème proche-lointain (Near-far-problem)	42
2.3.1.2	L'impact du problème MAI	43

2.3.2	Protocole CA-CDMA	44
2.4	La norme Zigbee de communication à courte portée	44
2.5	L'Ultra Large Bande ULB	45
2.5.1	Introduction	45
2.5.2	Définition d'un signal ULB	46
2.5.3	Standardisation des communications ULB	47
2.5.4	Normalisation aux Etats-Unis	48
2.5.4.1	Le standard IEEE 802.15.3a	49
2.5.4.2	Le standard WiMedia ECMA-368	50
2.5.4.3	Le standard IEEE 802.15.4a	50
2.5.5	Normalisation en Europe	50
2.5.6	Avantages et inconvénients de l'ULB	52
2.5.6.1	Les avantages	52
2.5.6.2	Les inconvénients	52
2.5.7	Types d'applications	53
2.5.7.1	Applications générales	53
2.5.7.2	Applications dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs	53
2.5.7.3	Applications de l'IEEE 802.15.4a	54
2.5.8	Couche physique ULB	57
2.6	Conclusion	57
	Bibliographie	57
3	Routage dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs	63
3.1	Généralités	63
3.1.1	Définition	63
3.1.2	Protocoles des réseaux filaires et sans fil classiques	64
3.1.2.1	Protocoles des réseaux filaires	64
3.1.2.2	Protocoles des réseaux sans fil	64
3.1.3	La difficulté du routage dans les réseaux Ad-hoc	67
3.1.4	La conception des stratégies de routage	68
3.1.5	L'évaluation des protocoles de routage	68
3.2	Les différents protocoles de routage	69

3.2.1	Classification	69
3.2.2	Les protocoles de routage proactifs	69
3.2.3	Les protocoles de routage réactifs (à la demande)	70
3.2.4	Les protocoles de routages hybrides	71
3.2.5	Influence de la mobilité	71
3.2.6	Protocole de routage efficace du point de vue puissance	72
3.3	Modèles de mobilité	73
3.3.1	Modèles de mobilité dans la littérature	74
3.3.1.1	Modèles sans mobilité de groupe	74
3.3.1.2	Modèles de mobilité de groupe	75
3.3.2	Métriques pour les modèles de mobilité	77
3.4	Conclusion	78
	Bibliographie	78
4	L'optimisation de la consommation d'énergie dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs	83
4.1	Introduction	83
4.2	Algorithme A : Maximiser la durée de vie d'un réseau Ad-hoc en utilisant le chemin optimal	83
4.2.1	Introduction	83
4.2.2	Etat de l'art	84
4.2.3	Modèle et préliminaires	85
4.2.4	Méthodes proposées	87
4.2.4.1	Conditions initiales	87
4.2.4.2	Algorithme	87
4.2.4.3	Application numérique de la méthode proposée:	89
4.3	Algorithme B : Optimiser la consommation d'énergie dans les réseaux des capteurs sans fil	94
4.3.1	Introduction	94
4.3.2	Etat de l'art	95
4.3.3	Modèle de consommation énergétique	96
4.3.3.1	Modèle d'énergie du capteur	96
4.3.3.2	Scénarios de puissance	97
4.3.3.3	Topologie du réseau	97
4.3.3.4	Le nombre de paquets envoyés	98

4.3.3.5	Coût total en énergie pour le système	99
4.3.4	Rayon de transmission optimal	99
4.3.5	Les simulations et résultats	100
4.3.6	Généralisation	102
4.4	Cas du maillage à deux dimensions pour l'algorithme B	103
4.4.1	Introduction	103
4.4.2	L'approche du maillage carré d'une zone	105
4.4.3	L'approche du maillage circulaire d'une zone	108
4.5	Conclusion	110
	Bibliographie	111
5	Application : localisation et poursuite	115
5.1	Mise en place d'une application	115
5.1.1	Introduction	115
5.1.2	Choix de l'architecture radio de noeud capteur	115
5.1.2.1	Choix de Zigbee	115
5.1.2.2	Circuits radio	116
5.1.2.3	Moyens de développement	117
5.1.2.4	IEEE 802.15.4a	117
5.1.3	Choix du microprocesseur	117
5.1.4	Logiciels de simulation	118
5.1.5	Choix de l'application	120
5.2	Localisation et poursuite	120
5.2.1	Description du problème	120
5.2.1.1	Caractéristiques de la tâche	120
5.2.1.2	Description mathématique	121
5.2.1.3	Notations	122
5.2.2	Scénario de poursuite	122
5.2.2.1	Description du scénario de poursuite	122
5.2.2.2	Formulation du problème	123
5.2.2.3	Modèle de capteur	124
5.2.3	Localisation collaborative	125

5.2.3.1	Généralités sur la localisation	125
5.2.3.2	Mesures de distances	125
5.2.4	Algorithmes de localisation par trilatération	126
5.2.4.1	Principe	126
5.2.4.2	Moindres carrés	126
5.2.4.3	Utilisation de mesures d'amplitude	128
5.2.5	Algorithmes de localisation par triangulation	129
5.2.5.1	Principe de la méthode DOA	129
5.2.5.2	Méthode LS	130
5.2.5.3	Méthode ML	130
5.2.6	Estimation de l'état par la théorie de Bayes	130
5.2.6.1	Méthode de Bayes	130
5.2.6.2	Estimation centralisée	132
5.2.6.3	Estimation séquentielle (ou incrémentale)	133
5.2.6.4	Spécifications de conception en poursuite distribuée	134
5.2.7	Comparaison des performances - Métrique	135
5.2.8	Conclusion	135
5.3	Plan de mise en oeuvre d'une application de localisation	136
5.3.1	Impact du choix de Zigbee	136
5.3.2	Tâches préliminaires à effectuer	136
5.3.2.1	Simulation	136
5.3.2.2	Choix définitif de la structure radio et du microprocesseur	136
5.3.2.3	Test du comportement énergétique des circuits radio	137
5.3.2.4	Tests de communication	140
5.3.3	Estimation de la puissance consommée par les noeuds	141
5.3.3.1	Connaissance de la puissance des noeuds	141
5.3.3.2	Etats du noeud	141
5.3.3.3	Modèle markovien	142
5.3.3.4	Carte énergétique	143
5.4	Conclusion	144
	Bibliographie	145
	Conclusion Générale	147

A	Plates-formes et outils pour réseaux de capteurs sans fil	149
A.1	Plateformes matérielles	150
A.1.1	Performances de calcul privilégiées	150
A.1.2	Noeuds dédiés (systèmes embarqués)	150
A.1.3	Systèmes sur une puce (SoC)	150
A.1.4	Exemple : Berkeley Motes	151
A.2	Standards	152
A.3	Aspects liés au logiciel	152
A.3.1	Systèmes opératoires	153
A.3.1.1	Systèmes opératoires pour systèmes embarqués	153
A.3.1.2	Systèmes orientés réseaux de capteurs	154
A.3.2	Routines d'interface (middleware)	155
A.3.3	Langages de programmation	156
A.3.4	Algorithmes	157
A.3.4.1	Approche algorithmique	157
A.3.4.2	Programmation centrée sur les états	157
A.3.4.3	Groupes collaboratifs	158
A.3.5	Simulateurs	159
A.3.5.1	Le simulateur ns-2 et ses extensions pour les réseaux de capteurs	161
A.3.5.2	TOSSIM	162
A.3.5.3	Utilisation de la programmation centrée sur les états	162
A.3.6	Visualisation des données	163
	Bibliographie	165
B	Détails sur les couches physiques IEEE 802.11, Zigbee, CDMA et ULB	169
B.1	Les modulations BPSK, QPSK, DBPSK et DQPSK	169
B.2	La modulation CCK	174
B.2.1	Les séquences complémentaires	174
B.3	Expérimentations : Exemple d'application d'IEEE 802.11b (WIFI)	178
B.3.1	Choix des paramètres pour la simulation	178
B.3.1.1	Choix du paramètre de mesure de performance	178
B.3.1.2	Mise en forme d'impulsions	179

B.3.1.3	L'instant de décision	179
B.3.1.4	Le canal	179
B.3.1.5	Le filtre passe bas	179
B.3.1.6	Chaîne de transmission	179
B.3.1.7	Simulations et interprétations	180
B.4	CDMA et spectre étalé	181
B.4.1	Généralités	181
B.4.2	Techniques d'étalement de spectre	183
B.4.3	FHSS en détail	183
B.4.4	DSSS en détail	184
B.4.5	Comparaison FHSS - DSSS	186
B.5	Exemple de protocole pour la CDMA : Protocole CA-CDMA	186
B.5.1	Le but de la conception de protocole	186
B.5.2	Architecture	187
B.5.3	L'algorithme du protocole CA-CDMA	188
B.5.3.1	La marge d'interférence	188
B.5.3.2	Le mécanisme d'accès au canal	190
B.5.3.3	Le gain de traitement (facteur d'étalement)	194
B.5.3.4	La tâche de gestion de codes	195
B.5.3.5	Simulations numériques	195
B.5.4	Les performances du protocole CA-CDMA	195
B.5.4.1	Algorithme	196
B.5.4.2	Résultats des simulations	197
B.6	Eléments de la couche physique Zigbee	200
B.6.1	Architecture	200
B.6.2	Caractéristiques de communication	201
B.6.3	Types et topologies des dispositifs	202
B.6.4	Structure des trames, suppression des collisions et fiabilité	203
B.7	Eléments de la couche physique ULB	204
B.7.1	Formes d'onde	204
B.7.1.1	Forme d'onde multi-porteuse	204
B.7.1.2	Forme d'onde impulsionnelle	204

B.7.1.3	Impulsions construites à partir de polynômes orthogonaux	206
B.7.1.4	Les fonctions de Gegenbauer	210
B.7.2	Les techniques de modulation ULB	214
B.7.2.1	Les modulations mono-bande	214
B.7.2.2	Les modulations multi-bandes	218
	Bibliographie	221
C	Description de quelques protocoles de routage	223
C.1	Exemples de protocoles généraux pour réseaux Ad-hoc et de capteurs	223
C.1.1	Le protocole proactif DSDV (Destination Sequence Distance Vector)	223
C.1.2	Le protocole réactif DSR (Dynamic Source Routing)	224
C.1.3	Le protocole réactif AODV (Ad-hoc On-demand Distance Vector)	227
C.1.4	Critique : AODV - DSR	229
C.1.5	Le protocole hybride ZRP (Zone Routing Protocol)	230
C.2	Protocoles des réseaux ULB à noeuds localisés	231
C.2.1	Introduction	231
C.2.2	Protocoles tenant compte de la connaissance de la position des noeuds	232
C.2.2.1	Routage par attraction et exploration du périmètre	232
C.2.2.2	Sélection de chemin durable en tenant compte de la position dans un réseau Ad-hoc ou de capteurs	233
C.2.2.3	Algorithme de routage selon les distances pour la mobilité (DREAM)	234
C.2.2.4	Routage aidé par la localisation (LAR)	236
	Bibliographie	238
D	Éléments pour la localisation et la poursuite	241
D.1	Critères de sélection des capteurs dans un groupe collaboratif	241
D.1.1	Généralités sur la sélection des capteurs	241
D.1.2	Requêtes basées sur l'information (IDSQ : Information-Driven Sensor Querying)	245
D.1.3	Mesures d'utilité de l'information d'un capteur	246
D.1.3.1	Mesure basée sur la covariance	247
D.1.3.2	Matrice d'information de Fisher	247
D.1.3.3	Entropie de l'incertitude d'estimation	248
D.1.3.4	Volume de la région de probabilité élevée	249

D.1.3.5	Distance de Mahalanobis	249
D.1.3.6	Information mutuelle	250
D.1.3.7	Discussion	251
D.1.4	Critères de sélection des capteurs	251
D.2	Représentation distribuée et détermination des états	252
D.2.1	Importance du choix de la représentation	252
D.2.1.1	Représentation paramétrique utilisant l'approximation gaussienne	253
D.2.1.2	Représentation basée sur les mesures	253
D.2.1.3	Echantillons discrets	254
D.2.1.4	Filtre particulière	254
D.3	Poursuite de plusieurs cibles	255
D.4	Association de données	257
D.5	Modèles de capteurs	259
	Bibliographie	259
E	Environnement de simulation	263
E.1	Outils de simulation disponibles	263
E.1.1	Environnements du domaine public	263
E.1.2	Simulateurs dérivés	263
E.1.3	Description de OMNeT++	264
E.2	Conception de la simulation	266
E.2.1	Modèles matériels	268
E.2.1.1	Modèle de batterie	268
E.2.1.2	Modèle de CPU	268
E.2.1.3	Modèle radio	268
E.2.2	Modèle de canal sans fil	269
E.2.2.1	Modèle de propagation en espace libre	269
E.2.2.2	Modèle de réflexion à deux rayons	269
E.2.2.3	Modèles de Rayleigh et de Rice	269
E.2.3	Pile du noeud capteur	270
E.2.4	Détails d'implémentation et travaux à accomplir	270
	Bibliographie	271
	Liste de travaux	275

Table des figures

1.1	Extension de couverture apportée par un réseau Ad-hoc.	7
1.2	Evanouissement du signal.	8
1.3	Etat des liens radio dans un réseau Ad hoc.	8
1.4	Architecture de MANET.	10
1.5	Les classes de réseau Ad hoc	11
1.6	Réseau de capteurs sans fil typique.	15
2.1	Architecture d'un réseau 802.11.	31
2.2	Le modèle IEEE802.11.	32
2.3	Le principe de l'OFDM.	34
2.4	Diagramme de constellation pour DBPSK.	37
2.5	Modulation DBPSK.	37
2.6	Diagramme de constellation pour DQPSK.	38
2.7	Modulation DQPSK.	38
2.8	Le modulateur CCK 5.5 Mbps.	40
2.9	Le modulateur CCK 11Mbps.	40
2.10	La faiblesse de sortie de la norme 802.11 (Une seule transmission peut se produire). . . .	41
2.11	Problème proche-lointain (near-far).	42
2.12	Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB en fonction de la fréquence.	47
2.13	Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB et des signaux à bande étroite en fonction de la fréquence.	47
2.14	Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en intérieur (Indoor).	49
2.15	Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en extérieur (Outdoor).	49

2.16	Spectre des différents systèmes qui coexistent avec l'ULB.	50
2.17	Masque d'émission des signaux ULB établi par l'ETSI pour les communications en intérieur (indoor), Fréquence en GHz et Puissance (en dBm).	51
2.18	Masque d'émission des signaux ULB établi par ETSI pour les communications en extérieur (outdoor), Fréquence en GHz et Puissance (en dBm).	51
2.19	Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a.	55
2.20	Chirp linéaire.	56
3.1	Le chemin optimal reliant la station source et la station destination.	63
3.2	Problèmes des terminaux cachés et exposés.	65
3.3	Classification des protocoles MAC sans fil.	66
3.4	Un simple réseau Ad-hoc constitué de trois unités mobiles.	68
3.5	La classification des protocoles du routage.	69
3.6	Impact de la mobilité sur le modèle RTS/CTS sans intersection.	71
3.7	Impact de la mobilité sur le modèle RTS/CTS avec intersection.	72
3.8	Changement de topologie dans les réseaux Ad-Hoc.	72
4.1	Les taux requis de transmission r_i , les valeurs d'énergie d'initiale E_i , et les écoulements optimaux (f_{ij} dans un réseau avec intermédiaires (en supposant $e_i = 1$).	86
4.2	La durée de vie d'intermédiaire diminue en passant à un niveau supérieur.	87
4.3	La représentation graphique.	88
4.4	Exemple de graphe présentant un réseau Ad-hoc avec le numéro de nœud et la durée de vie pour chaque nœud.	90
4.5	Les valeurs de la durée maximale d'un réseau Ad-hoc.	91
4.6	Les valeurs de l'identifiant du chemin optimal.	92
4.7	Le chemin optimal.	93
4.8	Le nouveau chemin optimal obtenu passe par les nœuds 1, 2, 3, 8, 10, 13 après le déchargement du nœud 5 (anciens chemins optimaux).	93
4.9	Le nouveau chemin optimal obtenu passe par les nœuds 1, 2, 4, 6, 9, 11 et 13 après le déchargement des nœuds 3 et 8 (ancien chemin optimal).	94
4.10	Modèle de consommation d'énergie pour la communication.	96
4.11	Modèle linéaire de multi-sauts avec des distances égales entre noeuds.	98
4.12	Réseaux de capteurs linéaire et non linéaire.	99
4.13	Énergie consommée avec des rayons de transmission égaux.	102
4.14	: Énergie consommée avec des rayons de transmissions optimaux.	103

4.15	L'énergie totale consommée.	105
4.16	Les positions de noeuds dans le maillage carré.	106
4.17	La direction du chemin.	106
4.18	Le maillage carré d'une zone.	107
4.19	Les chemins entre la source et la destination.	107
4.20	La consommation totale d'énergie.	108
4.21	Le réseau circulaire.	108
4.22	Le maillage circulaire avec 8 noeuds placés sur chaque cercle.	109
4.23	Energie totale consommée par chemin.	109
4.24	Energie totale consommée avec $D = 700$ m et $nc = 11$	110
5.1	Taux d'erreur comparés.	116
5.2	Circuit CC2420 de Chipcon.	116
5.3	Microprocesseur MSP430.	118
5.4	Microprocesseur AVR.	119
5.5	Scénario de poursuite.	122
5.6	Localisation d'une source.	127
5.7	Procédure dite de "hand-off".	134
5.8	Résultats de mesure de la puissance et de l'énergie en régime stationnaire et transitoire.	138
5.9	Schéma du MAXIN756.	138
5.10	Système de mesure de la consommation.	139
A.1	Famille Berkeley Motes.	151
A.2	Mica Motes.	151
A.3	Consommations du Mica Mote.	152
A.4	Interface de programmation standard pour systèmes embarqués.	153
A.5	Architecture du langage NesC.	156
A.6	Principes et agents de portes.	163
A.7	Exemple d'écran de l'interfaxe graphique TiniViz.	164
B.1	Architecture générale d'un système de transmission numérique.	169
B.2	La modulation numérique.	170
B.3	Exemple de mise en forme d'un signal.	171

B.4 Réponse en fréquence de filtre en cosinus surélevé.	173
B.5 La porte XOR.	178
B.6 Chaîne de transmission pour le standard IEEE802.11b.	180
B.7 Chaîne de transmission de WIFI.	180
B.8 L'émetteur WIFI.	180
B.9 Le récepteur WIFI.	181
B.10 Performances de la modulation CCK.	181
B.11 Signaux à bande étroite et à spectre étalé.	182
B.12 Spectre d'un signal à saut de fréquence.	184
B.13 Emetteur et récepteur FHSS.	184
B.14 Emetteur et récepteur DSSS.	185
B.15 Spectre d'un signal DSSS.	185
B.16 Les canaux des données et le canal de contrôle dans le protocole.	187
B.17 La forme des paquets RTS dans le protocole CA-CDMA.	191
B.18 La forme du paquet CTS dans le protocole proposé.	194
B.19 <i>L'algorithme de base du protocole CA-CDMA.</i>	197
B.20 La distribution aléatoire des noeuds dans une surface de 3000 sur 3000.	197
B.21 La connexion entre les différents terminaux.	198
B.22 Les performances des protocoles CA-CDMA et 802.11 en fonction de la génération des paquets (λ) pour $M = 36$	198
B.23 Consommation d'énergie dans les deux protocoles CA-CDMA et 802.11.	199
B.24 Performances des protocoles CA-CDMA et 802.11 pour $M = 24$	199
B.25 Architecture Zigbee.	200
B.26 Découpage en sous-bandes autour de 2450MHz.	201
B.27 Topologies de réseau.	203
B.28 Topologie arborescente.	203
B.29 Paquet transmis.	203
B.30 Organisation des canaux de la solution MBOA.	204
B.31 Les impulsions dérivées de la gaussienne en temporel.	205
B.32 Les impulsions dérivées de la gaussienne en fréquentiel.	205
B.33 Représentation temporelle des 4 premiers ordres H_n	208
B.34 Représentation fréquentielle des 4 premiers ordres H_n	208

B.35	Auto-corrélations des fonctions d’Hermite.	209
B.36	Inter-corrélations des fonctions d’Hermite.	209
B.37	Représentation temporelle des 4 premiers ordres de Gegenbauer.	211
B.38	Spectres des fonctions de Gegenbauer.	211
B.39	Auto-corrélations des fonctions de Gegenbauer.	212
B.40	Largeur des lobes principaux des auto-corrélations.	212
B.41	Auto-corrélation dynamique.	213
B.42	Inter-corrélations.	213
B.43	Intercorrélation dynamique pour $n = 1$ à 3 et $m = n + 1$	213
B.44	Intercorrélation dynamique pour $n = 1$ et $m = 0, 2, 3$ et 4	214
B.45	Principe de la modulation PPM.	215
B.46	Exemple de modulation d’impulsions en amplitude PAM.	215
B.47	Modulation d’impulsions par inversion de polarité Binary PAM.	215
B.48	Modulation tout ou rien OOK.	216
B.49	Performance des impulsions ULB.	216
B.50	Chaîne de transmission pour une communication ULB.	217
B.51	Diverses simulations avec monocycle gaussienne.	218
B.52	1 ^{re} génération en mode 1 pour le MB-OFDM.	219
B.53	Chaîne de transmission d’une communication en MB-OFDM (MBOA).	220
B.54	Performances du système MBOA en canal CM1.	221
C.1	Exemple d’un réseau Ad-Hoc.	224
C.2	Le protocole de routage DSR - Partie 1.	225
C.3	Le protocole de routage DSR - Partie 2.	226
C.4	Le protocole de routage AODV - Partie 1.	228
C.5	Le protocole de routage AODV- Partie 2.	228
C.6	La zone de routage A avec $\delta = 2$	230
C.7	Demande de route A – J ($\delta = 2$).	231
C.8	Exemple de non fonctionnement du transfert.	232
C.9	Combinaison de la transmission selon l’attraction et le périmètre.	233
C.10	Définition de la région de transmission dans le protocole DREAM.	235
C.11	Exemple de l’effet de distance.	236

C.12	Définition de la zone attendue dans le protocole LAR.	237
C.13	Définition d'une zone conique de requête dans le protocole LAR.	237
C.14	Définition d'une zone sphérique de requête dans le protocole LAR.	237
C.15	Echec de connexion dans le cas d'une zone conique de requête dans le protocole LAR.	238
D.1	Sélection des capteurs sur la base du gain en information fourni par les contributions des capteurs individuels.	242
D.2	Localisation de source.	243
D.3	Function de vraisemblance en forme de beignet.	243
D.4	Sélection de capteur basée sur la méthode NN.	244
D.5	Sélection de capteur basée sur la mesure de Mahalanobis de l'utilité de l'information.	245
D.6	Mesure de Malahanobis.	250
D.7	Filtre particulaire.	255
D.8	Modes d'interaction dans un problème de poursuite de deux cibles.	257
D.9	Factorisation de l'espace des états.	257
E.1	Modules simples et composés dans OMNeT++.	265
E.2	Structure de base du noeud capteur.	266
E.3	Représentation d'une couche dans un noeud capteur.	267
E.4	Implémentation d'un scénario.	272

Liste des tableaux

1.1	La relation entre le débit et la portée de communication pour la norme 802.11.b.	11
1.2	Les caractéristiques de l'interface 802.11 (2Mbps).	12
1.3	Comparaison de plates-formes de capteurs. Le coût est donné en dollars pour de grandes quantités et le poids inclut la batterie.	16
2.1	Récapitulatif des différents sous-groupes du standard 802.11.	29
2.2	Récapitulatif des caractéristiques de la couche physique 802.11b.	36
2.3	Types de codage et de modulation pour les 802.11b.	36
2.4	Le codage CCK pour 5.5 et 11 Mbps.	39
2.5	Comparaison de Zigbee et Bluetooth.	45
2.6	Bandes de l'IEEE 802.15.4a.	55
4.1	Données du réseau Ad-hoc.	89
4.2	Distances entre nœuds égales ou optimales.	101
4.3	Distances entre les nœuds en fonction du nœud émetteur.	104
5.1	Microprocesseurs pour l'embarqué.	117
B.1	Le codage DQPSK.	173
B.2	Les codes binaires complémentaires.	175
B.3	Les paramètres de phase.	175
B.4	Les paramètres utilisés dans la simulation.	196
B.5	Débits de données et modulations.	201
B.6	Les différentes caractéristiques de polynômes particuliers.	206
B.7	Débits transmis dans les différents modes - solution MBOA.	219
C.1	Table de routage du nœud M1 du graphe de la figure C.1.	224

Introduction générale

Les réseaux de capteurs sans fil ont maintenant pris une importance de premier choix, car ils possèdent des potentialités intéressantes dans bien des segments de l'économie comme dans notre vie courante, allant du contrôle et de la préservation de l'environnement, à la gestion des outils de fabrication et des outils commerciaux, jusqu'à l'automatisation des transports et les industries de la santé.

La conception, l'implémentation et la mise en oeuvre d'un réseau de capteurs impliquent la collaboration de nombreuses disciplines, comme le traitement du signal, l'informatique des réseaux et protocoles, les systèmes embarqués, la gestion de l'information et les algorithmes distribués. De tels réseaux sont souvent déployés dans des environnements aux ressources limitées, par exemple les noeuds du réseau (capteurs) opèrent souvent sur batteries de capacités limitées. Ces contraintes suggèrent une approche holistique des problèmes de réseaux de capteurs, considérant conjointement les couches physique, réseau et application et réalisant des compromis de conception transversalement aux couches. En conséquence, dans le cas d'un domaine nouveau mettant en jeu des technologies diverses comme les réseaux de capteurs, il est nécessaire d'acquérir une bonne maîtrise dans plusieurs secteurs de recherche disparates afin de concevoir, implémenter et rendre fonctionnelle une application.

Des éléments relevant de la physico-chimie des matériaux et de l'énergétique sont nécessaires pour obtenir des capteurs de dimensions et de poids réduits, disposant de batteries légères, de petite taille et de capacité suffisante. Les points clés relevant des sciences et techniques de l'information et de la communication, ainsi que de l'électronique, concernent la mise en réseau des capteurs, la collecte, l'échange, le cheminement (routage) et le traitement collaboratif ou centralisé des informations. Ainsi interviennent (et souvent de façon imbriquée) des notions relevant des théories des probabilités et de l'estimation, du traitement du signal, des télécommunications, de l'architecture matérielle et logicielle des systèmes, de la théorie des graphes, des protocoles de mise en réseau, des bases de données et des algorithmes distribués. Le problème de la minimisation de la consommation d'énergie (dépensée principalement lors de la communication et du traitement) est également crucial si l'on ne veut pas pénaliser sévèrement la durée de vie d'un réseau de capteurs sans fil.

Il est évident que le présent travail ne peut couvrir l'ensemble d'un domaine aussi vaste et pluridisciplinaire. Notre attention s'est donc focalisée sur les problèmes liés à la communication et à la minimisation de la consommation, de même que sur l'application typique (et canonique) de localisation et de poursuite d'un mobile évoluant au sein d'un réseau de capteurs sans fil. Cette thèse est la première au laboratoire sur ce sujet, aussi avons nous voulu donner dans ce mémoire un maximum d'informations pour les futurs thésards qui y travailleront dans ce domaine, d'où la taille relativement importante des annexes.

Présentation succincte du mémoire

Dans le premier chapitre, nous présentons une synthèse rapide donnant les caractéristiques des réseaux sans fil, puis introduisons les réseaux Ad-hoc, et ensuite les réseaux de capteurs sans fil. Pour ces derniers, nous développons les avantages et les inconvénients et les champs d'application variés sont détaillés. La notion de traitement collaboratif est également introduite. Une annexe A donne une vue d'ensemble des systèmes de développement (matériel et logiciel) pour réseaux de capteurs sans fil disponibles.

Dans le second chapitre, nous décrivons les principaux standards de communication utilisés dans les réseaux de capteurs sans fil, l'IEEE 802.11b, le Zigbee et les techniques de l'ultra-large bande (ULB). Des informations plus détaillées sur les couches physiques (IEEE 802.11, CDMA, Zigbee, ULB) sont fournies dans l'annexe B.

Le troisième chapitre est consacré à l'introduction des protocoles de routage, en insistant sur les spécificités liées aux réseaux Ad-hoc et de capteurs. Les différents types de protocoles de routage sont présentés, ainsi que les modifications souhaitables pour les intégrer dans des réseaux de capteurs utilisant les standards IEEE 802.11b, Zigbee et ULB. Un certain nombre de détails sur les protocoles sont renvoyés dans l'annexe C.

Dans le quatrième chapitre, nous détaillons notre contribution à la prise en compte de la consommation d'énergie dans le processus de routage en vue d'optimiser le chemin suivi par les informations dans un réseau, connaissant l'émetteur et le destinataire. Nous étudions également le placement optimal des capteurs (en supposant que la position de ces derniers n'est soumise à aucune contrainte et que le récepteur n'est soumis à aucune contrainte d'énergie) afin de minimiser la consommation d'énergie d'une communication. Nos algorithmes sont supportés par des simulations et une comparaison est effectuée avec les résultats fournis par des techniques alternatives, déjà présentées dans la littérature.

Le cinquième chapitre présente une application typique : la localisation d'une cible fixe ou la poursuite d'une cible mobile (trahissant leur présence par l'émission d'un signal connu). Il s'agit là d'un exemple canonique, faisant intervenir pratiquement tous les divers problèmes (pluridisciplinaires) qui se posent dans un réseau de capteurs sans fil. Cette présentation est suivie de notre contribution à l'élaboration du cahier des charges d'une expérimentation sur la localisation de sources fixes qui sera prochainement réalisée au laboratoire et étendue au cas de la poursuite d'une cible mobile. Des détails supplémentaires sur plusieurs points relatifs au traitement collaboratif des données sont fournis dans l'annexe D.

Chapitre 1

Généralités sur les réseaux de communication sans fil

1.1 Réseaux de communication sans fil

1.1.1 Introduction

Ces dernières années le monde est devenu de plus en plus mobile. En conséquence, les réseaux utilisés traditionnellement se sont révélés inadaptés pour résoudre les problèmes posés par notre nouveau style de vie collective. Si des utilisateurs doivent être connectés à un réseau par des câbles physiques, leurs déplacements en sont dramatiquement réduits. Une connexion sans fil n'impose pas autant de restrictions et accorde une plus grande liberté de mouvement à l'utilisateur du réseau. Ainsi, les technologies sans fil commencent à gagner du terrain sur les réseaux traditionnels câblés.

Ce changement est évident pour quiconque se déplace régulièrement. La connectivité sans fil dans le monde de la téléphonie mobile a créé une nouvelle industrie. L'arrivée de la téléphonie mobile a eu de profondes influences pour les fournisseurs d'appels vocaux, car les utilisateurs peuvent être connectés à des personnes et non à des appareils. Nous arrivons à un niveau de changement de même importance dans les réseaux informatiques.

La téléphonie mobile a été un succès, car elle nous permet de communiquer quelque soit l'endroit où l'on se trouve. Les nouvelles technologies ciblant les réseaux informatiques promettent la même fonctionnalité pour les connexions Internet. La meilleure technologie de communication de données sans fil existante aujourd'hui correspond à la norme 802.11 [1,2].

1.1.2 Pourquoi le sans fil ?

Pour étudier en profondeur une technologie spécifique, il est bon de revenir un peu en arrière dans son histoire. Les réseaux sans fil ont en commun de nombreux avantages importants, quels que soient les protocoles impliqués ou le type des données transportées. L'intérêt le plus évident des réseaux sans fil est la mobilité. Les utilisateurs des réseaux sans fil peuvent se connecter à des réseaux existants et peuvent se déplacer librement [2].

Un utilisateur de téléphone mobile pourrait, si l'on fait abstraction des notions de sécurité routière, rouler pendant plusieurs kilomètres tout en menant une conversation en continu, car le téléphone se connecte successivement à des stations de base de téléphonie cellulaire pour maintenir la communication. Initialement, le téléphone mobile était cher. Son coût le réservait à des professionnels en déplacement constant, comme les directeurs commerciaux et les décideurs, qui devaient pouvoir être joints à tout moment où qu'ils se trouvent. La téléphonie mobile est maintenant extrêmement répandue dans le monde entier.

De même, les réseaux de données sans fil libèrent les développeurs des logiciels du câble Ethernet les attachant au mur. Ils peuvent travailler dans la bibliothèque, dans une salle de conférence, dans le parking ou même dans les cafés. Tant que les utilisateurs restent à portée de communication de la station de base, ils peuvent exploiter le réseau.

Les réseaux sans fil font généralement preuve d'une grande souplesse, ce qui se traduit par un déploiement rapide. Ils utilisent des stations de base pour connecter les utilisateurs à un réseau existant. Cependant, l'infrastructure d'un réseau sans fil est qualitativement la même, qu'on connecte un ou des millions d'utilisateurs. Pour offrir un service dans une zone donnée, on a besoin de stations de base et d'antennes. Une fois cette infrastructure en place, l'ajout d'un utilisateur aux réseaux sans fils se résume principalement à une autorisation [3].

L'infrastructure doit être configurée pour reconnaître et offrir des services aux nouveaux utilisateurs, mais l'autorisation ne demande rien de plus quant à l'infrastructure. L'ajout d'un utilisateur à un réseau sans fil consiste donc à configurer l'infrastructure sans impliquer le passage des câbles, l'installation de terminaux et le branchement d'une nouvelle prise. La souplesse est un point important pour les fournisseurs de services. L'un des marchés sur lesquels de nombreux fournisseurs de matériels sans fil se sont lancés est celui des zones d'accès sans fil (hot spots). Dans les aéroports et les gares, on a les plus grandes chances de rencontrer des hommes d'affaires en déplacement intéressés par un accès réseau lors de correspondances.

Les cafés et les autres zones publiques constituent d'autres endroits où un accès réseau est souhaitable. Même s'il est possible de servir un groupe d'utilisateurs de composition variable via des prises Ethernet, les accès filaires posent plusieurs problèmes. Le passage des câbles prend du temps, coûte cher et peut demander des travaux. La souplesse peut être particulièrement importante dans les bâtiments anciens, car elle réduit les besoins de travaux d'aménagement de la part du constructeur. Lorsqu'un bâtiment est classé historique, il peut être très difficile de le modifier. Les réseaux sans fil peuvent être déployés extrêmement rapidement dans un tel environnement, car il suffit d'installer uniquement un petit réseau câblé [4].

1.1.3 En quoi les réseaux sans fil sont-ils différents ?

Les réseaux sans fil constituent d'excellents compléments aux réseaux fixes, mais ne sont en aucun cas une technologie de remplacement. Tout comme les téléphones mobiles qui complètent les téléphones fixes, les réseaux sans fil complètent les réseaux fixes existants en apportant la mobilité aux utilisateurs.

1.1.3.1 Absence de frontière physique

Dans un réseau classique, une grande importance est accordée à la sécurité physique des composants réseau [5]. Les données du réseau voyagent sur des chemins bien définis, généralement par des câbles en cuivre ou de la fibre, et l'infrastructure de réseau est protégée par un contrôle d'accès physique. Le matériel est protégé dans des salles fermées et ne peut être reconfiguré par les utilisateurs. Les réseaux sans fil ont un support de propagation bien plus ouvert. Par définition, le support d'un réseau sans fil est constitué d'une liaison radio avec un codage et une modulation spécifiques.

Les signaux peuvent être envoyés ou reçus par toute personne en connaissant les spécifications, qui sont très bien connues car il s'agit de normes ouvertes. L'interception des données est facile puisque le médium est ouvert à toute personne disposant de la bonne interface réseau, qui est disponible sur le marché. De plus, les ondes radio ont tendance à sortir de la zone souhaitée. Il n'existe aucune frontière physique liée au support de communication et la portée de la transmission peut être augmentée à l'aide d'antennes possédant des gains importants. Lors de la mise en place d'un réseau sans fil, on doit envisager sérieusement la sécurisation des connexions afin d'empêcher une utilisation non autorisée, une injection ou une analyse de trafic. Grâce à la maturité des protocoles sans fil, les outils d'authentification des utilisateurs et du chiffrement du trafic sont maintenant accessibles.

1.1.3.2 Médium physique dynamique

Une fois que le réseau câblé est en place, son comportement devient prévisible. Dès que les câbles ont été installés, ils ont tendance à réaliser le même travail jour après jour. Si le réseau a été conçu conformément aux règles données dans la spécification, il doit fonctionner comme voulu. Son évolution se fait facilement en mettant à niveau des commutateurs dans la salle réseau. A l'opposé, le médium physique d'un réseau local sans fil est beaucoup plus dynamique. Les ondes radio rebondissent sur les objets, pénètrent dans les murs et peuvent souvent se comporter de manière imprévisible. Elles peuvent souffrir de problèmes de propagation conduisant à une rupture de la liaison radio, comme les interférences par trajets multiples et les ombres. Puisque le médium n'est pas fiable, les réseaux sans fil doivent valider des trames reçues afin d'éviter les pertes des trames. Comme cela sera mentionné par la suite, un accusé de réception positif est la tactique utilisée par la norme 802.11 pour lutter contre ces pertes.

Les liaisons radio sont sujettes à des contraintes supplémentaires qui ne concernent pas les réseaux câblés. Puisque le spectre radio est une ressource sensible, il est soigneusement régulé. Il existe deux manières d'accélérer les réseaux radio. Il faut soit allouer un spectre plus important, soit coder la liaison de manière à pouvoir placer plus de données par unité de temps. Les allocations de spectre seront illustrées dans le chapitre suivant pour la norme IEEE 802.11. Les ondes radio sont intrinsèquement un médium de diffusion. Lorsqu'une station transmet, toutes les autres stations doivent écouter. Les points d'accès fonctionnent comme les autres concentrateurs Ethernet partagés, en cela qu'il existe une capacité de transmission limitée et qu'elle doit être partagée par tous les utilisateurs connectés. L'augmentation de la capacité impose que le gestionnaire de réseau ajoute des points d'accès tout en réduisant simultanément la zone de couverture des points d'accès existants.

1.1.3.3 Sécurité

Les réseaux sans fil reposent sur les ondes radio, rendant ainsi le medium sujet à des interceptions plus faciles. Une bonne protection des transmissions radio de n'importe quel réseau est toujours l'un des points importants pour les concepteurs des protocoles. Les réseaux sans fils doivent utiliser une authentification forte pour repousser les utilisateurs non autorisés et les connexions authentifiées doivent être fortement chiffrées pour empêcher l'interception et l'injection de trafic par des tiers. Des technologies offrant ce chiffrement et cette authentification ont émergé lors de ces dernières années [6].

1.2 Réseaux Ad-hoc

1.2.1 Introduction

Les systèmes de communication cellulaires sont à l'heure actuelle basés essentiellement sur l'utilisation des réseaux filaires (tels qu'Internet ou ATM) ou sans fil (téléphonie cellulaire) et la présence de stations de base qui couvrent les différentes unités mobiles du système [7].

Les réseaux mobiles Ad-hoc sont à l'inverse des réseaux sans fil qui s'organisent automatiquement de façon à être déployés rapidement, sans recourir à une infrastructure fixe ni à l'intervention d'un administrateur en ce qui concerne sa configuration ou sa gestion [8], et qui doivent pouvoir s'adapter aux conditions de propagation, aux trafics et aux différents mouvements pouvant intervenir au sein des noeuds mobiles [9].

La simple présence de terminaux équipés d'une interface radio, qu'il s'agisse de micro-ordinateurs, d'assistants personnels, de dispositifs embarqués dans des véhicules ou encore de capteurs, suffit pour créer un réseau Ad-hoc [6, 10–13]. Les réseaux Ad-hoc auxquels nous nous sommes intéressés au cours de ce travail sont ceux décrits et étudiés par le groupe de travail Mobile Ad-hoc NETWORKS (MANET) de l'Internet Engineering Task Force (IETF). Les réseaux MANET apparaissent dans le cadre de plusieurs systèmes parmi lesquels on trouve les réseaux locaux sans fil (la famille IEEE 802.11, Hiperlan2), les réseaux de proximité (Bluetooth) ou encore d'autres systèmes, tels que les réseaux domestiques (HomeRF, etc).

Plus que dans les laboratoires de recherche ou les entreprises, c'est dans les aéroports et les hôtels, espaces de rencontre entre professionnels encore peu équipés en infrastructures de communications lourdes, que ce type de réseau a le plus d'avenir. Avec ces réseaux, nul besoin d'implanter de station GSM ni quoi que ce soit d'autre. Il suffit que les machines soient équipées de logiciels (softwares) et que la bande de fréquences utilisée soit autorisée pour proposer aux membres de l'assemblée des connexions immédiates. Un système Ad hoc, utilisant une bande de fréquences ainsi que des programmes logiciels, s'avère parfaitement adapté à ces espaces habituellement contraignants pour les réseaux [9].

Les réseaux Ad hoc offrent également une solution de réseau cellulaire dans les zones très peu peuplées (e.g. les forêts ou les villages isolés), que les opérateurs ne couvrent que partiellement. Cette mauvaise couverture entraîne de fait des coupures ou une mauvaise réception des communications. Le mobile représenté par l'ordinateur portable peut profiter des terminaux voisins pour atteindre la station de base, empêchant le signal d'arriver correctement du fait de l'atténuation. Il a donc besoin d'être relayé par un autre terminal (voir figure 1.1).

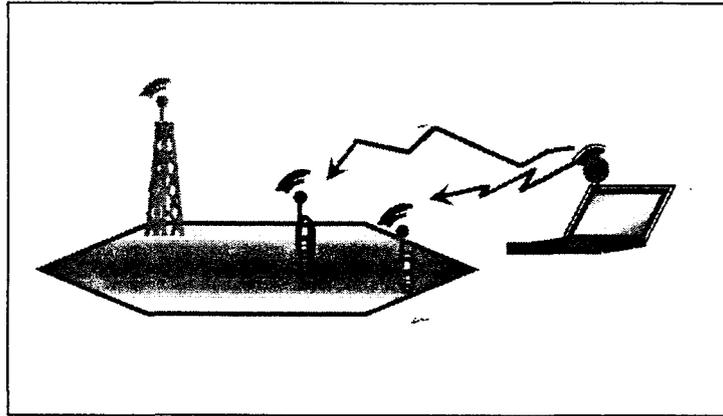


FIG. 1.1 – Extension de couverture apportée par un réseau Ad-hoc.

1.2.2 Les handicaps des réseaux Ad-hoc

Si les réseaux Ad-hoc possèdent des avantages indéniables, au premier rang desquels viennent le confort matériel, la couverture physique et le coût, un certain nombre d'écueils sont toutefois à surmonter pour bénéficier pleinement de ces privilèges. Ces écueils sont les suivants [8, 14] :

1. Liens asymétriques : ces liens n'accueillent des communications que dans un seul sens entre un émetteur et un récepteur.
2. Interférences : accroissement du nombre d'erreurs de transmission et amoindrissement des performances d'un lien radio.
3. Mobilité des noeuds : modifie la topologie du réseau, ce qui transforme le tracé des routes lors des échanges de paquets.
4. Bande passante limitée : la bande passante réservée à un hôte est modeste.
5. Sécurité physique limitée : les réseaux mobiles Ad-hoc sont touchés par le paramètre de sécurité.
6. Contraintes d'énergie : les hôtes mobiles sont alimentés par des sources d'énergie autonomes.

1.2.2.1 Les liens asymétriques

En radio, si un noeud reçoit en provenance d'un autre noeud un signal correct, la réciproque n'est pas nécessairement vraie. Les liens radio sont parfois asymétriques, la communication entre deux terminaux n'étant compréhensible que dans un sens.

Selon la théorie du signal, l'affaiblissement est inversement proportionnel à la distance séparant l'émetteur du récepteur. Cela signifie que les liens sont a priori symétriques. En pratique, le déphasage dû aux multiples réflexions du signal sur différents obstacles provoque une réception saccadée, qui dépend de nombreux paramètres, à commencer par la mobilité du terminal. Ce phénomène, appelé évanouissement (fading), est illustré sur la figure 1.2. Pour une même distance séparant deux noeuds, le signal peut être

ce support se voient privés de la trace de cet envoi. En radio, ce processus se traduit autrement. L'interface radio étant partagée, chaque donnée est réceptionnée par tous les noeuds à la fois, avec des puissances variables. Seul le point de destination est apte à comprendre cette donnée et à la récupérer, tous les autres noeuds, destinataires infortunés, étant victimes d'interférences ou de collisions. Malgré l'existence de mécanismes chargés de gérer les collisions et le partage de l'interface radio, les interférences s'ajoutent au bruit et détériorent les communications. Le taux d'erreur s'accroît d'autant, et la transmission des paquets non récupérés, diminue le débit de la liaison. [15]

Cette interface partagée pose un autre type de problème en provoquant une certaine redondance. Du fait de la diffusion à tous les voisins, les supports dédiés n'existant pas, plusieurs noeuds reçoivent les mêmes paquets et les rediffusent. Un noeud destinataire peut donc recevoir l'information provenant de multiples directions. La redondance dans les réseaux filaires est un paramètre inséré volontairement dans le réseau par ses architectes. Elle sert à contourner des noeuds en panne ou défectueux. Dans les réseaux Ad-hoc, elle constitue un facteur parasite, qui nécessite un traitement à l'encontre des dégradations de performances provoquées sur l'interface radio.

1.2.2.3 La mobilité des noeuds

Dans un réseau Ad-hoc, la mobilité des noeuds rend la topologie du réseau dynamique, si bien qu'une route tracée pour parvenir à la destination souhaitée doit être modifiée assez fréquemment. Dans un réseau fixe, les changements de route surviennent à la suite d'une congestion dans le réseau ou de pannes chroniques. Un routage dynamique demande d'énormes ressources pour véhiculer la signalisation indispensable aux mouvements des noeuds. Cette surabondance doit faire l'objet d'une optimisation, notamment lorsque la vitesse des noeuds est relativement élevée. Jusqu'à présent, la plupart des protocoles de routage Ad hoc se sont montrés plutôt inaptes à faire face à une forte mobilité. Cette problématique est actuellement sans aucun doute au coeur des travaux de recherche.

1.2.2.4 Bande passante limitée

Une des caractéristiques primordiales des réseaux basés sur la communication sans fil est l'utilisation d'un médium de communication partagé (ondes radio). Ce partage fait que la bande passante réservée à un hôte est modeste.

1.2.2.5 Contraintes d'énergie

Les hôtes mobiles sont alimentés par des sources d'énergie autonomes comme les batteries ou les autres sources consommables. Le paramètre d'énergie doit être pris en considération dans tout contrôle fait par le système.

1.2.2.6 Sécurité physique limitée

Les réseaux mobiles Ad-Hoc sont plus touchés par le paramètre de sécurité que les réseaux filaires classiques. Cela se justifie par les contraintes et limitations physiques qui font que le contrôle des données transférées doit être minimisé.

1.2.3 La recherche dans le domaine des réseaux Ad-hoc

Pour présenter la quantité énorme d'activités de recherche portant actuellement sur les réseaux Ad-hoc, on emploie, comme référence, l'architecture simplifiée illustrée sur la figure 1.4, où les activités de recherche sont regroupées selon trois principaux domaines [8, 14, 16] :

- les différentes technologies permises,
- la gestion des réseaux,
- les logiciels personnalisés et applications.

La figure présente également plusieurs problèmes rencontrés dans les différents secteurs (gestion d'énergie, sécurité et coopération, qualité de service, simulation des réseaux).

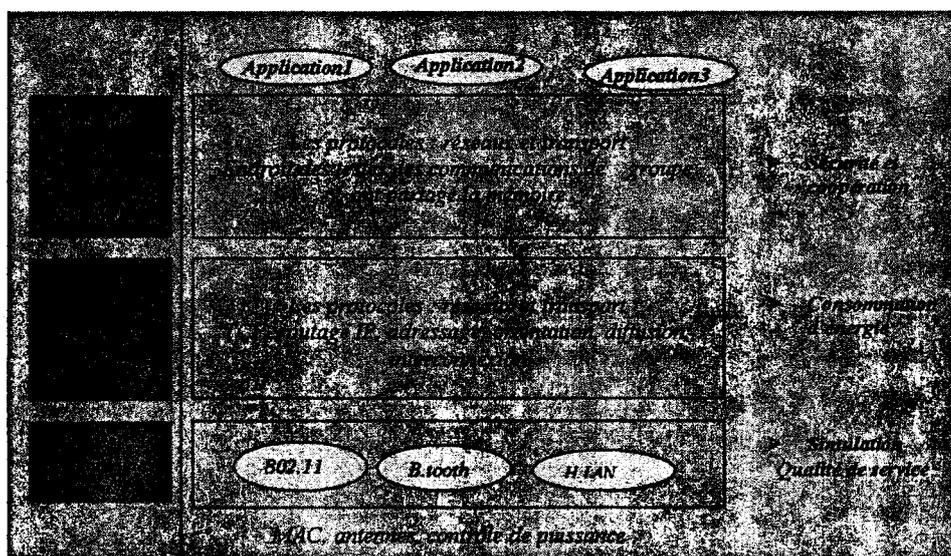


FIG. 1.4 – Architecture de MANET.

1.2.3.1 Les différentes technologies permises

Selon la figure 1.2.3.1, on peut diviser les réseaux Ad-hoc, selon leur secteur d'activité, en plusieurs classes ; réseaux de corps (BAN : Body Area Network), réseaux personnels (PAN : Personal Area network), réseaux locaux (LAN : Local Area Network), réseaux métropolitains (MAN : Metropolitan Area Network) et réseaux à couverture large (WAN : Wide Area Network), comme il est illustré sur la figure 1.2.3.1.

Les réseaux LANs sans fil ou WLANs ont des caractéristiques répondant aux besoins des MANETs ; une grande portée de communication (10 à 500 m) et un débit élevé (jusqu'à 11 Mbps) comme cela est

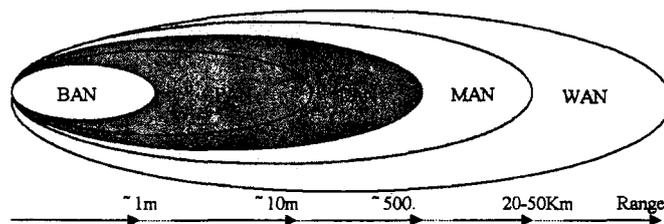


FIG. 1.5 – Les classes de réseau Ad hoc

montré dans le tableau 1.1. Ce tableau montre la relation inversement proportionnelle existant entre le débit et la portée de communication.

<i>Débit</i>	<i>11Mbps</i>	<i>5.5Mbps</i>	<i>2Mbps</i>	<i>1Mbps</i>
<i>Portée</i>	<i>30 m</i>	<i>70 m</i>	<i>90-100 m</i>	<i>110-130 m</i>

TAB. 1.1 – La relation entre le débit et la portée de communication pour la norme 802.11.b.

Le problème de ces réseaux est que la communication radio consomme beaucoup d'énergie, tandis que les dispositifs mobiles ont des sources limitées d'énergie.

1.2.3.2 Les sources majeures de pertes d'énergie

La communication radio, ainsi que le traitement des informations, sont les principales sources de perte d'énergie dans les dispositifs mobiles. Pour plus de précision, on peut dire que la communication radio est souvent la source dominante de consommation d'énergie. Le traitement de données nécessite l'utilisation d'un CPU (Control Process Unit), de mémoire et de périphériques, etc. La consommation d'énergie de ces derniers est relativement négligeable par rapport à celle de la communication radio [17, 18].

La dépense énergétique dans la communication radio inclut la consommation en émission et en réception pour tous les noeuds, notamment ceux situés sur le chemin entre l'émission et la destination, en même temps que leurs voisins, qui peuvent intercepter la transmission.

La technique de compression des données introduite dans [18] réduit la taille des paquets (réalisation d'économies d'énergie dans la communication radio) au prix d'un coût de calcul.

Un noeud mobile doit être à tout instant dans l'un des quatre modes suivants : émetteur, récepteur, auditeur à vide (idle listening) ou dormant. Le mode d'écoute à vide signifie que le noeud effectue la surveillance du canal de communication ; ce mode consomme de l'énergie parce que le noeud doit être constamment à l'écoute du médium sans fil. En mode dormant, les noeuds ne communiquent pas du tout. Le tableau 1.2 montre la consommation d'énergie pour les différents modes de l'interface IEEE802.11 (2.4 GHz) (DSSS 2 Mbps).

<i>Modes</i>	<i>Consommation d'énergie</i>
<i>Mode dorme</i>	<i>14 mA</i>
<i>Mode d'écoute à vide</i>	<i>178 mA</i>
<i>Mode récepteur</i>	<i>204 mA</i>
<i>Mode émetteur</i>	<i>280 mA</i>

TAB. 1.2 – Les caractéristiques de l'interface 802.11 (2Mbps).

Notons que les noeuds mobiles Ad-hoc doivent continuer à surveiller les médias pour une transmission possible de données. Ainsi, la plupart du temps, les noeuds doivent demeurer en mode d'écoute à vide ou bien dans le mode dormant. Actuellement, l'opérateur d'interface réseau dans le système Ad-hoc a une consommation d'énergie constante en mode d'écoute à vide, ce qui reflète le coût d'écoute du medium sans fil.

Plusieurs résultats de mesures ont montré que la consommation d'énergie en mode d'écoute à vide est de l'ordre de 50 à 100% de celle en mode récepteur. En d'autres termes, l'écoute à vide consomme moins d'énergie que le trafic effectivement reçu. Ainsi, une énergie significative est consommée même lorsqu'il n'y a aucun trafic dans le MANET. De plus, la dépense énergétique de l'interface radio pour passer d'un mode à un autre n'est pas négligeable, car le temps de transition ne peut pas être infiniment court. Par exemple, la transition entre le mode émetteur et le mode récepteur prend typiquement 6 à 30 μ s, tandis que la transition du mode dormant au mode récepteur prend généralement plus de temps (250 μ s).

1.3 Les réseaux de capteurs

1.3.1 Généralités

1.3.1.1 Définition

Les capteurs sont des dispositifs de taille extrêmement réduite avec des ressources très limitées, autonomes, capables de traiter des informations et de les transmettre, via les ondes radio, à une autre entité (capteurs, unité de traitements...) sur une distance souvent limitée à quelques mètres. Ces réseaux ressemblent aux réseaux Ad-hoc du fait qu'ils utilisent un grand nombre des capteurs pour former un réseau sans infrastructure établie [19]. Un capteur analyse son environnement, et propage les données récoltées aux capteurs appartenant à sa zone de couverture. Chaque capteur relayant l'information sur sa propre zone de couverture, le réseau se trouve entièrement couvert. De tels réseaux, capables d'analyser et de surveiller une zone définie, présentent des avantages indéniables dans les domaines aussi variés que l'industrie, la recherche environnementale ou la domotique.

1.3.1.2 Pourquoi des réseaux de capteurs?

Les capteurs classiques, qui mesurent les grandeurs physiques, sont présents depuis longtemps dans les domaines comme l'industrie, l'aéronautique ou l'automobile. Ils sont en général reliés à la base

de traitement par liaison filaire. La nouveauté apportée par les réseaux de capteurs est qu'ils ont la possibilité de communiquer par ondes radios (WiFi ou ZigBee (802.15.4) par exemple) avec d'autres capteurs proches distants de quelques mètres tout au plus. Les réseaux de capteurs sans fil constituent un nouveau type de systèmes qui a émergé grâce aux progrès technologiques effectués dans les domaines du développement de capteurs intelligents, de la microfabrication et de l'intégration, de processeurs embarqués puissants et de protocoles de communication pour les réseaux sans fil. Par exemple, des capteurs et des actionneurs peuvent être conçus et construits en utilisant les technologies des systèmes micro-électro-mécaniques (MEMS). Les réseaux de capteurs constituent une technologie prometteuse qui permet de couvrir un large éventail de nouvelles applications, aussi bien dans le domaine civil que militaire [20–27].

Contrairement aux services d'information actuels, comme ceux fournis par Internet, qui peuvent devenir rapidement obsolètes ou inutilisables car trop génériques, les réseaux de capteurs permettent un couplage direct entre l'utilisateur et les mesures effectuées par les capteurs et fournissent une information localisée précisément dans l'espace et/ou dans le temps selon les besoins et les demandes des utilisateurs.

Cette avancée technologique introduit cependant de nouveaux challenges pour le traitement de l'information dans les réseaux de capteurs. Il faut en effet définir et mettre au point de nouvelles représentations informatiques (algorithmes, protocoles) et de nouvelles méthodes (et les outils correspondants) supportant un traitement des signaux distribué, le stockage et la gestion de l'information, la mise en réseau et le développement d'applications. Certains des principes développés, comme la gestion et le traitement collaboratif de l'information ou encore la scalabilité et l'utilisation efficace de la bande passante disponible, s'appliquent d'ailleurs également aux réseaux de capteurs filaires.

1.3.2 Glossaire pour les réseaux de capteurs

Les réseaux de capteurs constituent un sujet de recherche multi-disciplinaire qui implique des contributions venant de nombreuses disciplines comme le traitement du signal, l'informatique des réseaux et des protocoles, la gestion des bases de données et de l'information, les algorithmes distribués, les systèmes embarqués et l'architecture des systèmes.

Nous donnons ci-dessous quelques termes et concepts de base pour les réseaux de capteurs.

- capteur : c'est un transducteur convertissant un phénomène physique (lumière, son, chaleur, déplacement, ...) en signaux généralement électriques pouvant être ultérieurement traités.
- noeud capteur : c'est l'unité de base d'un réseau de capteurs, comprenant un ou plusieurs capteur(s), un processeur, de la mémoire, un modem sans fil et une batterie.
- topologie de réseau : un graphe de connexion, dont les noeuds sont des capteurs et les arcs sont des liens de communication. Dans un réseau sans fil, le lien est une connexion à un seul saut et les voisins d'un noeud sont les noeuds situés dans sa portée de communication.
- routage : c'est le processus permettant de déterminer un chemin dans le réseau entre une source de paquets et une destination.
- approche centrée sur les données : elle consiste à nommer, acheminer ou accéder à un bloc de données à partir de ses propriétés externes au réseau de communication, comme sa localisation physique. Ceci contraste avec l'approche basée sur l'adresse, qui utilise des propriétés logiques des noeuds reliées à la structure du réseau.

- routage géographique : routage de données basé sur des attributs géographiques, comme les localisations précises ou l'appartenance à une région. Il correspond à une approche centrée sur les données.
- traitement local : traitement et combinaison des données effectués dans le voisinage de l'endroit où elles sont générées.
- traitement collaboratif : collaboration de plusieurs capteurs pour traiter des données émanant de plusieurs sources afin d'exécuter une tâche de haut niveau. Il requiert des communications entre plusieurs noeuds.
- état : une photographie de l'environnement physique à un moment donné (par exemple nombres de sources de signal, leur localisation et leur portée de communication ou de captation d'information, leur vitesse de déplacement), ou encore du système lui-même (état du réseau).
- tâche : inclut les tâches au niveau système (captation de données, communication, traitement, allocation des ressources) et au niveau applicatif (détection, classification, localisation, poursuite).
- incertitude : effet du bruit dans les mesures fournies par les capteurs sur l'information recueillie ou des propriétés imparfaitement connues sur les modèles. Elle affecte la capacité du système à estimer précisément l'état et doit être soigneusement modélisée. Du fait du caractère délocalisé des données, de nombreux problèmes d'estimation au niveau des capteurs peuvent être formulés en utilisant une approche statistique, à l'aide de processus gaussiens ou non.
- détection : processus permettant l'étude d'un phénomène physique. Un détecteur à seuil permet de décider de la présence d'un phénomène physique si sa signature est significative (dépasse le seuil).
- classification : regroupement sous une étiquette commune de plusieurs processus physiques observés.
- localisation et poursuite : estimation de l'état d'une entité physique ou d'un noeud capteur à partir d'un ensemble de mesures. La poursuite produit une suite d'estimations au cours du temps.
- qualité ou utilité de l'information : correspondance entre des données et une quantité scalaire, dans le contexte d'une tâche globale du système ou de sa connaissance. Par exemple, l'utilité d'un bloc de données issues d'un capteur peut être caractérisée par sa pertinence vis-à-vis d'une tâche d'estimation et calculée à partir de la notion d'information mutuelle.
- ressource : les ressources incluent les capteurs, les liens de communication, les processeurs, la mémoire locale, et les réserves d'énergie des noeuds. Ces ressources sont allouées aux tâches sur la base de l'optimisation d'un certain objectif de performances.
- tâche de captation de données : assignation des capteurs à une tâche particulière et contrôle de l'état du capteur dans l'accomplissement de cette tâche.
- services des noeuds : incluent la synchronisation temporelle et la localisation des noeuds. Ils permettent aux applications de prendre connaissance des propriétés d'un noeud et à organiser les noeuds entre eux pour obtenir un réseau fonctionnel dans le cadre d'une ou de plusieurs tâche(s).
- stockage de données : l'information issue des capteurs est stockée, indexée et rendue accessible aux applications. Le stockage peut être local au niveau du noeud, réparti dans tout le réseau ou centralisé en quelques points (entrepôts de données).
- système opératoire (OS) embarqué : système d'exécution supportant les applications basées sur les réseaux de capteurs. Il fournit une abstraction des ressources du système et un ensemble d'utilitaires.
- objectif de performance système : caractérisation abstraite des propriétés du système. Des exemples sont l'extensibilité, la robustesse et la longévité du réseau, chacune se mesurant par un ensemble de métriques d'évaluation.

- métrique d'évaluation : quantité mesurable qui décrit le comportement du système dans une échelle absolue donnée. Des exemples sont le taux de perte des paquets (système) ou le taux d'échec d'une poursuite, le taux de fausses alarmes, la probabilité d'association correcte, l'erreur de localisation (application), ou la latence due au traitement (application/système). Une méthode d'évaluation consiste à appliquer la métrique à un système expérimental et à comparer le résultat à celui d'un autre système de référence (benchmark).

1.3.3 Contraintes spécifiques

Contrairement à un système centralisé, un réseau de capteurs est soumis à un ensemble de contraintes concernant ses ressources, comme une puissance finie des batteries des capteurs et une bande passante de communication limitée. Dans un réseau de capteurs typique, chaque capteur opère de façon totalement indépendante sans régulation extérieure, sous le contrôle de son propre microprocesseur, en utilisant sa propre mémoire (de taille limitée) pour traiter les données et contrôler ses tâches. Chaque capteur (ou noeud du réseau) est aussi équipé d'un (ou plusieurs) dispositifs de captation de données, aussi variés que des réseaux de microphones acoustiques, des caméras vidéo et autres détecteurs optiques, des capteurs électriques, magnétiques ou infrarouges. Chaque noeud communique également par ondes radio avec un petit nombre d'autres noeuds locaux, situés dans sa portée de communication radio.

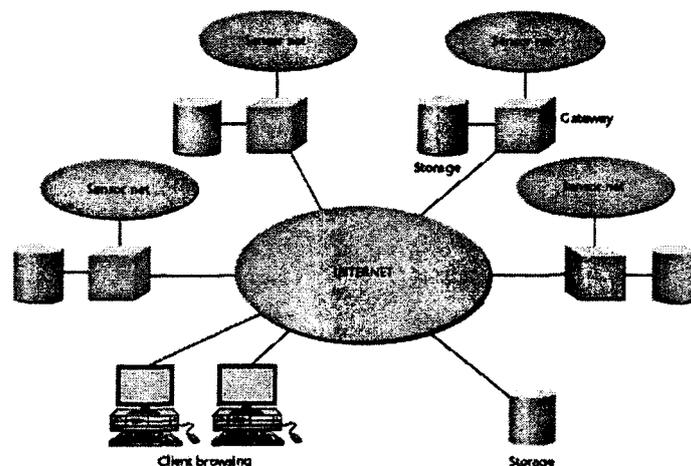


FIG. 1.6 – Réseau de capteurs sans fil typique.

Ce nouveau type de réseau est caractérisé par un coût et une réactivité beaucoup plus élevés (de plusieurs ordres de grandeur) que les réseaux informatiques TCP/IP actuels et par de nouveaux types de trafic, totalement différents de ceux rencontrés sur Internet. Les informations recueillies et véhiculées sur un réseau de capteurs sont relatives aux conditions de l'environnement physique (température, humidité, pression, vibrations, etc) et nécessitent des interfaces de consultation et des moteurs de recherche spécifiques pour supporter les fonctions disponibles au niveau de l'utilisateur. Un réseau de capteurs peut être connecté à un réseau IP concentrateur par l'intermédiaire d'une passerelle (voir figure 1.6). Cette passerelle effectue le routage des demandes ou des commandes de l'utilisateur vers les noeuds concernés d'un réseau de

capteurs. Elle dirige également les données issues des capteurs, à des instants étiquetés et mémorisés, vers les utilisateurs qui en ont effectué la demande ou susceptibles d'exploiter l'information. Un service de dépôt ou de stockage permanent de données peut être prévu au niveau de la passerelle, en plus de la conservation des données effectuée au niveau de chaque capteur, ce qui permet d'alléger l'interface entre utilisateurs et capteurs. De plus, les données de certains capteurs peuvent aussi être sauvegardées ou archivées au niveau du réseau IP, afin de supporter diverses fonctions de consultations et de recherche initiées par les utilisateurs.

La génération actuelle de matériels destinés aux réseaux de capteurs va des capteurs Sensoria WINS NG [28] de la taille d'une boîte à chaussures, avec un microprocesseur SH-4 à des capteurs granulaires Berkeley MICA, de taille plus réduite, avec un microcontrôleur 8 bits [29]. On prévoit aussi pour un futur proche, des capteurs appelés "poussières intelligentes" (Smart dust), non encore opérationnels à l'heure actuelle, dont les caractéristiques futures ont été définies et les coûts approximatifs sont prévisibles. La table 1.3 résume certaines caractéristiques de ces matériels.

	WINS NG	iPAQ	MICA	Smart dust
Coût unitaire	>100	>100	>10	<1
Taille (cm ³)	5300	600	40	0,002
Poids (g)	5400	350	70	0,002
Capacité (kJ)	300	35	15	<10
Capteurs	externes	microphones optiques	accélération, température, lumière, son	MEMS
Mémoire	32Mo RAM 32Mo Flash	64Mo RAM 32Mo Flash	4M0 RAM 128Mo Flash	très faible très faible
CPU	Hitachi SH-4	Strong ARM Xscale	ATMega	moins puissant
OS	Linux	WinCE Linux	TinyOS	petit noyau
Puissance	400 Mips	240 Mips	4 Mips	< 1 Mips
Couverture (m)	100	100	30	< 10

TAB. 1.3 – Comparaison de plates-formes de capteurs. Le coût est donné en dollars pour de grandes quantités et le poids inclut la batterie.

Il est bien connu que la transmission d'un bit à travers un réseau sans fil consomme, même à courte distance, bien plus d'énergie que pour traiter ce bit. Dans le cas des capteurs Sensoria et Berkeley cités ci-dessus, le rapport des consommations d'énergie pour la communication et le traitement (calculs) est de l'ordre de 1000 à 10000. En dépit des progrès effectués dans la technologie de fabrication des composants en silicium, les communications sans fil constituent toujours (et constitueront encore à court et moyen termes dans le futur) la part dominante dans la consommation d'énergie des systèmes embarqués mis en réseau [30]. Minimiser autant que possible la quantité et la portée des communications (par exemple en utilisant une collaboration locale dans un groupe de capteurs, en supprimant les données redondantes et en double, ou en mettant en oeuvre uniquement les noeuds concernés par une tâche donnée) permet donc de prolonger de façon significative la durée de vie d'un réseau de capteurs et de rendre les noeuds aptes à supporter des tâches multi-utilisateurs. De plus, en utilisant une portée de transmission radio restreinte, l'utilisation du spectre disponible est améliorée et le débit du réseau est augmenté.

La gestion de l'information et des communications pour ce nouveau type de réseau nécessite bien plus que la définition et la conception de routeurs, de commutateurs et de navigateurs plus rapides, Un réseau de capteurs est en effet destiné à collecter de l'information venant de l'environnement physique. La mise en réseau est donc fortement couplée avec les besoins de prise d'information et de contrôle, ainsi qu'à la sémantique des applications. Pour optimiser les performances et l'utilisation des ressources, comme l'énergie, il faut complètement repenser la pile logicielle TCP/IP existante et concevoir une abstraction de réseau de capteur permettant de développer des applications. Par exemple, dans certains cas, il peut être intéressant d'adresser les noeuds du réseau par leurs propriétés physiques, comme la position du noeud ou sa proximité, plutôt que par des adresses IP. La façon et l'endroit où les données sont générées par les capteurs et consommées par les utilisateurs affecte les méthodes de compression, de routage et d'agrégation des données. A cause de la connexion point à point utilisée et de l'absence de support par une infrastructure globale, les capteurs doivent recourir à des protocoles de découverte pour construire des modèles locaux du réseau et de son environnement. La mobilité et les instabilités des liaisons sans fil interdisent l'utilisation de la plupart des protocoles existants pour les passerelles dans le cadre de l'interconnexion de réseaux IP et de capteurs.

En résumé, les challenges rencontrés dans la conception de réseaux de capteurs et des applications associées sont principalement :

- Des limitations matérielles : chaque noeud possède des capacités de traitement, de stockage et de communication limitées, de même qu'une source d'énergie et une largeur de bande de communication restreintes.
- Un support limité pour la mise en réseau : le réseau est de type point à point, avec une topologie maillée et une connectivité dynamique, mobile et de fiabilité non assurée. Il n'existe pas de protocole de routage universel ni de service de cartographie global. Chaque noeud joue à la fois le rôle de routeur et celui d'hôte applicatif.
- Un support limité pour le développement de logiciels : les tâches à gérer sont typiquement temps réel et massivement distribuées ; elles nécessitent une collaboration dynamique des noeuds et la prise en compte de nombreux évènements concurrents. Les propriétés globales peuvent être spécifiées uniquement au moyen d'instructions locales. Vu le couplage fort existant entre les couches logicielles des applications et du système, l'architecture logicielle et celle de traitement de l'information doivent être développées simultanément.

L'annexe A présente les principaux moyens de développement matériels et logiciels disponibles.

1.3.4 Avantages des réseaux de capteurs

Les capteurs en réseau offrent des avantages significatifs par rapport aux approches centralisées traditionnelles. Des réseaux denses de capteurs communicants distribués permettent d'améliorer le rapport signal sur bruit (SNR) du fait de la réduction de la distance moyenne entre capteurs et noeuds sources ou destinataires de signaux. Une augmentation de l'efficacité pour les communications est aussi obtenue dans le cas d'une topologie de réseau multi-sauts [31]. Simultanément, des informations supplémentaires émanant d'autres capteurs peuvent être agrégées aux messages durant la transmission multi-sauts en utilisant un traitement de données réparti dans le réseau [32]. Un des plus grands avantages des réseaux de capteurs consiste en une augmentation de la robustesse et de la scalabilité : un système de prise

d'informations décentralisé est naturellement robuste vis-à-vis de défaillances des noeuds (capteurs) individuels ou de liens de communication, du fait de la redondance ; de même des algorithmes décentralisés sont aussi beaucoup plus adaptables pour un déploiement pratique.

1.3.4.1 Avantage énergétique

Du fait des caractéristiques particulières de l'atténuation des signaux électromagnétiques radio-fréquences (RF), un réseau multi-sauts présente un avantage très net du point de vue économie d'énergie par rapport à un réseau utilisant des sauts uniques (liaison directe entre source et destination, sans relai) sur la même distance de communication totale. Considérons par exemple un réseau à N sauts. Supposons que la distance totale de transmission soit Nr , où r représente la distance couverte par un seul saut. Si P_{rec} désigne la puissance minimale reçue par un noeud (afin de garantir un taux d'erreur de transmission maximal donné) et P_{send} la puissance d'émission d'un noeud, nous pouvons écrire le modèle d'atténuation RF au voisinage du sol sous la forme :

$$P_{\text{rec}} \propto P_{\text{send}}/r^\alpha \quad (1.1)$$

où r est la distance de transmission et α est l'exposant de la loi d'atténuation RF.

A cause des effets des multi-trajets et des interférences, la valeur de α est en général comprise entre 2 (espace libre) et 5. L'équation (1.1) peut se mettre sous la forme équivalente :

$$P_{\text{send}} \propto P_{\text{rec}} r^\alpha \quad (1.2)$$

L'avantage énergétique d'une transmission multi-sauts par rapport à une transmission directe sur une distance Nr est donc représenté par le coefficient :

$$\eta_{\text{RF}} = \frac{P_{\text{send}}(Nr)}{N P_{\text{send}}(r)} = \frac{(Nr)^\alpha P_{\text{send}}}{N r^\alpha P_{\text{send}}} = N^{\alpha-1} \quad (1.3)$$

L'économie de puissance augmente donc avec le nombre de sauts N si l'on considère uniquement la propagation de l'énergie RF. Mais la consommation de puissance par les divers composants du circuit RF est alors ignorée, de sorte que l'augmentation de N correspond aussi à une augmentation de la puissance dissipée par les divers composants, tout comme d'ailleurs à une augmentation du coût global. Des considérations de temps de latence et de robustesse plaident également contre une multiplication exagérée du nombre de sauts. Une conception optimisée du réseau devra donc réaliser un compromis entre les objectifs contradictoires d'un coût global minimum et d'une efficacité énergétique maximale.

1.3.4.2 Avantage pour la détection

La zone de détection ou de mesure de chaque capteur couvre un volume fini, déterminé par son bruit plancher P_n . Un réseau de capteurs plus dense facilite donc la détection d'une source de signal dans la zone globale couverte par le réseau. Augmenter la densité des capteurs réduit en effet la distance

moyenne entre la source de signal et un capteur, ce qui augmente le rapport signal sur bruit SNR. Considérons le modèle simple de propagation des signaux dans un milieu homogène, avec une atténuation proportionnelle à l'inverse du carré de la distance r :

$$P_{rec} \propto \frac{P_s}{r^2} \quad (1.4)$$

où P_s représente la puissance de la source.

Le SNR est alors donné par :

$$\text{SNR} = 10 \log\left(\frac{P_{rec}}{P_n}\right) = 10 \log(P_s) - 10 \log(P_n) - 20 \log(r) \quad (1.5)$$

Le fait d'augmenter la densité des capteurs d'un facteur k réduit la distance moyenne d'une cible potentielle d'un facteur \sqrt{k} . Donc l'avantage du réseau plus dense peut être représenté par le facteur :

$$\eta_{\text{SNR}} = \text{SNR}_{r/\sqrt{k}} - \text{SNR}_r = 10 \log(k) \quad (1.6)$$

1.3.5 Applications des réseaux de capteurs

Le principal problème actuellement rencontré avec les réseaux de capteurs filaires est leur coût et leur temps de déploiement. Avec eux, un grand nombre d'applications s'avère impossible comme dans les domaines automobile et militaire. Les réseaux de capteurs sans fil, actuellement en plein essor, promettent une forte diminution des coûts et une implantation beaucoup plus rapide, le développement du marché est prévu autour de 20% par an dans les prochaines années [33]. Les plus grands réseaux actuels regroupent quelques milliers de capteurs.

En fait, la majeure partie du coût est attribuable aux parties communication et captation de données et, en faibles quantités, les noeuds capteurs complets peuvent être acquis pour un prix de l'ordre de quelques centaines d'euros, qui devrait diminuer assez rapidement dans un futur proche. La plupart des noeuds disponibles sont construits sur des réseaux utilisant un standard de la famille 802.11 ou Bluetooth. D'autres technologies sans fil émergentes à bas coût, basées sur la norme 802.15.4 (Zigbee) ou l'ultra-large-bande (UWB), sont appelées à se répandre.

On peut prévoir qu'à court terme le principal problème sera la disponibilité de kits extensibles logiciels et matériels afin de faciliter le développement d'applications. Ceci sous-entend un marché moins fragmenté (vu les caractéristiques et contraintes originales de chaque type d'application) et la définition d'une abstraction de pile logicielle standard intégrée au système opératoire, implémentant les protocoles de façon standardisée et reconfigurable (limitation au noyau restreint de fonctions gérant les ressources existantes et les tâches utiles dans l'application), afin de prendre en charge la majorité des applications.

Un réseau de capteurs est souvent conçu pour accomplir une série de tâches de traitement de données de haut niveau comme la détection, la poursuite ou la classification. Les outils d'évaluation de la performance pour de telles tâches sont bien définis, dont les taux de fausses alarme et de non-détection, les erreurs de classification ou la qualité de la poursuite. Les applications des réseaux de capteurs sont

très diversifiées et leurs caractéristiques présentent une variabilité significative : spécifications, modes de déploiement (environnement Ad-hoc ou instrumentation), modes de captation des données, modes d'alimentation (batterie ou réseau électrique). Quelques exemples typiques sont :

Contrôle de l'environnement

- Préservation de la vie sauvage [34]. Des capteurs peuvent être utilisés afin de surveiller l'évolution des conditions de l'habitat et les déplacements des animaux sauvages. Il est également possible de contrôler la flore dans son environnement naturel.
- Pollutions chimiques [35]. Des capteurs permettent de contrôler la qualité de l'air et de suivre l'évolution des pollutions environnementales, la propagation des incendies et feux de forêts ou autres catastrophes naturelles ou provoquées par l'homme. Il est également possible de déclencher des alertes préventives ou très rapides en cas de dangers biologiques ou chimiques.
- Sécurité, surveillance. Un important ensemble d'applications des réseaux de capteurs correspond à la surveillance et au contrôle des immeubles, aéroports, métros ou autres infrastructures critiques (comme les centrales électriques, notamment nucléaires, et des centres de télécommunication). Contrairement aux applications où le déploiement de réseaux Ad-hoc s'avère absolument nécessaire, beaucoup d'applications de contrôle et de sécurité autorisent la mise en place d'une infrastructure dédiée pour l'alimentation énergétique et la communication, ce qui assure en pratique la fiabilité des applications du point de vue durée de vie des réseaux de capteurs. De même, la détection plus efficace des feux de forêt permet de réduire sensiblement les délais d'intervention.
- Habitat. Le contrôle sismique est un autre domaine d'application des réseaux de capteurs. En implantant de tels réseaux dans les immeubles, il est possible de déterminer la direction et l'intensité d'un séisme et d'estimer les dangers potentiels pour chacun des immeubles concernés.

Application au réseau de circulation (transport intelligent et route intelligente)

- Automobile. Avec l'émergence de nouveaux standards de communication dédiée à courte portée (DSRC) pour les communications entre véhicules [36], les automobiles seront bientôt aptes à échanger des informations entre elles et avec l'infrastructure routière. Ceci permettra l'assistance à la conduite et l'alerte d'urgence, afin de prévenir les conducteurs des problèmes qu'ils sont susceptibles de rencontrer en chemin (bouchons, accidents, freinage urgent, virages dangereux, ...), les messages étant répercutés en chaîne d'un véhicule au suivant. Des applications télématiques ou de divertissement sont aussi envisageables.
- Routes. Les capteurs peuvent être utilisés pour améliorer la sécurité routière en alertant les véhicules à l'approche d'un carrefour ou d'une intersection. Ils permettent d'instaurer des périmètres de sécurité ou d'authentifier les conducteurs. Des capteurs optiques, comme des caméra vidéo, sont utiles pour identifier et suivre des objets en mouvement, au prix de liens de communication plus "gourmands" en largeur de bande. D'autres capteurs de mouvement ou acoustiques, à plus faible coût de revient, sont aussi utilisés comme déclencheurs des moyens vidéo. La fiabilité et la sécurité de ces systèmes doit évidemment être très élevée.
- Trafic. Une autre application intéressante est la collection et la gestion du trafic en temps réel grâce aux véhicules équipés de connexions sans fil. Un véhicule peut ainsi donner des renseignements sur

le nombre de véhicules arrivant en sens inverse. L'agrégation de toutes les informations obtenues permet d'optimiser les itinéraires et de réduire la congestion. D'autres applications visent la détection des piétons et le contrôle de leur circulation.

- Maintenance des automobiles. Les informations sur l'état de divers organes et sous-systèmes d'un véhicule peuvent être recueillies et intégrées à des bases de données des constructeurs. Ceci permet de faciliter la maintenance des véhicules et de constater la présence de problèmes récurrents sur certains types de véhicules et d'y remédier.

Contrôle et diagnostic industriels

- Contrôle des équipements et infrastructures. Des capteurs peuvent être utilisés pour contrôler et localiser en continu des équipements, comme des camions, en particulier dans une zone non couverte par des structures de réseaux fixes. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas du transport industriel (industries pétrolières, gazières, mécaniques, aérospatiales par exemple). Les capteurs de poursuite vont des équipements GPS maintenant classiques aux étiquettes RFID passives. Un système de traitement automatique de données permet alors de réduire les erreurs liées à une entrée manuelle. Cette information en temps réel sur la localisation et l'état des équipements permet en outre d'optimiser leur utilisation, en la liant à des bases de données de gestion des ressources au sein des entreprises. La prolifération rapide des techniques d'identification radio-fréquences (RFID) [37] rend d'autre part possible la collecte d'inventaires en temps réel et l'optimisation des zones de stockage et de la livraison des marchandises. La tendance actuelle est à la mise en réseau des étiquettes RFID en augmentant leurs capacités de communication : ainsi, plutôt que de procéder aux interrogations par l'intermédiaire de préposés se déplaçant de point test en point test et enregistrant séquentiellement les données, un système réseau permettra des gains de temps et de fiabilité dans la saisie et la recopie de l'information, qui pourra aussi renseigner quasi-automatiquement des bases de données.
- Contrôle de processus industriel. Les capteurs sans fil sont utilisables pour le contrôle des processus de fabrication industriels, notamment des tâches de travail et des chaînes d'approvisionnement. Par exemple, les raffineries d'essence ou les usines chimiques peuvent renfermer des kilomètres de conduites dont l'état physique et le fonctionnement doivent être contrôlés. Les capteurs intelligents permettent de surveiller les équipements très variés (moteurs, automobiles, photocopieurs, machines à laver, ...) présents dans une usine et envoyer des alertes en cas de dysfonctionnement ou de panne imminente, facilitant ainsi les tâches de maintenance et améliorant l'espérance de vie des équipements [38].
- Applications militaires. La connaissance du champ de bataille en temps réel est une capacité essentielle pour les systèmes modernes de commandement, de contrôle, de communication et d'intelligence (C3I). Des capteurs sans fil peuvent être déployés rapidement, sans infrastructure pré-établie, et collaborer avec des équipements fixes, comme des réseaux radar et des centres de communication à longue portée. Ils peuvent alors collecter des informations sur la présence de cibles ennemies, et leurs déplacements sur le champ de bataille. La mise en réseau permet par exemple de protéger le périmètre d'une base militaire dans un environnement hostile. Les capteurs peuvent être "semés" sur toute une zone pour enregistrer des mouvements de troupes camouflées ou opérant sous tout autre couverture opaque au radar ou aux détecteurs basés sur des satellites. Dans ces applications militaires, les capteurs doivent posséder une forte capacité de résistance aux chocs, impacts, substances chimiques, ainsi

qu'aux conditions extrêmes de l'environnement. Leur taille doit être petite (discrétion) et leur fiabilité élevée. L'inter-opérabilité avec les systèmes classiques existants constitue également un facteur important. Le facteur coût est de moindre importance.

Informatique adaptée au contexte (domotique, environnement réactif, ...)

- **Habitations.** Les capteurs de surveillance et de contrôle intégrés aux bâtiments permettent de diminuer très sensiblement la facture énergétique en contrôlant la température et l'éclairage et en régulant les systèmes de chauffage et de climatisation, les ventilateurs, la lumière (et même les installations électriques et informatiques). La présence d'agents biologiques ou de polluants chimiques peut aussi être détectée. En couplant les capteurs à un système de sécurité, il est possible de détecter des intrusions non autorisées ou des activités inhabituelles. On peut également remédier à des erreurs ou étourderies (robinet laissé ouvert, éclairage allumé dans une pièce inoccupée, ...).
- **Santé.** Dans le milieu médical, les applications sont multiples. On peut citer la surveillance intelligente en continu des patients et l'analyse non intrusive des données physiologiques. Les capteurs peuvent être reliés à distance avec un cabinet médical ou répercuter une alerte vers un médecin en cas de chute ou d'incapacité physique subite d'un patient dans son habitation ou aux alentours. Une aide dans le cas du maintien à domicile d'un patient gravement handicapé (maladie d'Alzheimer par exemple) est également possible, en utilisant une batterie de capteurs allant de capteurs de pression sur les sièges, des caméras ou des étiquettes RFID intégrées aux équipements ménagers et aux vêtements, communiquant avec des lecteurs intégrés aux murs. Le système peut ainsi à tout instant déduire ce qu'une personne est en train de faire et prendre des mesures appropriées en cas de détresse, en fournissant des instructions par système de télévision ou radio ou en communiquant une alerte, par réseau sans fil, vers un aide-soignant.

1.3.6 Traitement collaboratif

La plupart des applications précédentes nécessitent un traitement collaboratif des données de la part des noeuds du réseau de capteurs, de même qu'une combinaison des informations émanant de sources multiples. Dans les systèmes traditionnels centralisés d'acquisition et de traitement de données, les données brutes sont collectées par les capteurs et relayées vers les extrémités du réseau, où elles sont traitées. Ce traitement effectué non-localement consomme une largeur de bande précieuse : si tous les N noeuds du réseau ont une donnée à transmettre au même instant vers un autre noeud, le débit de chaque noeud est diminué d'un facteur $1/\sqrt{N}$ [3]. Ce résultat est valable que le routage, le contrôle de la puissance et le processus de transmission soient optimisés ou non. Ceci traduit le fait que, lorsque le nombre de noeuds augmente, chaque noeud passe de plus en plus de temps à relayer les paquets venant d'autres noeuds, ce qui est également défavorable du point de vue énergétique. La diminution de la capacité globale du réseau sans fil peut cependant être mitigée en introduisant une mobilité des noeuds [39], si l'application exécutée est tolérante aux retards (n'a pas de contraintes temps-réel rigides).

Dans un contexte de réseau de capteurs, ceci peut être amélioré. En effet, les données issues de plusieurs capteurs dont les zones de capture se recouvrent sont en fait corrélées, ce qui permet de supprimer les informations redondantes par aggrégation et compression locale au sein du réseau avant d'envoyer les données vers un noeud distant. On peut estimer que la quantité de données non redondantes générées par

un réseau croît comme $O[\log(n)]$, si le réseau échantillonne un phénomène physique avec des contraintes de précision imposées [40]. Les performances peuvent encore être améliorées si, plutôt que d'utiliser les techniques de compression des données, on permet aux noeuds de décider sélectivement quelles données générer et transmettre. Pour des systèmes décentralisés multi-utilisateurs et d'énergie restreinte, il convient impérativement de sélectionner soigneusement les noeuds participant à un ensemble collaboratif de capteurs, en pondérant ainsi la contribution de chacun à l'information globale recueillie en fonction de sa consommation de ressources ou de l'intérêt pour les utilisateurs. Ceci correspond à la notion de traitement collaboratif des signaux et de l'information [41].

1.4 Conclusion

Les chercheurs électroniciens sont confrontés à de nombreux conflits, au niveau de la taille des capteurs (miniaturisation maximale), mais aussi au niveau des performances (l'émission de messages la plus performante possible avec, à l'opposé, la consommation la moins importante possible). En informatique, les enjeux se situent au niveau du routage (détermination du chemin optimal entre deux points du réseau), des protocoles de communication (comme les protocoles TCP et IP de l'Internet) et des architectures logicielles. Toutes ces recherches vont dans le même sens : optimiser au maximum les performances d'un réseau de capteurs.

En revanche chaque tentative d'amélioration d'un critère pose des problèmes majeurs sur un autre point. Par exemple la miniaturisation de la batterie pose le problème d'une durée de vie plus courte.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons tout d'abord les principaux standards de communication utilisés dans le contexte des réseaux de capteurs sans fil.

Bibliographie

- [1] Jinyang Li, Charles Blake, Douglas S. J. De Couto, Hu Imm Lee, and Robert Morris. "Capacity of Ad Hoc Wireless Networks." In the Proceedings of the 7th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking, Rome, Italy, July 2001.
- [2] Lecture Notes, "Broadband Computer Networks," by Prof. Zhisheng Niu, Tsinghua University, 2003.
- [3] P. Gupta and P. R. Kumar, "The Capacity of Wireless Network," IEEE Trans. Info. Theory, 46(2), March 2000.
- [4] Mourad Krim. "Branchez vous Wifi", Magazine Pc MAX, 14-23, Juin 2003.
- [5] Fabrice Neuman, Philippe Roure, Vincent Verhaeghe, et Stefan Greiner. "Mieux gérer sa sécurité". Magazine PC Expert, 67, Octobre 2003.
- [6] R. Ramanathan and J. Redi, "A Brief Overview of Ad Hoc Networks: Challenges and Directions," IEEE Commun. Mag., 40(5), May 2002.
- [7] T. Lemlouma, "Le routage dans les réseaux mobiles Ad hoc", Doctorat, Université des Sciences et Technologies Houari Boumediene, Algérie, 2000.

- [8] F. Liu, K. Xing, X. Cheng, S. Rotenstreich, "Energy-efficient MAC layer protocols in ad hoc networks", 2004.
- [9] I.Chlantac, M.Conti, Jennifer J-N Lieu. "Mobile ad hoc networking : Imperatives and challenges "School of Engineering, University of Texas at Dallas, TX, USA,2003.
- [10] Paul.Muhlethaler ; 802.11 et les réseaux sans fil, 2002.
- [11] Luc Hogie and Pascal Bouvry and Frédéric Guinand. "An Overview of MANETs Simulation." Workshop on Methods and Tools for Coordinating Concurrent, Distributed and Mobile Systems, April 2005, Namur, Belgium.
- [12] Matthias Frank and Peter Martini and Marc Plaggemeier. "Cooperation Enhancement in Manets." The 29th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks (LCN'04). Page 16-18. Tampa, Florida, U.S.A, 2004.
- [13] Bern Lamparter and Marc Plaggemeier and Dirk Westhoff. ACM MobiHoc 2003, The Fourth ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing, Annapolis, Maryland, USA, June 2003.
- [14] A.P.VIVIER; Réseaux de mobiles et réseaux sans fil.2001.
- [15] A. LAOUTI, "Unicast et Multicast dans les réseaux Ad Hoc", Doctorat, Juillet 2002.
- [16] Jonas Linnell, Hans Torstensson, "Radio resource Management in IEEE802.11b. WLAN; Aspect system planing," Departement of Signals and Systems Chamers University of technology Goteborg, 2001.
- [17] C.E. Tones, K.M. Sivalingum, P. Agrawal and J.C. Chon "Survey of energy efficient network protocols for wireless networks", Wireless Networks, 7(4), 343-358, 2001.
- [18] J. Chou, D. Petrovic, and K. Rumchandran, "A distributed and adaptative signal processing approach to reduce energy consumption in sensor networks", INFOCOM 2003
- [19] Mathieu BADET, Willy BONNEAU, "Réseaux de capteurs" Mise en place d'une plateforme de test et d'expérimentation, p. 4, 2006.
- [20] H. Abrach, S. Bhatti, J. Carlson, H.-Dai, J. Rose, A. Sheth, B. Shucker, J. Deng, and R. Han. "MANTIS: System support for Multimodal NeTworks of In-situ Sensors," in Proceedings of the 2nd ACM Workshop on Sensor Networks and Applications, 50-59, San Diego, CA, USA, Sept. 2003. ACM.
- [21] P. Bahl and V. N. Padmanabhan. "RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system," in Proceedings of the IEEE Infocom, 75- 784, Tel Aviv, Israel, Mar. 2000. IEEE.
- [22] P. Bose, P. Morin, I. Stojmenovic, and J. Urrutia. "Routing with guaranteed delivery in ad hoc wireless networks," in Proceedings of the Third ACM International Workshop on Discrete Algorithms and Methods for Mobile Computing and Communications (Dial M), 48-55, Seattle, WA, USA, Aug. 1999. ACM.
- [23] A. Boulis, C.-C. Han, and M. B. Srivastava. "Design and implementation of a framework for efficient and programmable sensor networks," in Proceedings of the ACM/Usenix International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (MobiSys), 187-200, San Francisco, CA, USA, May 2003. ACM.

- [24] L. Breslau, D. Estrin, K. Fall, S. Floyd, J. Heidemann, A. Helmy, P. Huang, S. McCanne, K. Varadhan, Y. Xu, and H. Yu. "Advances in network simulation," *IEEE Computer*, 33(5), 59-67, May 2000. (An expanded version is available as USC CSD TR 99-702b).
- [25] D. Estrin, D. Culler, K. Pister, and G. Sukhatme, "Connecting the physical world with pervasive networks." *IEEE Pervasive Computing*, 59-69, January 2002.
- [26] National Research Council, "Embedded Everywhere: A Research Agenda for Networked Systems of Embedded Computers." National Academy Press, 2001.
- [27] M. Weiser, "The computer for the twenty-first century," *Scientific American*, 94-100, September 1991.
- [28] W. M. Merrill, K. Sohrabi, L. Girod, J. Elson, F. Newberg, and W. Kaiser, "Open standard development platforms for distributed sensor networks," *Proc. SPIE, Unattended Ground Sensor Technologies and Applications IV (AeroSense 2002)*, 4743, 27-337, Orlando, FL, April 2002.
- [29] J. Hill, R. Szewczyk, A. Woo, D. Culler, S. Hollar, and K. Pister, "System architecture directions for networked sensors," *Proc. 8th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems (ASPLOS IV)*, Cambridge, MA, 93-04. 2000.
- [30] L. Doherty, B. A. Warneke, B. E. Boser, and K. Pister, "Energy and performance considerations for smart dust," *International Journal of Parallel Distributed Systems and Networks*, 4(3), 121-133, 2001.
- [31] G. Pottie and W. Kaiser, "Wireless integrated network sensors," *Communications of the ACM*, 43(5), 51-58, May 2000.
- [32] C. Intanagonwiwat, R. Govindan, and D. Estrin, "Directed diffusion: A scalable and robust communication paradigm for sensor networks," *InProc. 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networks (MobiCom 2000)*, 56-67, Boston, ACM Press, August 2000.
- [33] Frost & Sullivan, "Wireless sensors and integrated wireless sensor networks," Frost & Sullivan report, Frost & Sullivan, 2003.
- [34] A. Mainwaring, J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, and J. Anderson, "Wireless sensor networks for habitat monitoring," *Proc. 1st ACM International Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications*, 88-97, Atlanta, 2002.
- [35] F. Zhao and J. S. Brown. "Ecological computing," in *The Environmental Future: Environmental Policy for a New World*, Island Press, 2005.
- [36] DSRC Consortium, <http://www.leearmstrong.com/dsrc/dsrchomeset.htm>.
- [37] SAP, "SAP auto-id infrastructure," White paper, April 2003.
- [38] Ember Corporation, "Reliable wireless networks for industrial systems," White paper, 2003.
- [39] M. Grossglauser and D. Tse, "Mobility increases capacity of ad-hoc wireless networks," *IEEE/ACM Trans. on Networking*, 477-486, 2002.
- [40] A. Scaglione and S. D. Servetto, "On the interdependence of routing and data compression in multi-hop sensor networks," *Proc. 8th Annual International Conference on Mobile Computing and Networks (MobiCom 2002)*, 140-147, Atlanta, GA, ACM Press, September 2002.
- [41] F. Zhao, J. Liu, J. J. Liu, L. Guibas, and J. Reich, "Collaborative signal and information processing: an information directed approach," *Proc. IEEE*, 91(8), 1199-1209, 2003.

Chapitre 2

Standards de télécommunication pour les réseaux de capteurs sans fil

Les réseaux sans fil sont un segment de l'industrie très actif. Plusieurs technologies sans fil ont été conçues principalement pour les transmissions des données. Bluetooth est une norme servant à construire de petits réseaux entre des périphériques obéissant à cette norme : c'est en quelque sorte une forme de "câblage sans fil". Les réseaux de téléphonie mobile post seconde génération (2.5 G) et de troisième génération (3G) sont également une technologie sans fil familière. Ils promettent des débits de données en Mégabits par seconde au sein d'une cellule, ainsi que des connexions permanentes. Mais le débit total doit être partagé entre tous les utilisateurs d'une cellule, de sorte que la vitesse réelle de la connexion est globalement comparable à celle des connexions par modem à composition automatique et ne peut que difficilement atteindre celle d'une zone d'accès sans fil. Avec les technologies sans fil, le coût de connexion pour les réseaux de grande taille sont réduits. Avec peu de matériel et un peu d'organisation, de grandes quantités d'informations peuvent maintenant circuler sur plusieurs centaines de mètres, sans avoir recours à une compagnie de téléphone ou de câblage.

En vue de maîtriser les principes des communications sans fil dans le cadre d'une utilisation sans infrastructure, à savoir pour des réseaux Ad-Hoc et de capteurs, nous commençons, tout d'abord, par une présentation de la norme IEEE 802.11, qui est l'une des plus utilisées actuellement. Puis nous passons à l'étude des couches liaison de données et physique d'un des standards dérivés de cette famille, le IEEE 802.11b (WiFi). Ensuite, nous présentons également la communication ultra large bande (ULB), technique prometteuse et actuellement en plein essor, et les efforts de standardisation pour cette technique dans le cadre de l'IEEE (IEEE 802.15.3 et 802.15.4) et de l'ETSI (organisme de régulation européen). Dans ce cadre, les problèmes d'interférences avec les autres systèmes, les protocoles et les spécifications de la couche physique (modulations) existants sont aussi abordés.

2.1 L'interface radio IEEE802.11

2.1.1 Une norme, quelle que soit son nom

L'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a normalisé plusieurs catégories de réseaux locaux, parmi lequel Ethernet (IEEE 802.3), Token Bus (IEEE 802.4) et Token Ring (IEEE 802.5). En 1990, le projet de créer un réseau local sans fil WLAN (Wireless local Area Network) est lancé, supporté par un standard ayant pour but de fournir une connectivité sans fil à des stations fixes ou mobiles (déplacement rapide au sein d'une zone locale). En 2001, le premier standard international pour les réseaux locaux sans fil IEEE 802.11 est publié [1].

Les fréquences choisies pour l'IEEE 802.11 se situent dans la gamme des 2,4 GHz, tout comme celles de Bluetooth. Cette bande ne demande pas de licence pour être exploitée, mais elle n'est pas totalement libre dans de nombreux pays, bien que les processus de libération soient en cours. Les réseaux sans fil sont aussi bien utilisés comme réseaux locaux dans le cadre des réseaux privés d'entreprise que dans les réseaux d'accès.

La norme IEEE 802.11 a donné naissance à des variantes, connues sous les noms d'Ethernet sans fil et WiFi. Le nom l'Ethernet sans fil souligne les points communs avec l'Ethernet traditionnel (802.3) et le WiFi provient du programme de certification d'interopérabilité menée par WiFi Alliance (une association des principaux fournisseurs d'équipements 802.11). Cette alliance, précédemment appelée Wireless Ethernet Compatibility Alliance (WECA), teste les produits afin d'en vérifier la compatibilité avec le standard 802.11. Les produits correspondants sont principalement axés sur les diverses déclinaisons de la norme IEEE 802.11, la plus répandue d'entre elles étant actuellement WiFi. Issue de la norme IEEE 802.11b, elle fournit un débit de 11 Mbit/s. Environ 10 millions de cartes radio IEEE 802.11b auraient été vendues à ce jour [2].

2.1.2 L'intérêt de la norme

Plusieurs groupes sont impliqués dans les efforts de normalisation du standard 802.11, car celui-ci recouvre plusieurs aspects distincts du réseau. La majorité du travail se fait au sein de l'IEEE. L'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), en plus de ses activités d'association professionnelle, travaille sur la normalisation du matériel électrique, y compris plusieurs technologies de communication. Ces travaux de normalisation sont organisés en projets, chacun se voyant attribuer un numéro distinctif. Le plus connu de ces travaux est le projet IEEE 802 pour le développement des normes des réseaux locaux. Au sein d'un projet, des groupes de travail individuels développent des normes pour une facette particulière du problème. Les groupes de travail ont également un numéro, souvent ajouté après le point décimal du projet associé.

Par exemple, Ethernet a été normalisé par le 3ème groupe de travail ainsi on la connaît sous son nom 802.3. Il en va ainsi pour les réseaux locaux sans fil, qui ont été normalisés par le 11ème groupe de travail, d'où le nom de 802.11. Au sein d'un groupe de travail, les groupes d'étude révisent certains aspects de la norme ou complètent la globalité de la fonctionnalité. Le document produit par un groupe d'étude combine les numéros de projet et de groupe de travail ainsi apparaît la lettre qui suit le nom.

Par exemple, dans le réseau sans fil, le premier groupe d'étude à avoir été reconnu était le Task Group B (TGB), qui a produit la spécification 802.11b. Le tableau 2.1 donne la liste de différentes normes.

Nom de la norme	Nom	Description
802.11		1 ^{re} norme(1997). Spécifie le MAC et les techniques originales de saut de fréquences et de modulation en séquence directe.
802.11a	<i>Wifi5</i>	2 ^{me} norme de la couche physique(1999) qui permet d'obtenir un haut débit (54 Mbps théoriques. 30 Mbps réels). Elle spécifie 8 canaux radio et elle travaille en bande de fréquence de 5 GHz.
802.11b	<i>Wifi</i>	3 ^{me} norme(1999)C'est la norme la plus répandue actuellement. Elle propose un débit théorique de 11 Mbps (6 Mbps réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300 mètres dans un environnement dégagé. La plage de fréquence utilisée est la bande des 2.4 GHz, avec 3 canaux radio disponibles.
802.11d	<i>Internationalisation</i>	Cette norme est un supplément à la norme 802.11 dont le but est de permettre une utilisation internationale des réseaux locaux 802.11.
802.11e	<i>Amélioration de la qualité de service</i>	Elle vise à donner des possibilités en matière de qualité de service au niveau de la couche liaison de données.Cette norme a pour but de définir les besoins des différents paquets en terme de bande passante et de délai de transmission de type multimédia(voix et vidéo).
802.11f	<i>Itinérance (roaming)</i>	Une recommandation à l'intention des vendeurs de point d'accès pour une meilleure interopérabilité des produits. Elle propose le protocole Inter-Access Point Roaming Protocol(IAPP) permettant à un utilisateur itinérant de changer de point d'accès de façon transparente.
802.11g		La norme 802.11g offre un haut débit (54 Mbps théoriques. 30 Mbps réels) sur la bande de fréquence des 2.4 GHz. La norme 802.11g a une compatibilité ascendante avec la norme 802.11b. ce qui signifie que des matériels conformes à la norme 802.11g peuvent fonctionner en 802.11b.
802.11h		Elle vise à rapprocher la norme 802.11 du standard Européen (HiperLAN 2. dont le h de 802.11h) et être en conformité avec la réglementation européenne en matière de fréquence et d'économie d'énergie.
802.11i		La norme 802.11i a pour but d'améliorer la sécurité des transmissions (gestion et distribution des clés, chiffrement et authentification) en s'appuyant sur l'emploi de l'AES (Advanced Encryption Standard).

TAB. 2.1 – Récapitulatif des différents sous-groupes du standard 802.11.

2.1.3 La bande ISM

L'utilisation du canal radio est régulée dans chaque pays par des organisations spécifiques, les plus connues sont :

- PTS (Post Och Tele Styrelesen) en Suède.
- ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en Europe.
- MKK (Radio Equipment Inspection and Certification Institute) au Japon.
- EIFCC (Federal Communications Commission) en Amérique du Nord.

Ces organisations définissent l'occupation de la bande radio pour chaque application (TV, radio, communications militaires, etc). Elles réservent certaines bandes de fréquences pour les utiliser dans le cas de communications à courtes distances. Ces bandes ne demandent pas de licence pour être exploitées, mais il y a toujours des règles qui doivent être respectées, comme la puissance maximale d'émission. Les bandes ISM [3] sont réservées pour une utilisation industrielle, scientifique et médicale. L'intervalle (2,4000-2,4835) GHz est disponible aux Etats-Unis, au Japon et dans une partie de l'Europe. Pour effectuer une transmission dans cette bande, l'utilisation d'une modulation par étalement du spectre est parfois nécessaire.

2.1.4 Architecture

L'architecture d'un réseau IEEE 802.11 est cellulaire [2]. Un groupe de terminaux, généralement constitué d'un ou de plusieurs équipements munis d'une carte d'interface réseau 802.11, s'associent pour établir des communications directes. Ils forment un BSS (Basic Set Service), à ne pas confondre avec les BSS (Base Station Subsystem) des réseaux GSM. La zone occupée par les terminaux d'un BSS peut être une BSA (Base Set Area) en une cellule voir figure 2.1.

Comme il est illustré à la figure 2.1, le standard 802.11 offre deux modes de fonctionnement, le mode infrastructure et le mode Ad-hoc. Le mode infrastructure est défini pour fournir aux différentes stations des services spécifiques sur une zone de couverture déterminée par la taille du réseau.

Les réseaux d'infrastructure sont établis en utilisant des points d'accès (AP : Access points), qui jouent le rôle des stations de base pour un BSS. Lorsque le réseau est composé de plusieurs BSS, chacun d'eux est relié à un système de distribution (DS : Distribution System) par l'intermédiaire de leur point d'accès (AP) respectif. Un système de distribution correspond en règle générale à un réseau Ethernet utilisant un câble métallique. Un groupe de BSS interconnectés par un système de distribution (DS) forme un ESS (Extended Set Service), qui n'est pas très différent d'un sous-système radio de réseau mobile.

Le système de distribution (DS) est responsable du transfert des paquets entre différents BSS d'un même ESS. Dans les spécifications du standard, le DS est implémenté de manière indépendante de la structure hertzienne de la partie sans fil. C'est la raison pour laquelle le système de distribution peut correspondre à un réseau Ethernet, mais aussi à un Token Ring, un réseau FDDI (Fiber Distribution Data Interface) ou même à un autre IEEE802.11. L'ESS peut aussi fournir aux différentes stations mobiles une passerelle d'accès vers un réseau fixe tel qu'Internet. Cette passerelle permet de connecter le réseau 802.11 à un autre réseau.

Un réseau en mode Ad-hoc est un groupe de terminaux formant un IBSS (Independent Basic Set Service), dont le rôle consiste à permettre aux stations de communiquer sans l'aide d'aucune infrastructure, telle qu'un point d'accès ou une connexion au système de distribution. Chaque station peut établir une communication avec n'importe quelle autre station dans l'IBSS, sans être obligée de passer par un point d'accès. Les stations n'intègrent qu'un certain nombre de fonctionnalités, telles que les trames utilisées pour la synchronisation.

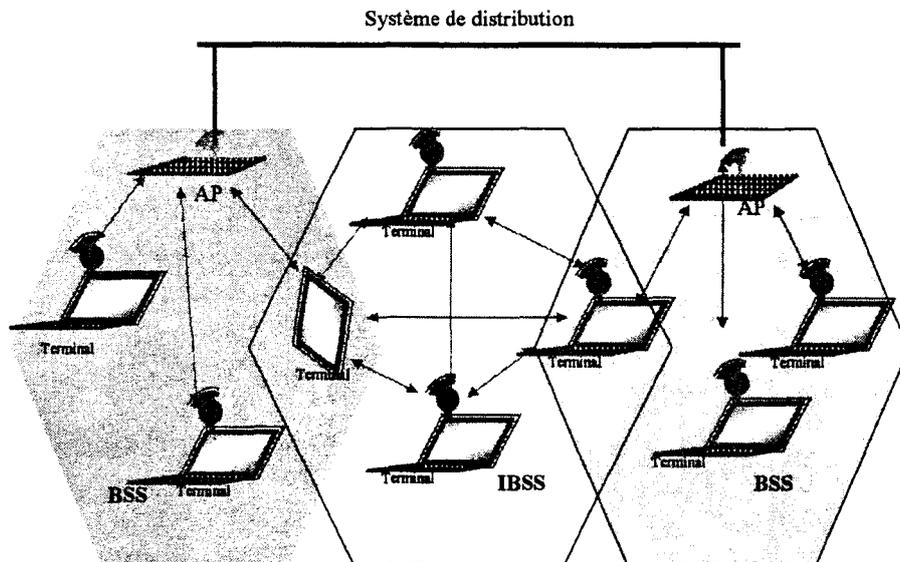


FIG. 2.1 – Architecture d'un réseau 802.11.

- AP : Point d'accès (Access Point).
- BSS : Cellule de base (Basic Set Service).
- ESS : Ensemble de cellules de base (Extended Set Service).
- IBSS : Cellule de base en mode Ad hoc (Independent Basic Set Service).
- Ce mode de fonctionnement se relève très utile pour mettre en place facilement un réseau sans fil lorsqu'une infrastructure sans fil ou fixe fait défaut.

2.1.5 Les couches de l'IEEE 802.11

Comme tous les standards de l'IEEE, l'IEEE 802.11 couvre les deux premières couches du modèle de référence OSI (Open System Interconnections). L'une des caractéristiques essentielles du standard est qu'il définit une couche MAC commune à toutes les couches physiques. De sorte que, dans le futur, une couche physique peut être ajoutée au standard sans qu'il soit nécessaire de changer la couche MAC (Medium access Control, voir figure 2.2) [2].

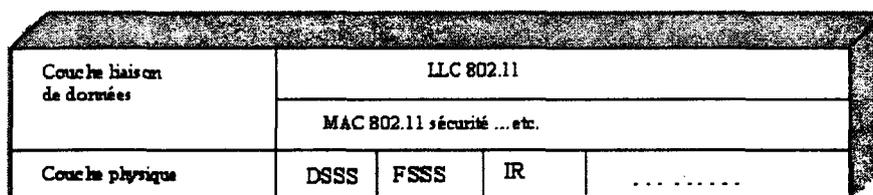


FIG. 2.2 – Le modèle IEEE802.11.

2.1.5.1 La couche liaison de données

Le rôle de la couche MAC 802.11 est assez similaire à celui de la couche MAC 802.3 du réseau Ethernet terrestre : les terminaux écoutent la porteuse avant d'émettre. Si la porteuse est libre le terminal émet, sinon il se met en attente. Cependant, la couche MAC 802.11 intègre un grand nombre de fonctionnalités que l'on ne trouve pas dans la version terrestre. Les fonctionnalités nécessaires pour réaliser un accès sur une interface radio sont les suivantes :

- Procédures d'allocation du support;
- Adressage des paquets;
- Formatage des trames;
- Contrôle d'erreur CRC (Cyclic Redundancy Check);
- Fragmentation et réassemblage.

L'une des particularités du standard est qu'il définit deux méthodes d'accès fondamentalement différentes au niveau de la couche MAC. La première est le DCF (Distributed Coordination Function), qui correspond à une méthode d'accès assez similaire au réseau traditionnel supportant le "best effort". Le DCF a été conçu pour prendre en charge le transport de données asynchrones, dans lequel tous les utilisateurs qui veulent transmettre des données ont une chance égale d'accéder au support.

La seconde méthode d'accès est le PCF (Point Coordination Function). Fondée sur l'interrogation à tour de rôle des terminaux, ou polling, contrôlée par le point d'accès, la méthode PCF est conçue essentiellement pour la transmission de données sensibles, qui demandent une gestion des retards de transmission, utilisée pour les applications de type temps réel, telles que la voix ou la vidéo. Un réseau Ad-hoc utilise uniquement le DCF, tandis qu'un réseau classique IEEE802.11, avec des points d'accès, utilise à la fois le DCF et le PCF comme méthode d'accès.

2.1.5.2 Le protocole CSMA-CA

En tenant compte de ces spécificités, l'IEEE 802.11 utilise un protocole légèrement modifié par rapport au classique CSMA-CD des réseaux filaires, appelé CSMA-CA. En fait, le protocole CA-CSMD ne peut être implanté dans un environnement radio pour deux raisons : les liaisons radio utilisées ne sont pas full-duplex (on ne peut écouter et émettre en même temps) et une machine qui écoute la porteuse

n'est pas certaine d'écouter toutes les stations connectées au point d'accès (cas de la station cachée). Le CSMA/CA évite les collisions en utilisant des trames d'acquiescement ACK (ACKnowledgement) : un ACK est envoyé par la station destination pour confirmer l'intégrité des données reçues.

La plupart des recherches récentes ont consisté à introduire les contraintes liées à une énergie limitée dans les solutions existantes pour la couche MAC des réseaux sans fil, dont en particulier l'accès multiple par scrutation de porteuse (CSMA). Cette dernière solution est basée sur une période de scrutation de la présence d'une porteuse sur le canal, effectuée par chaque terminal avant de démarrer une transmission. Elle est affectée par les problèmes du terminal "caché" et du terminal "exposé", ce qui a motivé la proposition de solutions de substitution. Le protocole d'accès multiple avec évitement des collisions (MACA) [4], remplace la scrutation par une poignée de mains à trois phases entre émetteur et récepteur. Des variantes telles que MACAW [5] et MACA-BI [6] ont été proposées. Les implémentations pratiques des protocoles MAC combinent en fait la poignée de mains et la scrutation de porteuse, comme dans le protocole FAMA [7]. Tous ces derniers protocoles sont généralement référencés sous le terme générique de CSMA avec évitement de collision, ou CSMA-CA. Un exemple de CSMA-CA est le protocole DFWMAC, qui a été adopté dans le standard IEEE 802.11 [8].

Une solution alternative à CSMA-CA est offerte par le protocole de signalisation hors-bande [9], qui divise la bande disponible en deux canaux, un canal de données utilisé pour l'échange de paquets et un canal de signalisation à bande étroite sur lequel des signaux sinusoïdaux sont utilisés par les terminaux qui transmettent et/ou reçoivent, évitant ainsi le problème d'interférences avec les terminaux cachés. Afin de réduire le nombre de terminaux exposés, l'utilisation de deux fréquences de signalisation différentes a été proposée [10]. CSMA-CA est de loin l'approche la plus utilisée dans les réseaux locaux à bande étroite. Cependant un certain nombre de défauts concernant la consommation de puissance peuvent être cités : les collisions de paquets (qui nécessitent leur re-transmission), le blocage de terminaux en mode inactif par les transmissions en cours et sur-écoute, c'est-à-dire réception des paquets par des terminaux non concernés.

Pour remédier à ces inconvénients plusieurs protocoles ont été proposés, dont celui d'accès multiple tenant compte de la puissance PAMAS [11], qui combine CSMA-CA avec le principe hors-bande, de façon à minimiser le temps durant lequel un terminal demeure dans l'état inactif (sans émettre ni recevoir). En fait, un canal de contrôle est utilisé, sur lequel les poignées de main entre émetteurs et récepteurs ont lieu, et un canal de données sur lequel les échanges de données se produisent. Le canal de contrôle permet aux terminaux de déterminer quand ils peuvent passer au mode dormant (basse consommation) en toute sécurité, ce qui permet d'économiser l'énergie sans sacrifier le débit de données. Des poignées de main dédiées permettent même aux terminaux d'estimer le temps durant lequel ils peuvent demeurer en état de basse consommation.

2.1.5.3 La couche physique

La couche physique a pour rôle de transporter correctement la suite de signaux 0 et 1 que l'émetteur souhaite envoyer au récepteur [3, 12]. La couche physique de la norme 802.11 est divisée en deux sous-couches PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) et PMD (Physical Medium Dependent). La sous-couche PMD s'occupe de l'encodage des données. De son côté, la sous-couche PLCP s'occupe de l'écoute du support et fournit un CCA (Clear Channel Assessment), qui est le signal utilisé par la

sous-couche MAC pour savoir si le support est occupé ou non. L'IEEE 802.11 spécifie cinq types de couches physiques différentes :

- DSSS : Direct sequence spread spectrum,
- FHSS : Frequency Hopping Spread Spectrum,
- IR: Infrared,
- OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing,
- HR/DSSS: High rate DSSS.

La technique DSSS (ou étalement du spectre à séquence directe) consiste à transmettre pour chaque bit une séquence d'étalement (code de Barker) de 11 bits parfois appelée bruit pseudo-aléatoire (ou pseudo random noise, noté PN). Ainsi chaque bit valant 1 est remplacé par une séquence de bits et chaque bit valant 0 par son complément. Une bande de 25MHz est employée qui laisse la place pour trois bandes non recouvrantes différentes DSSS dans la bande ISM. Les débits de transmission réalisés par cette technique sont de 1 et 2 Mbps.

HR/DSSS (ou étalement de spectre par une séquence directe avec débit élevé) occupe presque le même spectre de DSSS et emploie les codes complémentaires verrouillés CCK (pour Complementary Code Keying) comme modulation. Comme son nom l'indique, le débit de données est élevé par rapport à celle de DSSS (5.5 à 11 Mbps au lieu de 1 et 2 Mbps). Mais un débit élevé implique un SNR plus élevé. La modulation CCK est basée sur des codes complémentaires. Elle a été choisie à cause de ses meilleures performances dans le cas des trajets multiples et à cause de ses bonnes propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation.

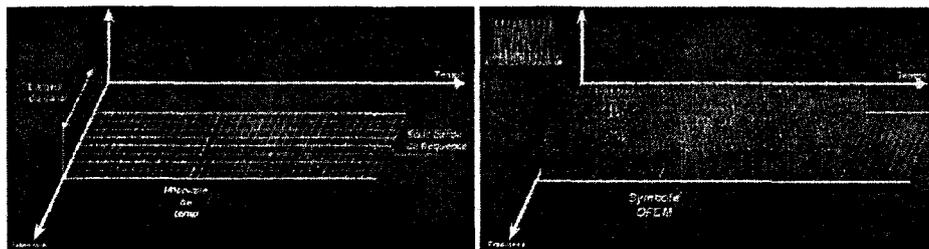


FIG. 2.3 – Le principe de l'OFDM.

Le principe de l'OFDM (multiplexage par division de fréquences orthogonales) est de diviser le canal en sous-canaux centrés sur des fréquences différentes, avec un espacement constant en fréquence entre sous-canaux successifs. Ces fréquences constituent une base orthogonale. Le spectre du signal OFDM présente une occupation optimale de la bande allouée. La répartition des canaux se fait par une FFT (Fast Fourier Transform) voir figure2.3.

2.1.6 Domaines d'applications de l'IEEE 802.11

L'avancée spectaculaire du 802.11 n'a pas été régulière. Certains marchés ont évolué plus rapidement que d'autres, l'intérêt des réseaux sans fil y étant plus important. En général plus la valeur de la mobilité et de la souplesse est importante, plus l'intérêt dans les réseaux locaux sans fil est important. Les sociétés de logistique responsables du transport de marchandises (comme UPS, FedEx ou les compagnies aériennes), ont été sans doute les premières à adopter le 802.11. Bien avant l'avènement du 802.11, le suivi de colis était réalisé au moyen de réseaux locaux sans fil propriétaires.

Les produits standardisés ont réduit les prix et augmenté la concurrence entre les fournisseurs de matériels réseau. La décision de remplacer les produits propriétaires par des produits normalisés a ainsi été facilitée. La santé a été l'un des premiers secteurs à adopter les réseaux sans fil du fait de leur grande souplesse, souvent indispensable à l'équipement utilisé dans ce domaine. Les patients peuvent être déplacés au sein de l'hôpital et les professionnels de santé passant du temps avec les patients font partie des travailleurs les plus mobiles. Les organisations de santé technologiquement avancées ont adopté les réseaux sans fil afin que les informations concernant les patients soient plus facilement accessibles aux médecins.

Dans les environnements très encombrés d'une salle d'urgence, un accès rapide aux données peut littéralement sauver des vies. Plusieurs hôpitaux ont déployé des PC afin que les images de radiologie soient disponibles au travers d'un réseau sans fil sur des chariots spéciaux. De nombreux établissements d'enseignement ont installé avec enthousiasme des réseaux locaux sans fil. Il y a une dizaine d'années, les universités attiraient les étudiants en promouvant le niveau de connexion des campus. Le nombre de ports de connexion à haut débit était censé représenter leur qualité. Aujourd'hui, les plus réputées utilisent les réseaux locaux sans fil pour couvrir totalement le campus. Les étudiants sont des utilisateurs de réseau extrêmement mobiles et peuvent tirer parti des accès réseau dans le cadre des cours, en bibliothèque, en laboratoire de sciences, etc.

2.2 La couche physique de la norme 802.11b

2.2.1 Caractéristiques générales

La norme IEEE802.11b [3] est une extension de la norme IEEE802.11 [2], qui améliore la vitesse de transmission en offrant des débits de 5.5 et 11 Mbps en appliquant la technique de modulation HR/DSSS. Le débit net s'établit autour de 5 Mbit/s. La couverture radio théorique est de 100 m mais elle se situe en pratique autour de 30 à 60 m. Dans le tableau 2.2 sont rappelées les principales caractéristiques de la couche physique du modèle 802.11b.

Sensibilité des récepteurs(en Europe)	-80 dBm
Puissance maximale	20 dBm
Portée	30 à 60 m
SIFS	10 µs
Slot time	20 µs
Débit brut maximal	11 Mbits/s
Débit net approximatif	5 Mbits/s
Nombre maximal des utilisateurs par AP	63
Nombre maximal d'utilisateurs par cellule	189

TAB. 2.2 – Récapitulatif des caractéristiques de la couche physique 802.11b.

La sensibilité des récepteurs est très importante pour les communications sans fil. En fait, plus la sensibilité du récepteur est grande, meilleures sont les performances sans fil. En effet, plus la passerelle sans fil est en mesure de capter les signaux, plus elle est capable de recevoir du trafic, même dans des environnements comportant des obstacles physiques tels que des murs épais ou des objets métalliques.

Le slot time correspond à l'intervalle minimal entre deux opérations de détection physique de porteuse. Cette valeur dépend des caractéristiques de la couche physique considérée. C'est une constante spécifiée par le standard. Les références de certains fabricants de matériels 802.11b sont données en bibliographie [1].

Le tableau 2.3 illustre les techniques de codage appliquées à cette norme et les modulations qui leur correspondent.

Technologie	Codage	Type de modulation	Débit
802.11b	11 bits (Barker sequence)	BPSK	1Mbps
802.11b	11 bits (Barker sequence)	QPSK	2Mbps
802.11b	CCK (4 bits)	QPSK	5.5Mbps
802.11b	CCK (8 bits)	QPSK	11Mbps

TAB. 2.3 – Types de codage et de modulation pour les 802.11b.

2.2.2 Techniques de modulation

En se basant sur les débits fournis, il existe quatre formes différentes de modulation spécifiées pour la norme IEEE802.11b. Ces modulations, appliquées au champ PSDU (PLCP Service Data Units), donnent quatre débits différents : 1 Mbps, 2 Mbps, 5.5 Mbps, 11 Mbps. Le système de transmission à 1 Mbps utilise une modulation binaire différentielle DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying), le système

de transmission à 2 Mbps utilise une modulation différentielle à 4 états DQPSK (Differential Quadrature Phase Keying), tandis que les systèmes de transmission à 5.5 et 11 Mbps sont modulés en codes complémentaires CCK (Complementary Code Keying) [13, 14].

On remarque qu'à l'opposé de la radio classique, qui utilise une modulation de fréquence (radio FM pour Frequency Modulation) ou bien une modulation d'amplitude (radio AM pour Amplitude Modulation), le standard 802.11b utilise une technique de modulation de phase appelée PSK pour Phase Shift Keying (voir annexe B à la section B.1).

2.2.2.1 La modulation DBPSK (Differential Binary Phase-shift keying)

BPSK est la forme la plus simple du PSK (Phase-shift keying ou modulation par sauts de phase) [15]. Elle utilise deux phases qui sont séparées de 180° (voir figure 2.6); on l'appelle également 2-PSK. Cette modulation est la plus robuste de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour empêcher sa détection. Cependant on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole (voir figure 2.5), ce qui est un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé.

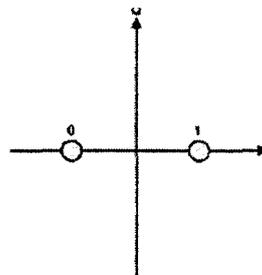


FIG. 2.4 – Diagramme de constellation pour DBPSK.



FIG. 2.5 – Modulation DBPSK.

2.2.2.2 La modulation DQPSK (Differential Quadrature Phase-Shift Keying)

Avec l'utilisation de quatre phases, cette modulation est connue sous le nom de 4-PSK ou QPSK [15]. QPSK peut coder deux bits par symbole (voir figure 2.6), ce qui permet de multiplier le débit binaire par deux comparé à un système BPSK tout en conservant la même bande passante du signal, ou encore de maintenir le débit en réduisant la bande passante utilisée d'un facteur deux.

Bien que le QPSK puisse être vu comme une modulation de phase à 4 états (voir figure 2.7), il est aussi simple de le considérer comme deux modulations indépendantes. Avec cette interprétation, les bits pairs

(ou impairs) sont utilisés pour moduler la composante en phase (I), tandis que les bits impairs (ou pairs) sont utilisés pour moduler la composante en quadrature (Q). QPSK est ainsi utilisé sur deux porteuses en quadrature qui peuvent être modulées et démodulées indépendamment.

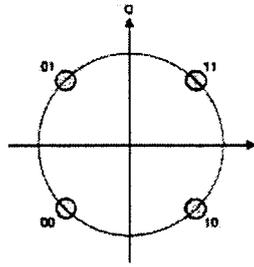


FIG. 2.6 – Diagramme de constellation pour DQPSK.

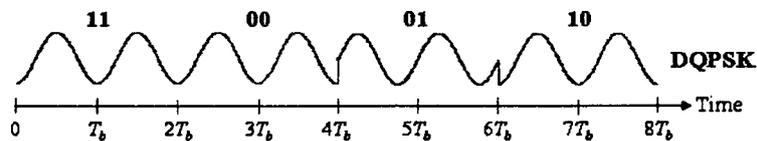


FIG. 2.7 – Modulation DQPSK.

Comme avec BPSK, suite aux problèmes d'ambiguïté sur la phase pour le récepteur, un codage différentiel de QPSK est souvent utilisé en pratique, d'où l'apparition de DBPSK et DQPSK. Dans l'annexe B de ce rapport, à la section B.1, une explication plus claire de la différence entre ces techniques est donnée ainsi qu'une présentation des principaux composants utilisés.

Le codage par des séquences de Barker, initialement utilisé dans la norme 802.11b, présentait des limites du fait que ces deux séquences ne permettent de définir que deux états (0 ou 1) à l'aide de deux mots de 11 bits chacun (compléments l'un de l'autre). Ainsi, d'autres recherches pour la norme 802.11b ont été mises en place pour proposer d'autres types de codage afin d'optimiser le débit de la transmission.

2.2.2.3 La modulation CCK pour 5.5 et 11 Mbps et l'étalement de code

La modulation par des codes complémentaires est une évolution de la modulation d'étalement du spectre par séquence directe où l'information se situe dans ces codes d'étalement. C'est-à-dire que l'information est envoyée par l'intermédiaire de codes spéciaux et non pas par la séquence de Barker (cas de 802.11b initial). Ces codes possèdent de très bonnes propriétés d'auto et d'inter-corrélation.

CCK permet d'encoder simultanément plusieurs bits de données dans un seul moment (chip) en utilisant 8 séquences de 64 bits. Ainsi en codant simultanément 4 bits, cette technique permet d'obtenir un débit de 5.5 Mbps et elle permet d'obtenir un débit de 11 Mbps en codant 8 bits de données [13, 14, 16].

Une explication du principe des séquences des codes complémentaires est présentée sur un exemple dans l'annexe B de ce mémoire, à la section B.2.

Les symboles CCK sont donnés par la formule suivante :

$$C = \{e^{j(\Theta_1+\Theta_2+\Theta_3+\Theta_4)}, e^{j(\Theta_1+\Theta_3+\Theta_4)}, e^{j(\Theta_1+\Theta_2+\Theta_4)}, e^{-j(\Theta_1+\Theta_4)}, e^{j(\Theta_1+\Theta_2+\Theta_3)}, e^{j(\Theta_1+\Theta_3)}, e^{-j(\Theta_1+\Theta_2)}, e^{j\Theta_1}\} \quad (2.1)$$

$$C = \{C_0, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7\} \quad (2.2)$$

où C est le mot-code de CCK, C_0 est le premier bit du mot-code, tandis que les valeurs de déphasages ($\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4, \Theta_5, \Theta_6, \Theta_7$) sont données suivant la vitesse de transmission. Cette modulation est un type de transformation d'Hadamard où θ_1 est ajoutée à tous les chips, θ_2 à tous les chips impairs, θ_3 à tous les doublets impairs de chips et θ_4 à tous les quadruplets impairs des chips. Le mot-code de CCK représente une phase relative par rapport à la phase du symbole précédent. Notons que le dernier chip C_0 indique la phase du symbole.

Dans l'ordre, afin d'optimiser les propriétés de corrélation et réduire au minimum des excentrations dans les codes, les chips 4 et 8 (C_3 et C_7) sont retournés de 180 degrés.

La modulation CCK pour 5.5Mbps Dans ce mode, le débit est de 5.5 Mbps et la vitesse des chips est de 11 Mchips/s. Ceci donne 4 bits d'information par symbole. Les changements de phase de chaque couple sont déterminés suivant le tableau 2.4.

(d_0, d_1)	Changement de phase (+jw) Symboles pairs	Changement de phase (+jw) Symboles impairs
00	0	π
01	$\pi/2$	$3\pi/2$
10	π	0
11	$3\pi/2$	$\pi/2$

TAB. 2.4 – Le codage CCK pour 5.5 et 11 Mbps.

En fonction de (d_2, d_3) , nous pouvons calculer $(\Theta_2 + \Theta_3 + \Theta_4)$ avec les formules suivantes :

$$\Theta_2 = d_2 \Pi + \Pi/2 \quad (2.3)$$

$$\Theta_3 = 0 \quad (2.4)$$

$$\Theta_4 = d_3 \Pi \quad (2.5)$$

La figure 2.8 représente le principe de base du modulateur CCK 5.5 Mbps [17].

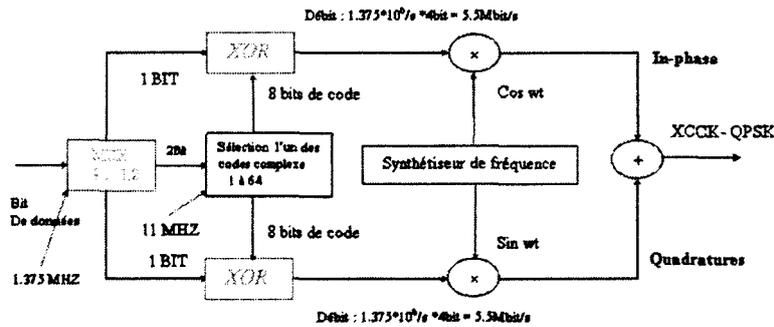


FIG. 2.8 – Le modulateur CCK 5.5 Mbps.

La modulation CCK pour 11Mbps Dans ce cas, les deux premiers bits (d_0, d_1) utilisés pour coder Θ_1 sont ceux de la DQPSK (le cas précédent). Le deuxième couple de bits (d_2, d_3) code Θ_2 , le troisième couple des bits (d_4, d_5) code Θ_3 et le dernier couple (d_6, d_7) code Θ_4 , tout en se basant sur la modulation QPSK (voir figure de constellation 2.6).

Le schéma synoptique d'un modulateur CCK 11 Mbps est présenté sur la figure 2.9 [17].

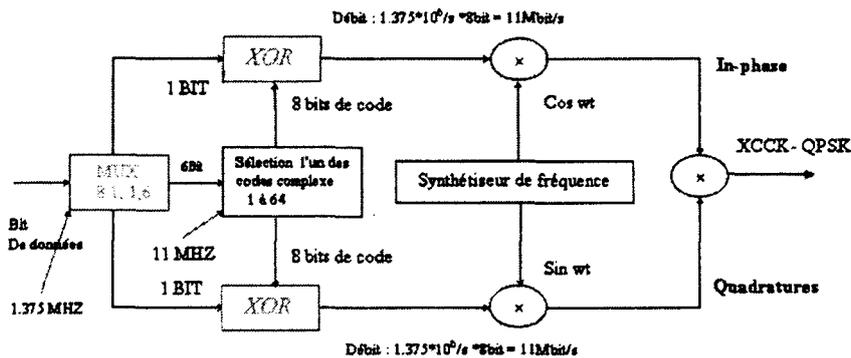


FIG. 2.9 – Le modulateur CCK 11Mbps.

2.3 Techniques basées sur l'étalement de spectre

L'amélioration de la capacité des réseaux MANETs et la réduction de la consommation d'énergie peuvent être obtenues au moyen d'un protocole basé sur l'accès multiple par division de code (CDMA, voir annexe B, section B.4). CA-CDMA est basé sur la technique d'étalement de spectre (SS : spread spectrum), où chaque utilisateur occupe entièrement la largeur de bande passante disponible [18].

Au niveau de l'émetteur, le signal numérique, de débit B_1 bits/s, est étalé par un code pseudo-aléatoire PN occupant une bande correspondant à un débit de B_2 bits/s. $B_2/B_1 \gg 1$ est appelé le gain d'étalement (processing gain). Le code PN est une séquence aléatoire, mais peut être facilement régénéré au niveau du récepteur.

En utilisant le générateur local de code PN, le récepteur "désétale" le signal reçu pour récupérer l'information originale. A cause de ses excellentes caractéristiques, CDMA est la principale technologie d'accès dans les systèmes cellulaires de troisième génération. Dans de tels systèmes, CDMA fournit jusqu'à six fois la capacité offerte par des solutions d'accès multiple par multiplexage temporel TDMA ou fréquentiel FDMA. Il n'est donc pas surprenant qu'il constitue une excellente solution pour les réseaux Ad-hoc.

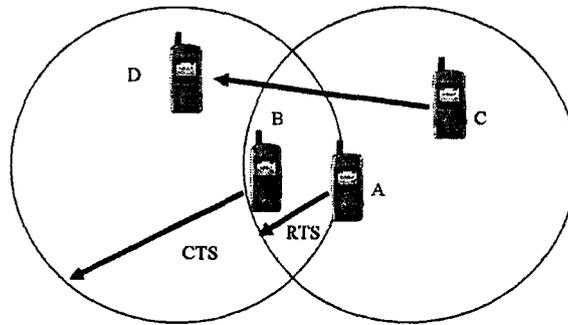


FIG. 2.10 – La faiblesse de sortie de la norme 802.11 (Une seule transmission peut se produire).

Il est intéressant de noter que la norme 802.11 emploie la technique d'étalement du spectre (SS) dans sa couche physique. Cependant, il faut atténuer les effets du canal sans fil : plus spécifiquement, dans le protocole 802.11, tous les signaux transmis sont étalés en utilisant un même code PN, excluant ainsi la possibilité de concurrence de transmissions multiples à proximité d'un récepteur. Cette situation est illustrée sur la figure 2.10, où les transmissions de A vers B et de C vers D ne peuvent pas avoir lieu en même temps.

2.3.1 Protocole d'étalement et propagation de code

L'un des défis de la solution CDMA pour les réseaux MANETS est l'absence de commande centralisée (station de base). D'abord, un protocole d'assignation de codes distincts aux différents terminaux est nécessaire.

Ce problème est significatif dans les petits réseaux, mais il devient aigu dans les grands réseaux où le nombre de codes PN disponibles est petit devant le nombre des terminaux, rendant ainsi nécessaire la réutilisation spatiale des codes. Plusieurs protocoles de gestion de codes ont été proposés. En général, ces protocoles essaient d'assigner des codes PN tous différents à des noeuds voisins [18–22].

Malheureusement, même avec une tâche de gestion de codes correcte, les collisions primaires sont possibles (c'est à dire que deux ou plusieurs transmissions sont étalées par le même code). Par exemple, considérons deux noeuds voisins A et C qui ont deux codes différents. Ces noeuds peuvent avoir un voisin commun soit B avec son propre code. Une collision primaire peut se produire si les noeuds A et C essaient simultanément de transmettre au noeud B en utilisant le code de B. La seule manière de garantir que les collisions primaires ne peuvent pas se produire est d'employer des codes différents pour différents signaux transmis.

2.3.1.1 Le problème proche-lointain (Near-far-problem)

Plusieurs protocoles MAC basés sur la technique CDMA ont déjà été proposés précédemment [23–28]. Ces protocoles sont en général basés sur un accès aléatoire au canal : un terminal qui veut transmettre un paquet peut accéder immédiatement au canal de transmission (c-à-d à la possibilité de commencer par un échange RTS/CTS) indépendamment de l'état du canal. Nous nous référons à un tel système comme l'accès aléatoire CDMA (RA-CDMA : Randon Access-CDMA).

Le protocole RA-CDMA garantit l'élimination des collisions primaires. Cependant, l'inter-corrélation non nulle entre les différents codes CDMA peut produire des interférences d'accès multiple (MAI : Multi Access Interference), qui résultent des collisions secondaires au niveau du récepteur (les collisions entre deux ou plusieurs transmissions qui utilisent des codes CDMA). Des interférences multi-utilisateurs MAI apparaissent pendant le désétalement effectué dans le récepteur. Le problème proche-lointain en est un cas spécial : le récepteur essaie de détecter le signal d'un émetteur i situé plus loin, par exemple, qu'un autre émetteur j , également reçu, qui masque le premier, si l'on suppose que leurs puissances d'émission sont identiques. Dans la littérature, ce problème est connu sous le nom "Near-Far Problem" (Fig. 2.11) [29].

Un calcul de corrélation permet, lorsque les interférences MAI sont faibles, de récupérer les données d'information. Dans le cas contraire, les calculs donnent des valeurs nulles (lorsque le système est synchrone et que l'orthogonalité des codes est préservée) ou non nulles (lorsque le système est asynchrone).

Un système est dit synchrone dans le temps si tous les signaux reçus émanent du même émetteur, comme dans le cas de la liaison descendante (down link) d'un système cellulaire. D'autre part, un système est dit asynchrone dans le temps si les signaux sont originaires de plusieurs émetteurs, comme dans le cas de la liaison montante (up link) des réseaux cellulaires ou celui des réseaux MANET.

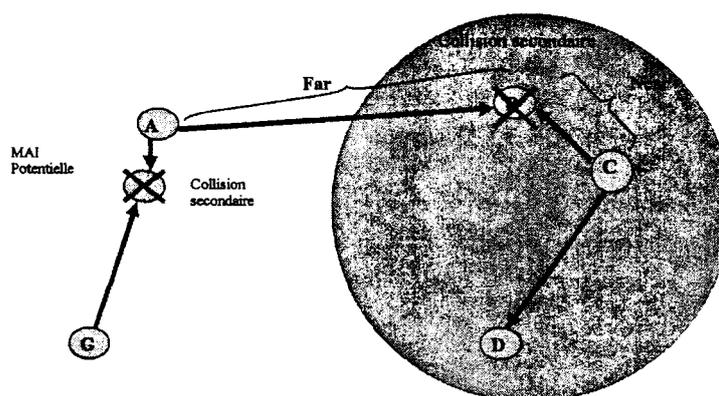


FIG. 2.11 – Problème proche-lointain (near-far).

2.3.1.2 L'impact du problème MAI

Considérons la réception d'un paquet émis par le terminal i . Soit P_0^i la puissance moyenne reçue pour le signal désiré, émis par le i ème terminal. On suppose qu'il y a k transmissions qui interfèrent, correspondant aux puissances reçues P_{ji} avec $j = 1, 2, \dots, k$ [18].

La qualité de la réception est fonction du rapport d'énergie d'un bit par la densité spectrale du bruit du récepteur, dénoté par $\mu^{(i)}$. Pour un système BPSK utilisant une séquence directe asynchrone, $\mu^{(i)}$ est donné, en présence d'interférences, par l'équation (2.6) [30, 31].

$$\mu^{(i)} = \frac{E_b}{N_{0eff}} = \left(\frac{2 \sum_{j=1}^k P_j^{(i)}}{3W P_0^{(i)}} + \frac{1}{\mu_0} \right)^{-1} \quad (2.6)$$

où W est le facteur d'étalement et μ_0 est la valeur de $\mu^{(i)}$ en l'absence d'interférences.

Quand la puissance d'interférence augmente, $\mu^{(i)}$ diminue, et la probabilité d'erreur par bit augmente.

Exemple : on considère un système CDMA qui utilise une modulation BPSK et un code convolutionnel de taux $1/2$, la longueur de contrainte est 7 (c-à-d le nombre de bascules dans le registre à décalage utilisé pour générer le code), et un décodage basé sur l'algorithme de décision de Viterbi. Soit $W = 100$, la probabilité d'erreur par bit est de 10^{-6} et le rapport E_b/N_{0eff} est de 5 dB [19]. En ignorant le bruit du terminal et en utilisant (2.6), la puissance d'interférence totale doit satisfaire la relation :

$$\frac{\sum_{j=1}^k P_j^{(i)}}{P_0^{(i)}} \leq 47,43 \quad (2.7)$$

En général, les émetteurs se trouvent à des distances différentes du récepteur. Supposons les puissances de transmission égales et constantes. On considère le cas d'une seule interférence ($k = 1$) provenant d'une distance d_1 par rapport au récepteur.

Soit d_0 la distance entre le récepteur et l'émetteur attendu. En utilisant le modèle de propagation selon deux rayons pour les communications terrestres (perte de puissance $\approx 1/d^4$), il est facile de montrer que :

$$\text{perte de puissance} \approx \frac{1}{d^4} \Rightarrow \frac{1}{(d_1/d_0)^4} \leq 47.43 \quad (2.8)$$

soit

$$d_1 \geq 0.38 d_0 \quad (2.9)$$

Donc s'il y a une interférence avec un signal provenant d'une distance inférieure à $0,38 d_0$ par rapport au récepteur, une communication fiable n'est pas possible.

2.3.2 Protocole CA-CDMA

Un exemple de protocole élaboré pour la CDMA, CA-CDMA peut être trouvé dans l'annexe B à la section B.5.

2.4 La norme Zigbee de communication à courte portée

Zigbee est le nom d'une technologie de réseau sans fil basée sur le standard IEEE 802.15.4, qui vise des applications de contrôle et de pilotage à distance [32].

Le standard IEEE 802.15.4 définit un protocole MAC et une couche physique (PHY) à bande étroite pour des réseaux Ad-hoc et de capteurs de grande taille [33, 34]. Les spécifications techniques de ses couches physique (PHY) et de liaison de données (Medium Access Control - MAC) ont été établies par le groupe IEEE 802.15.4 dans le cadre des réseaux personnels sans fil à courte portée (Wireless Personal Area Networks - WPAN).

Une association d'entreprises, l'Alliance Zigbee, a défini les couches réseau, sécurité et application au-dessus des couches précédentes et se préoccupe de la certification d'interopérabilité et du test des systèmes Zigbee. Les caractéristiques principales sont :

- un débit de données faible, compris entre 10 et 115,2 Kbps,
- une consommation de puissance faible,
- une durée de vie des batteries principales allant de plusieurs mois jusqu'à deux ans,
- une topologie de réseau adaptée aux applications de contrôle et de pilotage multi-capteurs,
- une faible complexité en vue d'un coût réduit et une grande facilité d'utilisation,
- de grandes fiabilité et sécurité.

Ce protocole est idéal pour des réseaux à basse puissance car il procure un mode basse puissance qui peut faire passer les composants de l'état de sommeil à l'état de veille (et vice-versa). IEEE 802.15.4 adopte aussi le CSMA comme protocole de base et le routage y est basé sur une conjonction de AODV et du cluster tree network [35] proposé par Motorola. Le 802.15.4 MAC impose les méthodes de CCA suivantes [33] :

1. Détection de la présence d'énergie dans la bande par seuillage.
2. Détection de la modulation de type 802.15.4 et de l'étalement.
3. Détection de la modulation de type 802.15.4 et de l'étalement par seuillage.

Les circuits radio à bande étroite de 802.15.4 exécutent la méthode 1 de façon fiable, rapide et efficace en détectant l'énergie dans une bande de fréquence donnée. Les autres méthodes nécessitent l'acquisition des signaux et leur synchronisation.

Ceci fait des dispositifs Zigbee des éléments idéaux pour une utilisation à grande échelle dans l'électronique grand public, l'automatisation des habitations et immeubles, les systèmes de sécurité, le contrôle industriel, les périphériques d'ordinateur, les applications des capteurs médicaux et industriels, les jeux électroniques et autres. La comparaison à l'autre grand standard WPAN, Bluetooth [36], est donnée par la table 2.5.

Les principales caractéristiques du standard Zigbee sont développées dans l'annexe B à la section B.6.

Propriété	Bluetooth	Zigbee
Transmission	FHSS	DSSS
Modulation	GFSK	QPSK/BPSK
Bande	2,4 GHz	2,4 GHz, 915 MHz, 868 MHz
Débit brut	1 Mbps	250 Kbps, 40 Kbps, 20 Kbps
Puissance de sortie	100 mW, 2,5 mW, 1 mW	
Sensibilité	-70 dBm pour BER 10^{-2}	-85 dBm (2,4 GHz) ou -92 dBm (autres) pour PER 10^{-2}
Topologie	Maître-esclave - 8 noeuds actifs	Etoile ou point à point - 255 noeuds actifs

TAB. 2.5 – Comparaison de Zigbee et Bluetooth.

2.5 L'Ultra Large Bande ULB

2.5.1 Introduction

La technologie ultra large bande ULB (ou UWB pour Ultra-Wide-Band) est l'une des plus récemment apparues dans le développement des systèmes de télécommunication. Elle fait l'objet d'intenses recherches, depuis une dizaine d'années, dans les pays outre-Atlantique et, depuis quelques années, en Europe car elle permet le développement de systèmes peu consommateurs en énergie et en ressources matérielles, qui pourraient se généraliser dans les communications multimédia haut débit courte portée et dans d'autres applications associant la communication et la localisation [37].

Les travaux de recherche concernant la technique ULB remontent à la seconde moitié du 20^{ème} siècle. Cependant, à cause des difficultés d'implémentation, cette technique a été surtout utilisée par les militaires. Ces travaux ont connu ensuite un essor rapide permettant son utilisation par les industriels.

L'ULB se présente comme une technologie attirante de fait que sa réalisation semble peu coûteuse et de complexité moindre. En prenant sa source dans les domaines du signal et des radars, cette technologie propose des applications variées dans les télécommunications tout en leur associant des fonctions de localisation. Ces systèmes peuvent donc être utilisés aussi bien pour des applications demandant un débit très important, pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s que pour des applications demandant un faible débit mais une localisation précise (réseaux de capteurs par exemple).

Cet intérêt fort pour les transmissions ULB est apparu suite aux progrès technologiques dans le domaine de la conception d'horloges très précises et surtout à la mise au point de mécanismes de génération d'impulsions ultra brèves (subnanoseconde). Dans un premier temps ce sont des formes d'ondes de type impulsif qui ont été présentées. Cependant l'objectif, en termes de transmission, étant surtout de générer un signal blanc dans une très grande bande de fréquence, des alternatives à base d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) ont été avancées. La communauté de l'ULB s'est alors partagée entre les adhérents de l'impulsif et ceux des multiporteuses (OFDM) [38, 39].

Dans cette section, nous présenterons les points clés de l'ULB afin de le situer dans le paysage "Wireless" actuel. Les problèmes d'interférences avec les autres systèmes, sa position par rapport aux protocoles

existants (IEEE 802.15...), et les spécifications de la couche physique existante (modulations) seront aussi abordés.

2.5.2 Définition d'un signal ULB

La technologie ULB est une technique de modulation radio qui est basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, souvent inférieure à la nanoseconde. Ces ondes non sinusoïdales couvrent fondamentalement une très grande partie du spectre de fréquence [37].

En fait, le signal ULB a été défini de deux façons générales. Il y a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative LB_R (fractional bandwidth) est supérieure ou égale à 0.25. La largeur de bande relative LB_R est définie de la façon suivante :

$$LB_R = \frac{f_H - f_L}{f_C} \quad \text{et} \quad f_C = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (2.10)$$

Dans cette expression f_L représente la fréquence centrale de la transmission, f_H représente la fréquence supérieure de la bande de fréquences et f_L représente la fréquence inférieure de cette bande. Suivant cette définition de Taylor, un signal ULB doit donc occuper une largeur de bande ($f_H - f_L$) supérieure ou égale à 25% de sa fréquence centrale. De manière anecdotique, on remarque que le téléphone filaire qui occupe la bande 300-3400 Hz est ainsi un signal ULB.

Cette définition originelle a été modifiée et remplacée par une nouvelle proposée par la Federal Communication Commissions (FCC). Selon cette nouvelle définition, un signal ultra large bande est un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20% de sa fréquence centrale.

Pour la FCC, un signal peut aussi être considéré Ultra Large Bande si son spectre occupe plus de 1,5 GHz de bande de fréquence, même s'il ne satisfait pas à la première définition. La figure 2.12 montre la densité spectrale du signal ULB. Les puissances moyennes associées aux signaux ULB sont en général très faibles, puisque le rapport cyclique correspondant à la largeur de l'impulsion en unités de temps sur la période de répétition des impulsions, est aussi très réduit. En effet, la puissance moyenne d'un signal ULB ne dépasse généralement pas les 10 mW, avec une puissance crête de 10 W au maximum.

La figure 2.13 montre la densité spectrale d'un signal à bande étroite et d'un signal ultra large bande. Les puissances moyennes associées aux signaux ULB sont en général très faibles, puisque le rapport cyclique, correspondant à la largeur de l'impulsion en unités de temps sur la période de répétition des impulsions, est aussi très réduit. En effet, la puissance moyenne d'un signal ULB ne dépasse généralement pas les 10 mW, avec une puissance crête de 10 W au maximum.

En définitive la bande principale prévue pour l'ULB se situe entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement être décomposée en 14 sous-canaux de 500 MHz.

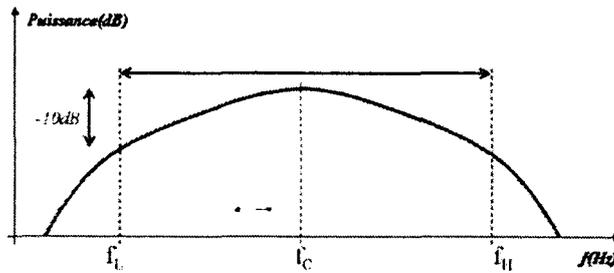


FIG. 2.12 – Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB en fonction de la fréquence.

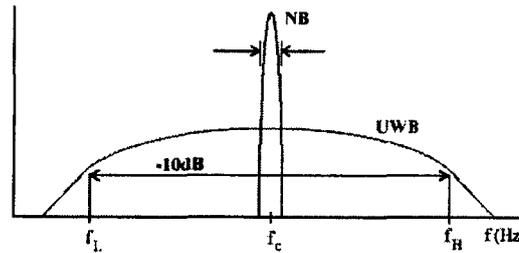


FIG. 2.13 – Représentation de la densité spectrale de puissance des signaux ULB et des signaux à bande étroite en fonction de la fréquence.

Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous-canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu'il respecte les contraintes réglementaires en vigueur dans la région du monde où il sera appelé à être mis en service.

2.5.3 Standardisation des communications ULB

Les communications ULB s'inscrivent essentiellement dans le cadre des réseaux personnels sans fil (WPAN) [40]. Les processus de standardisation sont l'objet de luttes intenses du fait des enjeux économiques qu'ils représentent. La mise en place d'une norme requiert donc du temps et le contexte particulier des communications ULB n'y a pas fait exception.

Dans le cadre de divers services de radiocommunication, les organismes de gestion du spectre interviennent pour contrôler l'usage de la précieuse ressource spectrale, afin d'assurer la coexistence de tous les utilisateurs du spectre électromagnétique. Les nouvelles technologies sont donc contraintes d'utiliser des bandes de fréquence les plus étroites possibles et centrées sur des fréquences de plus en plus élevées. Ces très hautes fréquences posent de grandes difficultés de réalisation matérielle à bas coût. De ce point de vue, l'ULB, fonctionnant sur des fréquences inférieures à 10 GHz, permet d'envisager des solutions technologiques alternatives intéressantes. Beaucoup de travaux visant à élaborer des normes et règlements pour l'introduction et l'utilisation des systèmes ULB sont en cours partout dans le monde.

Les Etats-Unis sont les premiers à avoir traité le problème inédit de la réglementation de la technique ULB. En 2002, la FCC a proposé un compromis entre le respect des applications existantes et l'autorisation de déploiement d'une nouvelle technologie dont le marché potentiel est énorme. Dans le reste du

monde, les organismes de réglementation restent méfiants. En Europe, par exemple, il est envisagé (et c'est maintenant pratiquement fait) d'imposer des contraintes sur les émissions des systèmes ULB plus strictes que la réglementation américaine.

2.5.4 Normalisation aux Etats-Unis

Le processus de réglementation aux Etats-Unis, qui sont généralement moteurs en matière de normalisation, aboutira à l'adoption de règles précises sur l'utilisation des ULB. Dès février 2002, l'étude de la coexistence entre les systèmes bande étroite et l'ULB autorise l'émission de signaux ULB entre 3.1 et 10.6 GHz en évitant la bande entre 5 et 6 GHz réservée aux systèmes WLAN IEEE 802.11a.

Aux Etats-Unis, la FCC (*Federal Communications Commission*) est l'organisme de réglementation du spectre pour les usagers commerciaux, privés, amateurs et pour la sécurité publique locale. Elle a été créée en 1934 suite au "*Communications Act*". La FCC possède une faculté de réglementation liée à la topologie du pays (peu de voisins).

Dans la partie 15 des textes, la FCC [41] limite la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) des émissions non intentionnelles à 41 dBm/MHz, ce qui équivaut à un champ électromagnétique de $500\mu\text{V/m}$ dans une bande de 1 MHz.

Dans son rapport (*First Report and Order*) de février 2002, la FCC a autorisé l'émission des signaux ULB pour les systèmes de communication sans licence pour des applications à l'intérieur (*Indoor*) et à l'extérieur (*Outdoor*). La puissance de ces signaux est limitée dans la bande de 3.1 à 10.6 GHz (voir figures 2.14 et 2.15). En général, les bandes utilisées par les systèmes GSM, UMTS, GPS sont théoriquement à l'abri des interférences avec les systèmes ULB (voir figure 2.16). Par ailleurs, la réglementation de la FCC, qui coïncide avec le début des négociations pour la standardisation des réseaux sans fils WLAN utilisant l'ULB dans leur couche physique, propose de limiter la puissance crête émise. Cette puissance ne devrait pas dépasser un certain niveau P (en dB) (équation (I.2)) au dessus de la limite moyenne d'émission permise par la partie 15 des règles de la commission.

Le spectre accordé par la FCC est compris entre 3.1 GHz et 10.6 GHz, la puissance transmise limitée à -41.3dBm/MHz , équivalent à une PIRE de $79,4\text{ nW/MHz}$. ce qui correspond à une PIRE d'environ 0.5 mW pour la totalité de la bande de 7.5 GHz autorisée :

$$P = 20 + 20 \log_{10} \frac{\text{largeur de bande à } -10\text{dB du signal en Hertz}}{\text{largeur de bande minimale à } -10\text{dB en Hertz}} \quad (2.11)$$

La puissance crête est également limitée autour de la fréquence pour laquelle le rayonnement est maximum. Sa limite dépend de la bande de résolution RBW de la mesure. Elle est donnée par l'équation (I.3) :

$$P_{\text{pic}}^{\text{limite}}(\text{RBW}) = 20 \log_{10} (\text{RBW}/50) \quad (2.12)$$

avec $P_{\text{pic}}^{\text{limite}}$ en dBm, RBW en MHz.

Pour $\text{RBW} = 50\text{ MHz}$, la puissance crête ne doit pas dépasser 0 dBm , soit 1 mW .

Dans le cadre de l'IEEE, deux standards concernent néanmoins plus particulièrement les communications ULB :

- le standard 802.15.3 pour des communications à hauts débits;
- le standard 802.15.4 pour des communications à bas débits.

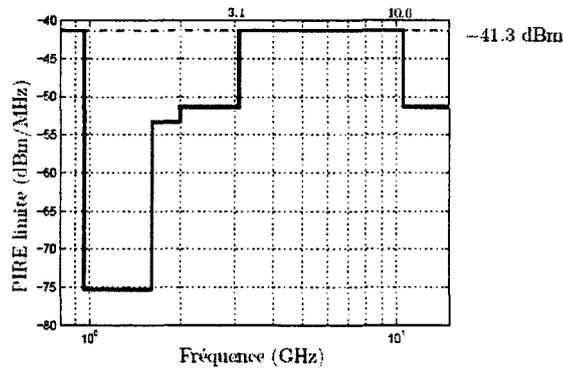


FIG. 2.14 – Masque d’émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en intérieur (Indoor).

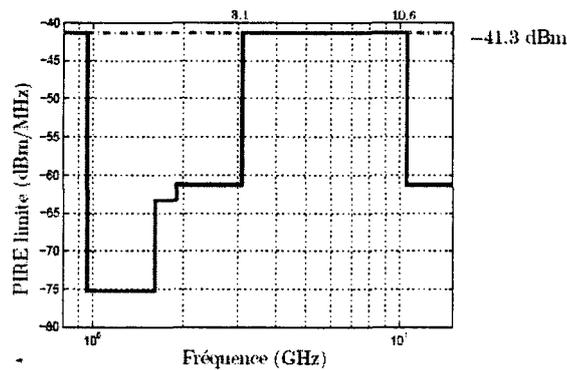


FIG. 2.15 – Masque d’émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en extérieur (Outdoor).

2.5.4.1 Le standard IEEE 802.15.3a

Le standard IEEE 802.15.3 spécifie des communications à haut débit autour de la fréquence de 2,4GHz. Un groupe de travail devait produire les spécifications d’une couche physique alternative basée sur l’ultra-large bande. Ce groupe a finalement été dissous en 2006, suite à une situation de blocage due à l’opposition de deux consortiums (WiMedia Alliance et UWB Forum) défendant des approches incompatibles.

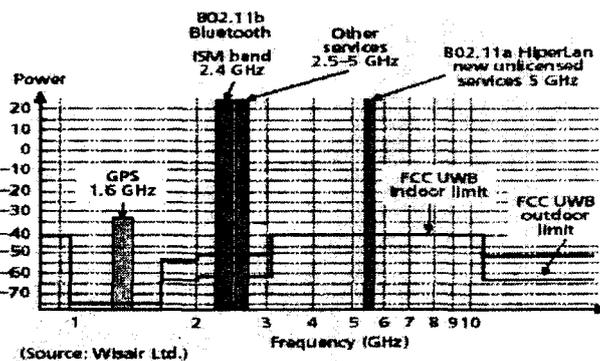


FIG. 2.16 – Spectre des différents systèmes qui coexistent avec l’ULB.

Ces approches étaient l’une fondée sur la technique MB-OFDM (MultiBand Orthogonal Frequency Division Multiplexing), encore connue sous le sigle MBOA et l’autre sous le nom de DS-UWB (Direct Sequence UWB). L’approche DS-UWB est une technique impulsionnelle à échantillonnage direct. Cet échec est également dû à la disparité des réglementations et à l’incertitude sur certaines d’entre elles, ainsi qu’à un marché encore trop flou [42–46].

2.5.4.2 Le standard WiMedia ECMA-368

Suite à l’arrêt des activités du groupe TG3a du standard IEEE 802.15.3, le consortium WiMedia a poussé sa solution pour une standardisation via Ecma International. Ecma International est une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l’information et des communications ainsi que de l’électronique. La connexion USB sans fil s’appuie sur cette norme (Wireless USB - WUSB) avec des débits annoncés à 480 Mbps à 2 m et 110 Mbps à 10 m [47–49].

2.5.4.3 Le standard IEEE 802.15.4a

Le standard 802.15.4 traite de communications à bas débit pour des réseaux personnels sans fil. En fait, quatre couches physiques (PHY) sont décrites, mais aucune d’elles ne concerne les communications ULB. Des débits jusqu’à 250kbps sont considérés en fonction de la bande de fréquence. Dès lors, un groupe de travail TG4a (IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a) a été créé en mars 2004 afin de proposer une couche physique alternative adaptée à des communications ULB à bas débit [39]. L’objectif principal est de permettre des communications et la localisation de haute précision (résolution inférieure au mètre), tout en obtenant un haut débit agrégé et une très basse consommation. Cependant, deux couches physiques alternatives sont envisagées [50] :

- un mode radio impulsionnelle opérant sans licence pour communications et/ou mesure de distances ;
- un mode à étalement spectral par modulation linéaire de fréquence (Chirp Spread Spectrum - CSS) opérant à 2,4 GHz sans licence, pour communications uniquement.

2.5.5 Normalisation en Europe

Les dispositifs conformes aux normes ULB actuelles acceptées par les Etats-Unis pourraient créer des interférences avec les réseaux sans fil qui fonctionnent sur d’autres fréquences en Europe. L’ETSI (*Euro-*

pean Telecommunications Standards Institute) qui est en charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication, propose d'adapter le masque en escaliers de la FCC en un masque dont les transitions sont progressives (voir figure 2.17). Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, sans réduire les performances du système ULB entre 3.1 et 10.6 GHz. Dans cette bande, la limite en puissance pour les systèmes *indoor* est la même que celle de la FCC. En revanche, pour les systèmes *outdoor*, l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit -61.3 dBm/MHz (voir figure 2.18).

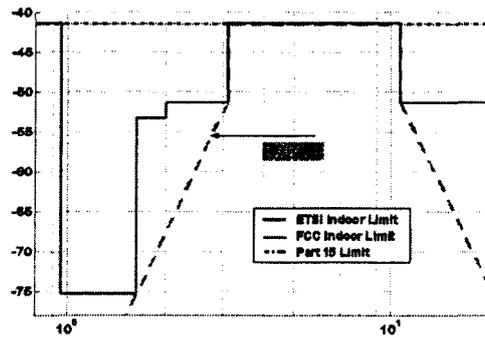


FIG. 2.17 – Masque d'émission des signaux ULB établi par l'ETSI pour les communications en intérieur (indoor), Fréquence en GHz et Puissance (en dBm).

Le groupe ECC (*Commission Européenne de Communication*) qui intervient au niveau des normes sur les matériels et facilite les échanges entre l'ETSI et la CEPT (*Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications*) a confirmé en février 2005 [51] la nécessité des masques des figures 2.17 et 2.18, pour protéger tous les systèmes étudiés dans le rapport de l'ECC, et que le masque FCC ne garantit pas une protection suffisante pour la majorité des systèmes étudiés.

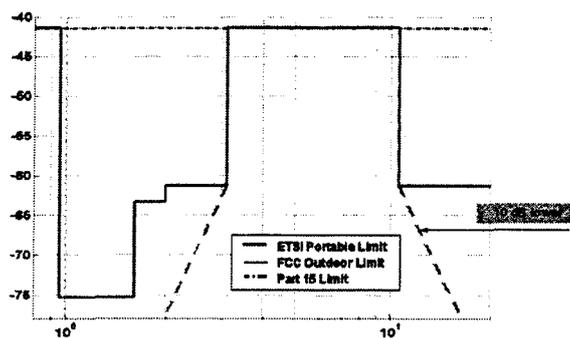


FIG. 2.18 – Masque d'émission des signaux ULB établi par l'ETSI pour les communications en extérieur (outdoor), Fréquence en GHz et Puissance (en dBm).

Les groupes de standardisation pour l'Europe comprennent l'ERM/TG31A, qui couvre l'ULB générique, et l'ERM/TG31B, qui couvrent les applications pour les transports aux plus hautes fréquences

(60-70 GHz). Ces groupes travaillent respectivement sur des rapports techniques concernant les applications de l'ULB en communication et en localisation radio, qui serviront de base au développement des deux standards correspondants par l'ETSI.

2.5.6 Avantages et inconvénients de l'ULB

Si l'on s'interroge sur les avantages de cette rupture avec les techniques dites "à bande étroite", l'ULB n'en manque pas. Mais comme toute autre technique de radiocommunication, elle possède aussi ses propres inconvénients.

2.5.6.1 Les avantages

Parmi les avantages on peut citer :

- Les signaux ULB permettent de satisfaire les besoins d'applications à très haut débit pour une faible portée, arrivant théoriquement à 480 Mbit/s pour une distance 4 m, ce qui est difficile à obtenir avec des systèmes à bande étroite sans avoir recours à une mise en oeuvre complexe (MIMO - Multi Input Multi Output pour IEEE 802.11n) et consommatrice d'énergie.
- Les signaux ULB ont une faible densité spectrale de puissance, étant donné que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette spécificité est en faveur des systèmes qui travaillent avec une faible probabilité de détection et d'interception.
- Les signaux ULB interfèrent peu avec d'autres signaux, tels les signaux à bande étroite, car leur puissance est très faible sur la partie du spectre concernée par ces signaux. Par suite leur utilisation garantit une sécurité plus importante.
- Les signaux ULB possèdent une bonne capacité de pénétration, probablement due à leur largeur de bande. Ils peuvent ainsi traverser des surfaces de natures variées, telles des murs, contrairement à d'autres technologies comme par exemple l'infrarouge.
- Les signaux ULB sont très pratiques pour la localisation. Ils permettent d'obtenir une grande précision dans la mesure des distances, du fait que la résolution atteinte est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion (qui est ici de l'ordre de la nanoseconde). Il est ainsi possible d'obtenir des informations précises sur la position de l'émetteur.
- Les signaux ULB ne souffrent pas d'interférences dues aux trajets multiples, car le signal direct arrive bien avant ceux correspondant aux chemins secondaires, sans qu'aucun recouvrement ne se produise.

2.5.6.2 Les inconvénients

Parmi les problèmes techniques affectant cette technologie, on peut citer :

- La synchronisation : en raison de la très courte durée des impulsions Ultra Large Bande, la synchronisation entre émetteur et récepteur doit être très précise, tout en utilisant des horloges à quartz bon marché.
- Traitement de signal : l'estimation du temps d'arrivée des impulsions nécessite le développement d'algorithmes performants qui détectent l'impulsion correspondant au trajet direct, même si le trajet direct est saturé ou si la forme de l'impulsion est altérée durant la propagation.
- Antennes : les signaux ULB sont filtrés par les antennes. Le défi est de concevoir des antennes de petite taille et efficaces sur toute la bande de fréquence utilisée.
- Dispersion : les différentes composantes fréquentielles du signal ne se propagent pas à la même vitesse. Des phénomènes de dispersion en fréquence peuvent alors apparaître.
- Distorsion : l'atténuation non uniforme des différentes composantes fréquentielles peut conduire à des phénomènes de distorsion en fréquence.
- Limitation des performances : le système ULB ne pourra probablement jamais dépasser les performances des systèmes optiques à grands débits (de l'ordre de plusieurs Gbits/s), mais ces derniers sont en général beaucoup plus coûteux.

2.5.7 Types d'applications

2.5.7.1 Applications générales

Les principales applications de la technologie ULB concernent les systèmes de communication grand public (substitution du câblage, interface multimédia pour téléphones cellulaires), mais aussi professionnelles (étiquettes électroniques, systèmes de détection et d'imagerie) ou liées à la sécurité (radars automobiles à courte portée pour détection d'obstacles). Ces applications étant nombreuses, nous ne pouvons pas en dresser une liste bien définie. Nous pouvons toutefois les classer grossièrement en trois familles : les applications radar, les applications de communication et les applications de localisation.

2.5.7.2 Applications dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs

L'ultra-large bande (ULB) autorise la communication simultanée d'un grand nombre d'utilisateurs avec des débits élevés [52–54]. De plus la résolution temporelle importante inhérente à l'ULB est particulièrement attractive pour les applications de réseau local (LAN) à l'intérieur des bâtiments. L'ULB permet aussi d'obtenir une information de distance de grande précision, ce qui peut résulter en une meilleure gestion des ressources et un routage plus efficace de l'information [55]. Cependant, les signaux ULB sont étalés sur de très larges bandes passantes et peuvent interagir avec les dispositifs à bande étroite, ce qui impose des limitations sévères sur la densité de puissance émise en ULB de la part des organismes de régulation [56] afin d'éviter les interférences.

L'information de distance offerte par la technologie ULB peut être exploitée pour maintenir des niveaux de puissance faibles et augmenter la durée de vie des réseaux sur le long terme, tout en maintenant une performance satisfaisante (en termes de débit de données) à court terme.

L'intérêt croissant constaté au cours de ces dernières années pour les applications des réseaux Ad-hoc et de capteurs (pour lesquels une infrastructure fixe et les sources de puissance pratiquement non limitées qui y sont associées ne sont pas envisageables) motive de nombreuses recherches sur l'introduction de contraintes énergétiques dans la conception de la couche d'accès (MAC) et des protocoles de routage. La technologie ULB paraît une sérieuse candidate pour de tels réseaux.

2.5.7.3 Applications de l'IEEE 802.15.4a

Le protocole IEEE 802.15.4a, actuellement développé, inclut une couche physique ULB pour étendre les capacités de IEEE 802.15.4 à la mesure précise de distances, avec des portées de communication supérieures et une opération plus robuste [57].

Généralités

Le standard 802.15.4 traite de communications à bas débit [34, 57] pour des réseaux personnels sans fil. En fait, quatre couches physiques (PHY) sont décrites mais aucune d'elles ne concerne les communications ULB. Des débits jusqu'à 250kbps sont considérés en fonction de la bande de fréquence. Dès lors, un groupe de travail ad-hoc (IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a (TG4a)) a été créé en mars 2004 afin de proposer une couche physique alternative adaptée à des communications ULB à bas débit. L'objectif principal est de permettre des communications et la localisation de haute précision (résolution nettement inférieure au mètre) tout en obtenant un haut débit agrégé et une très basse consommation. Les spécifications définitives ont été publiées par le groupe IEEE 802.15 en mars 2007 et sont en cours d'approbation.

Deux couches physiques alternatives sont envisagées :

- en mode radio impulsionnelle opérant sans licence pour communications et/ou mesure de distances ;
- en mode à étalement spectral par modulation linéaire de fréquence (Chirp Spread Spectrum - CSS) opérant à 2,4 GHz sans licence, pour communications uniquement.

Bandes de fréquences en radio impulsionnelle

Un découpage du spectre en sous-bandes a été proposé afin d'une part d'assurer la meilleure compatibilité avec les régulations des Etats-Unis, de l'Europe et du Japon, afin d'être compatible avec diverses architectures de récepteurs, de permettre différents débits et distances et la mesure de distances avec une résolution décimétrique. Le découpage fréquentiel effectué permet de sélectionner une bande de fréquences non utilisée (au prix d'une reconfigurabilité du frontal) ou de faire de l'accès multiple de type FDMA (Frequency Division Multiple Access). La minimisation de la consommation a également été un facteur important pour les choix effectués [58, 59]. Pour une même fréquence de répétition des impulsions (PRF), le standard prévoit la possibilité de faire varier le nombre d'impulsions par symbole et donc le débit binaire, ce qui permettra d'adapter la communication à la qualité de la liaison. Des débits binaires allant de 110 kbps à 27,24 Mbps sont proposés. Pour permettre des systèmes à bas coût, les contraintes sur l'exactitude de l'horloge (fréquence centrale, taux chips) sont modérées (± 20 ppm). Le spectre est découpé en 16 sous-bandes, la plupart larges de 499,2 MHz, mais quatre des bandes sont plus larges et

recouvrantes par rapport aux autres sous-bandes. Le tableau 2.6 et la figure 2.19 présentent le plan de fréquences envisagé.

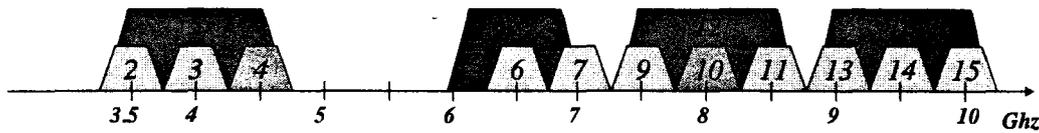


FIG. 2.19 – Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a.

Groupe (tous valides aux Etats-Unis)	Bande n°	Fréquence Centrale (MHz)	Largeur (MHz)	Groupe (tous valides aux Etats-Unis)	Bande n°	Fréquence Centrale (MHz)	Largeur (MHz)
1	1	399,36	499,2	4 Europe et Japon	9	7488	499,2
2 Europe et Japon avec techniques de réduction	2	3494,4	499,2		10	7987,2	499,2
	3	3993,6	499,2		11	8486,4	499,2
	4	4492,8	499,2		12	7987,2	1331,2
	5	3993,6	1331,2		13	8985,6	499,2
3 Europe seulement	6	6489,6	499,2	5 Japon seulement	14	9484,8	499,2
	7	6988,8	499,2		15	9984	499,2
	8	6489,6	1081,6		16	9484,8	1354,97

TAB. 2.6 – Bandes de l'IEEE 802.15.4a. .

Compte tenu de la disparité des réglementations, le standard ne prévoit pas l'utilisation du spectre alloué comme une bande unique. La bande la plus large considérée est de 1354,97 MHz. Les bandes 3 et 10 sont considérées comme obligatoires par le standard. La bande 3 peut nécessiter la mise en oeuvre de techniques de détection et évitement. La bande U-NII (5,2-5,8 GHz) est évitée car dédiée à des réseaux sans fil à bande étroite et serait susceptible d'être perturbée.

Modulation en radio impulsionnelle

Une modulation binaire par position d'impulsion (2-PPM ou BPM) combinée à une modulation BPSK ont été retenues. Ce choix résulte d'un compromis afin de permettre une réception avec une architecture cohérente ou non-cohérente. Une modulation BPSK aurait été favorable aux récepteurs cohérents alors qu'une modulation N-PPM aurait été favorable aux récepteurs non-cohérents [58]. La modulation 2-PPM consiste à déclencher l'impulsion à un instant différent dans l'intervalle de temps élémentaire (PRI : Pulse Repetition Interval) selon qu'il s'agit d'un "0" ou d'un "1". Deux PRF moyennes ont été retenues (15,6 MHz et 3,9 MHz) et sont obligatoires. Un mode en rafale (burst) impose une fréquence d'émission d'impulsions à $PRF_{max} = 499,2$ MHz, soit à chaque 2 nanosecondes. Ce mode a pour objet de garantir la PRF moyenne et ainsi de garantir une densité spectrale de puissance moyenne constante dans

le temps. Afin d'éviter l'apparition de raies dans le spectre, c'est-à-dire afin de rompre la périodicité temporelle, une technique de sauts temporels (Time Hopping - TH) est utilisée. Cette technique présente en outre l'intérêt de pouvoir différencier plusieurs émetteurs dans un contexte multi-utilisateurs. A chaque émetteur est associée une séquence de sauts spécifique connue des récepteurs. Les sauts temporels sont établis selon des codes pseudo-aléatoires (PN-codes).

Mode chirp (CSS)

L'étalement spectral par modulation linéaire de fréquence est une technique assez simple, souvent employée dans le domaine radar. Le "chirp" fenêtré est ici une modulation linéaire de fréquence de durée totale $1 \mu s$, la fréquence variant d'une fréquence minimale vers une fréquence maximale (chirp montant) ou dans le sens contraire (chirp descendant) (voir figure 2.20), autour de 2450 MHz.

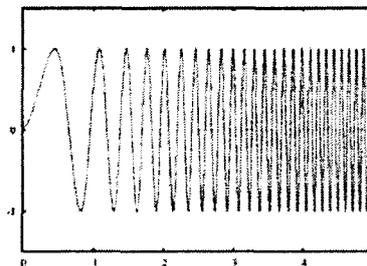


FIG. 2.20 – Chirp linéaire.

La technique CSS est combinée avec une modulation de phase différentielle DPSK (Differential Phase Shift Keying). Un symbole est formé d'une succession de 4 chirps (agissant comme des codes), séparés par des espaces de temps de durée alternée. Le débit moyen des chirps va de 1 à $6 \mu s$ selon les cas.

Une modulation binaire DBPSK est utilisée pour l'acquisition du signal (synchronisation), avec 1 bit par chirp (par exemple "0" pour le chirp montant et "1" pour le chirp descendant), donc 4 bits par symbole. Une modulation d'ordre 4 DQPSK avec codage bi-orthogonal est utilisée pour la communication, avec 2 bits par chirp, soit 8 bits par symbole. Deux codes bi-orthogonaux différents permettent l'obtention de débits différents : rapport 3/4 $\rightarrow 3/4 * 8 \text{ bit} / 6 \mu s = 1 \text{ Mbit/s}$ et rapport 6/32 $\rightarrow 6/32 * 8 \text{ bit} / 6 \mu s = 250 \text{ kbit/s}$.

La puissance de transmission nominale est de 0 dBm et la largeur de bande à 6 dB est de 14 MHz. Le plan de fréquences permet un découpage en canaux espacés de 5 MHz. Un multiplexage fréquentiel ou par répartition de codes autorise l'utilisation simultanée de plusieurs picoréseaux.

Les avantages de cette solution sont :

- une robustesse élevée vis à vis des interférences, due au produit $B \times T$ (bande \times temps) élevé atteint,
- une forte résistance aux effets des multi-trajets, due à l'étalement temporel des impulsions chirp,
- une portée élevée, due au gain élevé du système, conjugué à la résistance au bruit et aux interférences,
- une faible latence physique, due à la synchronisation quasi-instantanée de la fréquence porteuse et du rythme symbole (établissement des connexions rapide),

- une capacité inhérente pour déterminer la distance entre deux stations (le chirp est utilisé dans les radar mesurant la position et la vitesse de cibles).

Usage potentiel du standard

La couche applicative définie dans le cadre de l'Alliance ZigBee est susceptible de s'appuyer sur les spécifications de la norme IEEE 802.15.4a, notamment pour des réseaux de capteurs [32]. Des gains en portée et robustesse de communication, ainsi que des diminutions de coût et de complexité, peuvent alors être attendus, tout en maintenant la basse consommation de Zigbee.

2.5.8 Couche physique ULB

Les spécifications des couches physiques proposées, c'est-à-dire les formes d'onde et les techniques de modulation utilisées, ainsi que quelques résultats de simulation, sont présentés dans l'annexe B à la section B.7.

2.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de fournir une idée détaillée sur l'interface radio qui caractérise la norme WiFi. Nous avons eu l'occasion de découvrir les différentes formes d'accès au médium et de nous familiariser avec les techniques de modulation de phase à travers des simulations de performance en terme de consommation d'énergie.

Les protocoles destinés à des transmissions à courte portée (Zigbee), qui correspondent au cas le plus fréquemment rencontré dans les réseaux de capteurs sans fil, ont également été présentés, de même que les communications en Ultra Large Bande et la normalisation existante pour ce type de signaux aux Etats-Unis (IEEE 802.15.3a et 4a) et en Europe.

Dans le chapitre suivant, nous allons maintenant introduire les protocoles de routage destinés aux réseaux de capteurs sans fil.

Bibliographie

- [1] I. Chlontac, M. Conti, J-N. Lieu, "Mobile ad hoc networking : Imperatives and challenges," School of Engineering, University of Texas at Dallas, TX, USA, 2003.
- [2] G. Vivier, "Réseaux de mobiles et réseaux sans fil", Eyrolles, Paris, 2001.
- [3] Jonas Linnell, Hans Torstensson, "Radio resource Management in IEEE802.11b. WLAN: Aspect system planing," Department of Signals and Systems, Chalmers University of technology, Goteborg, 2001.
- [4] P. Karn, "MACA - A new channel access protocol for packet radio," Proceedings of ARRL/CRRL Amateur Radio Ninth Computer Networking Conference, pp. 134-140, Ontario, Canada, September 1990.

- [5] V. Bharghavan, A. Demers, S. Shenker, and L. Zhang, "MACAW : A media access protocol for wireless LANs," Proceedings of Conference on Applications, Technologies, Architectures and Protocols for Computer Communication (SIGCOMM 94), pp. 212-225, London, UK, August-September 1994.
- [6] F. Talucci, and M. Gerla, "MACA-BI (MACA by invitation). A wireless MAC protocol for high speed ad hoc networking," Proceedings of 6th IEEE International Conference on Universal Personal Communications Record, 2, 913-917, San Diego, Calif, USA, 1997.
- [7] C.L. Fullmer, and J.J. Garcia-Luna-Aceves, "Floor acquisition multiple access (FAMA) for packet radio networks," Proceedings of Conference on Applications, Technologies, Architectures and Protocols for Computer Communication (SIGCOMM '95), 262-273, Cambridge, Mass, USA, August-September 1995.
- [8] B.P. Crow, I. Widjaja, J.G. Kim, and P.T. Sakai, "IEEE 802.11 wireless local area networks," IEEE Communications Magazine, 35(9), 116-126, 1997.
- [9] F. A. Tobagi, and L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels : part II - The hidden terminal problem in carrier sense multiple access and the busy tone solution," IEEE Transactions on Communications, 23(12), 1417-1433, 1975.
- [10] J. Deng and Z.J. Haas, "Dual busy tones multiple access (DBTMA) : a new medium access control for packet radio networks," Proceedings of IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC '98), 2, 973-977, Florence, Italy, October 1998.
- [11] S. Singh and C.S. Raghavendra, "PAMAS : Power aware multiaccess protocol with signalling for ad hoc networks," ACM Computer Communication Review, 28(3), 5-26, 1998.
- [12] R. Ramanathan and J. Redi, "A Brief Overview of Ad Hoc Networks: Challenges and Directions," IEEE Commun. Mag., 40(5), May. 2002.
- [13] C. Andren, K. Halford, M. Webster, "CCK, the new IEEE802.11 standard for 2.4 GHz wireless LANs," International IC-Taipei Conference Processings, 2002.
- [14] B. Pearson, "Complementary code keying made simple," Intersil, 2000.
- [15] M. Souryal and N. Moayeri, "Channel-adaptive relaying in mobile ad hoc networks with fading," Proceedings of the IEEE Conference on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks (SECON), Santa Clara, California, 142-152, September 2005.
- [16] Vocal Technologies Ltd. Home page ; 802.11 technology White Paper, Conference 2003.
- [17] W.J.H. Park, H. Lee and S.H. Wang, "Performance Improvement Techniques for CCK-OFDM WLAN Modem," IEEE Transactions on Consumer Electronics, 49, August 2003.
- [18] A. Muquuttash, M. Krunz, W.E. Rayon, "CDMA protocol for wireless ad hoc networks," Proceedings of the International Symposium on Mobile ad hoc Networking and Computing, (Annapolis, June 2003).
- [19] J.G. Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill, New York, 2001.
- [20] A.A. Bertossi, M.A. Bonuccelli, "Code assignment for hidden terminal interference avoidance in multihop packet radio networks," IEEE Transactions on Communications, 3(4), 441-449, 1995.
- [21] J. Garcia-Luna-Aceves, J. Raju, "Distributed assignment of codes for multihop packet-radio networks," Proceedings of the IEEE MILCOM Conference, 1, 450-454, 1997.

- [22] L.Hu, "Distributed code assignments for CDMA packet radio networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 1, 668-677, 1993.
- [23] S.W. Lee, D.H. Cho, "Distributed reservation CDMA for wireless lan," *Proceedings of the IEEE GLOBECOM Conference*, 1, 360-364, 1995.
- [24] E. Sousa, J.A. Silvester, "Spreading code protocols for distributed spread-spectrum packet radio networks," *IEEE Transactions on Communications* 36(3), 272-281, 1988.
- [25] S.-L. Wu, C.-Y. Lin, Y.-C. Tseng, J.-P. Sheu, "A new multichannel mac protocol with on-demand channel assignment for multi-hop mobile ad hoc networks," *Proceedings of the International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms and Networks*, 232-237, 2000.
- [26] J. Deng, Z. Haas, "Dual busy tone multiple access (DBTMA) : A new medium access control for packet radio networks," *Proceedings of the IEEE ICUPC*, 973-977, October 1998.
- [27] Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan, "An Application-Specific Protocol Architecture for Wireless Microsensor Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1(4), 660-670, October 2002.
- [28] M. Joa-Ng, I.-T. Lu, "Spread spectrum medium access protocol with collision avoidance in mobile ad-hoc wireless network," *Proceedings of the IEEE INFOCOM Conference*, 2, 776-783, 1999.
- [29] R.L. Pickholtz, D.L. Schilling, L.B. Milstein, "Theory of spread spectrum communications, a tutorial," *IEEE Transactions on Communications*, 30, 855-884, 1982 .
- [30] T. Rappaport, "Wireless Communications : Principles and Practice," Prentice Hall, EngleWoods Cliffs, NJ, 2002.
- [31] E. Sousa, J.A. Silvester, "Optimum transmission ranges in direct-sequence spread spectrum multihop packet radio network," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 8(5), 762-1397, 1990.
- [32] Draft P802.15.4/D18, February-2003, "Draft Standard for Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) (Zigbee)," *IEEE 802.15.4 Group*.
- [33] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., "802.15.4 Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," *IEEE Std 802.15.4*, 2003.
- [34] P. Gorday, J. Martinez, and P. Jamieson, "IEEE 802.15.4 overview," *IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks Publications*, Doc. : IEEE 802.15-01-0509r0, Nov. 2001.
- [35] *IEEE P802.15 Working Group for WPANs, Cluster Tree Network*, April 2001.
- [36] Bluetooth Special Interest Group, "Specification of the Bluetooth System, Version 1.1," February 2001.
- [37] Robert C. Qiu, Huaping Liu, Xuemin Shen. "Ultra-Wideband for Multiple Access Communications," 85-86, Feb.2005.
- [38] A. Batra et al., "Design of Multiband OFDM System for realistic UWB Channel Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(9), September 2004.

- [39] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," September 2004.
- [40] M. Cuomo, C. Baiocchi, "Radio Resource Sharing for Ad hoc Networking with UWB," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 20(9), December 2002.
- [41] Federal Communications Commission. "Notice of Proposed Rule Making", FCC 00-163, ET Docket 98-153, In the Matter of Revision of part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Washington, 11 mai 2000.
- [42] N. Golmie, "Performance Metrics of MAC Coexistence Evaluation," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, March 2001.
- [43] J.P.K. Gilb, "Overview of Draft Standard 802.15.3," IEEE 802.15-01/490r0, November 14, 2001.
- [44] P. Gorday, J. Guitierrez, P. Jamieson, "IEEE 802.15.4 Overview," IEEE 802.15-01/509r0., Nov 12, 2001.
- [45] R. F. Heile, "TG3a Project Timeline," IEEE 802.15-03/056r0, January, 2003.
- [46] P. Gandolfo, "TG3 Coexistence capabilities," IEEE 802.15-02/157r0, March 19, 2002.
- [47] U.S. Federal Communications Commission, "Fcc Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems : First report and order," Technical report, U.S.F.C.C., Feb 2002
- [48] Ecma International, "High rate ultra wideband phy and mac standard. Standard," ECMA, Dec 2005
- [49] M. Flury, R. Merz, J.Y. Le Boudec, J. Zory, "Performance Evaluation of an IEEE 802.15.4a Physical Layer with Energy Detection and Multi-User Interference," IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2007), Singapore, September 2007.
- [50] A. Stephan , J.Y. Baudais, J.F. H elard, "Efficient allocation algorithms for multicarrier spread-spectrum schemes in UWB applications," IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'07), Singapore, 24-26 September 2007.
- [51] ETSI TR 101 994-1 for communication and positioning applications.
- [52] M.-G. Di Benedetto, and G. Giancola, "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals," Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 2004.
- [53] M.-G. Di Benedetto, and B. Vojcic, "Ultra wide band wireless communications : a tutorial," Journal of Communications and Networks, 5(4), 290-302, 2003.
- [54] M. Z. Win, and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," IEEE Transactions on Communications, 48(4), 679-689, 2000.
- [55] L. De Nardis, and M.-G. Di Benedetto, "Medium access control design for UWB communication systems : review and trends," Journal of Communications and Networks, 5(4), 386-393, 2003.
- [56] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Report 98-153, Federal Communications Commission, Washington D.C., USA, 2002.

- [57] J. Ellis, and L. Taylor, "802.15.4iGa informal call for application response," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks Publications Doc. : IEEE 1802.15-03/537r0, Jul. 2003. Available : [ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/03/ file : 15-03-0537-00-004a-formal-submission-802-15-4iga-informal-cfa-response-ppt.ppt](ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/03/file:15-03-0537-00-004a-formal-submission-802-15-4iga-informal-cfa-response-ppt.ppt).
- [58] S. Dubouloz, and L. Ouvry. "Régulation et normalisation pour les communications ultra large bande (UWB)," Journées Scientifiques du CNFRS, Mars 2006.
- [59] L. Ouvry. "UWB bas débit et standardisation à l'IEEE 802.15.4a," Ecole d'Automne Ultra-Large Bande, Oct 2006. strategies in on-demand routing protocols for wireless ad hoc networks," Proceedings of 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MOBI-COM'00), 231-242, Boston, Mass, USA, August 2000.

Chapitre 3

Routage dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs

3.1 Généralités

Les réseaux mobiles Ad-hoc (MANETs) ont récemment fait l'objet de nombreuses recherches. L'intérêt manifesté pour de tels réseaux provient de la possibilité de leur gestion en l'absence d'infrastructures fixes (trop chères ou rendant le déploiement très compliqué). Le large déploiement de MANETs explique les nombreux efforts actuellement consentis pour normaliser leurs protocoles de gestion. L'un des défis fondamentaux dans la recherche sur les MANETs est d'augmenter la capacité des réseaux tout en maintenant une consommation d'énergie basse pour les traitements et les communications de paquets [1–5]. Cette optimisation est effectuée au moyen des protocoles de routage.

3.1.1 Définition

Le routage est une méthode d'acheminement des informations à la bonne destination à travers un réseau de connexion donné. Le problème de routage consiste à déterminer un acheminement optimal (voir figure 3.1) des paquets à travers le réseau au sens d'un certain critère de performance. Le problème consiste à trouver l'investissement de moindre coût en ressources qui assure le routage du trafic nominal et garantit sa survabilité en cas de n'importe quelle panne d'arc ou de noeud sur le chemin choisi.

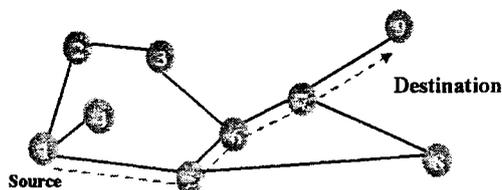


FIG. 3.1 – Le chemin optimal reliant la station source et la station destination.

3.1.2 Protocoles des réseaux filaires et sans fil classiques

Dans tout réseau de communication, le protocole de contrôle d'accès au médium (MAC) effectue la fonction primordiale de contrôler les accès de chaque nœud au canal en évitant les collisions de paquets. Les messages peuvent être transmis à travers de câbles (réseaux filaires) ou dans l'air (réseaux sans fil). Les divers protocoles MAC consistent en un ensemble de règles que les nœuds doivent respecter et sont caractérisés par le débit (soit la quantité d'information transmise sans erreur par unité de temps) qu'ils permettent d'atteindre et le retard moyen qu'ils imposent dans la transmission des informations entre une source et une destination.

3.1.2.1 Protocoles des réseaux filaires

Le protocole le plus basique pour les réseaux filaires est ALOHA [6, 7]. Un nœud est autorisé à transmettre à volonté. Si le transfert est réussi, le nœud destinataire répond par un acquittement (ACQ), sinon, le nœud source attend pendant un intervalle de temps et effectue un nouvel essai. Ceci ne peut évidemment fonctionner que dans le cas des faibles trafics.

Une amélioration d'ALOHA est l'accès multiple par détection de porteuse (CSMA). Il opère de la même façon qu'ALOHA, mais impose à tout nœud d'écouter le médium avant d'émettre. Si le médium est occupé, le nœud retarde sa transmission jusqu'à ce qu'il devienne libre. La détection de porteuse est souvent désignée comme une assertion de canal libre (CCA) et procure deux services importants, à la détection de paquets entrants et la possibilité d'émettre en évitant le plus possible les collisions. Dans les systèmes à bande étroite, la fonction CCA est réalisée par la détection de la puissance dans la bande utile (le canal est considéré comme occupé si cette dernière est supérieure à un seuil "de bruit"). Les systèmes à large bande utilisent la détection des transitions de tension.

Le protocole le plus courant dans les réseaux filaires est une extension du CSMA permettant la détection des collisions (CSMA-CD) [8]. Il s'agit d'un protocole distribué (pas de nœud central coordinateur). Quand un nœud a des données à transmettre, il scrute d'abord l'état du médium. Si ce dernier n'est pas occupé, il peut transmettre, sinon il attend durant un bref intervalle de temps répété jusqu'à ce que le médium devienne libre. Durant cette transmission, il est possible qu'un autre nœud puisse aussi, croyant le médium non occupé, démarrer une autre transmission. Aussi faut-il que le nœud émetteur écoute le canal tout en transmettant, ce qui lui permet de constater l'existence d'une collision (données reçues différentes des données envoyées). Dans ce cas, il stoppe sa transmission et attend pendant une période aléatoire avant de tenter de ré-émettre. Le caractère aléatoire du temps d'attente diminue la probabilité pour que les nœuds concurrents tentent de ré-émettre en même temps. CSMA-CD fonctionne bien car le nœud connaît l'état de sa transmission tout au long de cette dernière et que l'émission d'un paquet corrompu peut être arrêtée immédiatement sans gaspiller la bande passante (en poursuivant une transmission dont il est sûr qu'elle échouera).

3.1.2.2 Protocoles des réseaux sans fil

Le médium sans fil est fondamentalement différent du médium filaire. D'abord tout nœud n'est pas à portée de communication des autres. De plus, lorsque les signaux radio se propagent, ils perdent rapidement de la puissance selon une loi en x^n , où x est la distance de propagation et n est un exposant compris

entre 2 et 5 [9]. Ensuite, les noeuds radio ne peuvent simultanément transmettre et recevoir (la puissance émise étant souvent supérieure de plusieurs ordres de grandeur à celle reçue, qui ne peut alors être détectée). La seule possibilité est d'émettre et de recevoir dans des bandes de fréquence séparées (full duplex). Le demi-duplex (soit émettre et recevoir à des instants différents) conduit à des implémentations plus simples et est souvent préféré.

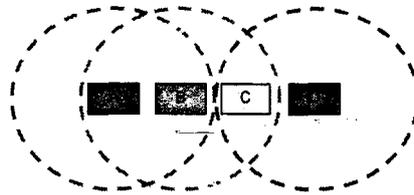


FIG. 3.2 – Problèmes des terminaux cachés et exposés.

Au vu ces caractéristiques, les protocoles MAC sans fil doivent traiter le problème des terminaux cachés illustré dans la figure 3.2 [10]. Les cercles pointillés représentent les portées de communication des noeuds A, B et C. Le noeud B est à portée de A et C à la fois. Du fait de l'affaiblissement rapide des signaux radio, les noeuds C et A ne sont pas à portée l'un de l'autre. Le canal est initialement libre, si bien que le noeud A transmet vers le noeud B. Peu de temps après, le noeud C démarre une autre transmission vers le noeud B car, étant hors de portée de A, il ne peut constater l'existence d'une transmission de A vers B. Si le noeud B opère en demi-duplex, il ne peut informer le noeud C qu'un paquet issu de A est en cours de réception. Il se produit alors inévitablement une collision au niveau du noeud B, qui corrompt les données issues de A et C. Le medium sans fil conduit aussi à l'apparition de noeuds exposés. Dans ce cas, supposons une transmission en cours du noeud B vers le noeud A. Si le noeud C a un paquet à transmettre au noeud D, il attendra jusqu'à ce que le noeud B ait terminé, ce qui n'est en fait pas nécessaire, les deux transmissions ne pouvant interférer. On subit donc un gaspillage de bande passante, du fait d'un multiplexage spatial inefficace.

Seul le noeud destinataire est capable d'identifier l'existence d'une collision dans le cas d'un terminal caché. Les protocoles MAC sans fil se consacrent principalement à la résolution de ce problème. La figure 3.3 représente une classification des protocoles sans fil.

Les protocoles centralisés, utilisés dans le cas des réseaux de petite taille, donnent une priorité à la performance plutôt qu'à la minimisation de la consommation d'énergie ou à la réduction de la complexité de l'implémentation. Comme ils collectent les informations sur l'état du réseau, ils peuvent fournir de hauts débits, de faibles retards et des garanties sur la qualité de service. Ils évitent les problèmes des noeuds cachés ou exposés en n'autorisant l'existence que d'une transaction unique à un instant donné. Les réseaux doivent alors être limités à dix dispositifs connectés ou moins, afin de réduire la charge et d'assurer une qualité de service élevée. Les protocoles centralisés peuvent être divisés en protocoles à accès garanti, à accès aléatoire et à accès hybride.

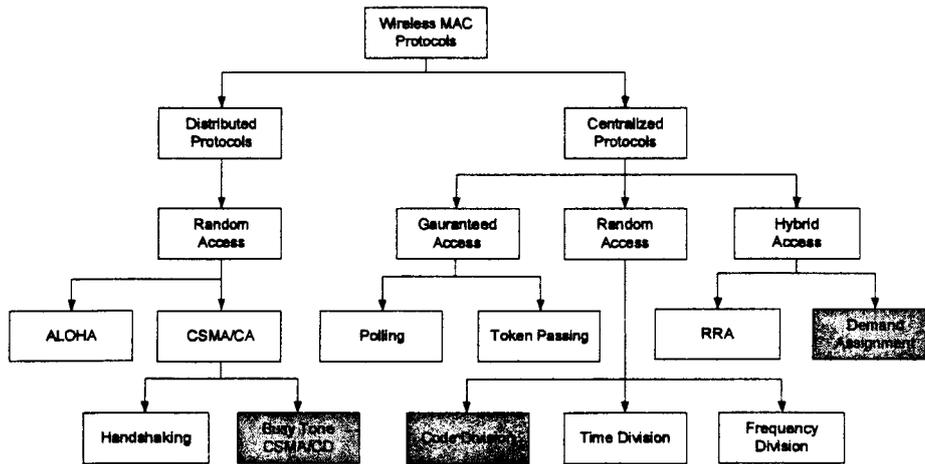


FIG. 3.3 – Classification des protocoles MAC sans fil.

Les protocoles à accès garanti offrent régulièrement à chaque noeud la possibilité d’être le transmetteur unique sur le medium. Ils fonctionnent souvent sur la base de la distribution de jetons (par l’intermédiaire de paquets spécialisés). La scrutation est une autre solution, dans laquelle un noeud central interroge chaque noeud, tour à tour ou sur la base d’une priorité pré-établie, afin de savoir s’il désire transmettre et, dans l’affirmative, lui donner le plein usage du medium [11–13]. Les deux techniques nécessitent la présence d’un contrôleur central destiné à éviter la perte des jetons ou à effectuer constamment l’interrogation des autres noeuds lorsque le réseau est libre (procédure générant une charge de transmission très importante).

Les protocoles centralisés à accès aléatoire divisent le canal en sous-canaux mutuellement orthogonaux vis-à-vis de codes, de fréquences, de fenêtres temporelles, ou d’une combinaison de ces dernières. Le débit de données de chaque sous-canal est un sous-multiple du débit de données du canal complet et une station de base est équipée de façon à pouvoir émettre et recevoir sur chacun des sous-canaux. Dans l’accès multiple par scrutation au repos (ISMA), le noeud central diffuse un signal lorsque le milieu est occupé [14, 15]. La performance est semblable à celle de CSMA-CD [16]. Dans le cas des protocoles utilisant une répartition de codes, tout le trafic passe par la station de base, qui le contrôle sur la base des codes des utilisateurs. La division de fréquence opère de façon similaire, mais le noeud central requiert des capacités matérielles radio et de traitement du signal supplémentaires. Les protocoles hybrides combinent les deux précédents et comportent trois phases : les noeuds émettent une requête de réservation selon un protocole à accès aléatoire (comme ALOHA), le contrôleur accepte ou refuse cette demande et confirme la réservation au noeud ”gagnant”, qui peut alors transmettre ses données [17–20].

Si les protocoles centralisés étaient appliqués à des réseaux Ad-hoc ou de capteurs de grande taille, le trafic de contrôle augmenterait de façon drastique la charge de communication du réseau, en induisant un gaspillage de bande passante, une consommation excessive d’énergie et en réduisant considérablement la durée de vie du réseau. Les protocoles distribués sont alors mieux adaptés, mais ils ne garantissent toutefois pas des temps de latence faibles, ni des débits élevés.

3.1.3 La difficulté du routage dans les réseaux Ad-hoc

Comme nous l'avons déjà vu, l'architecture d'un réseau mobile ad hoc est caractérisée par une absence d'infrastructure fixe préexistante, à l'inverse des réseaux de télécommunication classiques. Un réseau Ad hoc doit s'organiser automatiquement de façon à être déployable rapidement et à pouvoir s'adapter aux conditions de propagation, au trafic et aux différents mouvements pouvant intervenir au sein des unités mobiles.

Dans le but d'assurer la connectivité du réseau, malgré l'absence d'infrastructure fixe et la mobilité des stations, chaque noeud est susceptible d'être mis à contribution pour participer au routage et pour retransmettre les paquets d'un noeud qui n'est pas en mesure d'atteindre sa destination : tout noeud joue ainsi le rôle de station et de routeur.

Chaque noeud participe donc à un protocole de routage qui lui permet de découvrir les chemins existants, afin d'atteindre les autres noeuds du réseau. Le fait que la taille d'un réseau Ad-hoc peut être énorme, souligne que la gestion de routage de l'environnement doit être complètement différente des approches utilisées dans le routage classique. Le problème qui se pose dans le contexte des réseaux Ad-hoc est l'adaptation de la méthode d'acheminement utilisée avec le grand nombre d'unités existant dans un environnement caractérisé par de modestes capacités de calcul et de sauvegarde.

Dans la pratique, il est impossible qu'un hôte puisse garder les informations de routage concernant tous les autres noeuds, dans le cas où le réseau serait volumineux.

Certains protocoles, comme DSR et AODV, utilisent la sauvegarde des données de routage concernant une destination donnée (dans le cas où la source ne possède pas déjà de telles informations). Cependant, ces protocoles ne spécifient pas les destinations dont les noeuds doivent conserver les données de routage. Le problème ne se pose pas dans le cas de réseaux de petites tailles, car l'inondation (la diffusion pure) faite dans ces réseaux n'est pas coûteuse. Par contre, dans un réseau volumineux, le manque de données de routage concernant les destinations peut impliquer une diffusion énorme dans le réseau, et cela si on considère seulement la phase de découverte de routes. Le trafic causé par la diffusion, dans ce cas, est rajouté au trafic déjà existant dans le réseau, ce qui peut dégrader considérablement les performances de transmission du système caractérisé principalement par une faible bande passante.

Dans le cas où le noeud destination se trouve à portée de communication du noeud source, le routage devient évident et aucun protocole de routage n'est initié. Malheureusement, ce cas est généralement rare dans les réseaux Ad-hoc. Une station source peut avoir besoin de transférer des données à une autre station qui ne se trouve pas dans sa portée de communication.

Par exemple, dans le réseau illustré par la figure 3.4, l'unité mobile W n'est pas à portée de communication de l'unité U (indiquée par le cercle d'origine U) et vice-versa. Dans le cas où l'unité U veut transférer des paquets vers W, elle doit utiliser les services de l'unité V pour l'envoi des paquets, puisque l'unité V contient dans sa portée de communication les unités U et W. Dans la pratique, le problème de routage est plus compliqué à cause de la non-uniformité de la transmission sans fil et de la possibilité d'un déplacement imprévisible de tous les noeuds concernés par le routage.

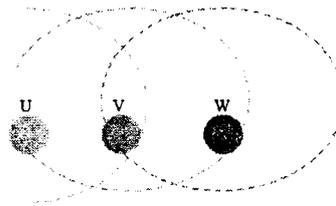


FIG. 3.4 – Un simple réseau Ad-hoc constitué de trois unités mobiles.

3.1.4 La conception des stratégies de routage

Le problème qui se pose dans le contexte des réseaux Ad-hoc est l'adaptation de la méthode d'acheminement utilisée avec le grand nombre d'unités existant dans un environnement caractérisé par de modestes capacités de calcul et de sauvegarde et de changements rapides de topologies.

Il semble donc logique que toute conception de protocole de routage doive étudier les problèmes suivants :

- La minimisation de la charge du réseau : l'optimisation des ressources du réseau renferme deux autres sous-problèmes qui sont l'évitement des boucles de routage et l'empêchement de la concentration du trafic autour de certains noeuds ou liens.
- Offrir un support pour pouvoir effectuer des communications multi-points fiables : le fait que les chemins utilisés pour router les paquets de données puissent évoluer ne doit pas avoir d'incidence sur le bon acheminement des données. L'élimination d'un lien, pour cause de panne ou pour cause de mobilité, devrait, idéalement, augmenter le moins possible les temps de latence.
- Assurer un routage optimal : la stratégie de routage doit créer des chemins optimaux et pouvoir prendre en compte différentes métriques de coûts (bande passante, nombre de liens, ressources du réseau, retards de bout en bout, ... etc). Si la construction des chemins optimaux est un problème difficile, la maintenance de tels chemins peut devenir encore plus complexe. La stratégie de routage doit assurer une maintenance efficace des routes avec le moindre coût possible.
- Le temps de latence : le temps de latence des chemins peut augmenter rapidement lorsque la connectivité du réseau augmente.

3.1.5 L'évaluation des protocoles de routage

Les protocoles de routage doivent être évalués afin de mesurer les performances de la stratégie utilisée et de tester sa fiabilité. L'utilisation d'un réseau Ad-hoc réel dans une évaluation est difficile et coûteuse. En outre, de telles évaluations ne donnent pas généralement des résultats significatifs. Le réseau réel n'offre pas une souplesse suffisante pour faire varier les différents paramètres de l'environnement et pose en plus le problème d'extraction de résultats. C'est pour cela que la majorité des travaux d'évaluation de performances utilisent le principe de simulation vu les avantages qu'il offre.

En effet, la simulation permet de tester les protocoles sous une variété de conditions. Le simulateur, qui constitue une plate-forme logicielle, permet de faire varier les différents facteurs de l'environnement tels que le nombre d'unités mobiles, l'ensemble des unités en mouvement, les vitesses des mouvements, le

territoire couvert par le réseau et la distribution des unités dans ce territoire. Initialement, chaque unité est placée aléatoirement dans l'espace de simulation.

Une unité reste dans sa position courante pendant une certaine durée (pause time). Par la suite, elle choisit une nouvelle vitesse et une nouvelle localisation vers laquelle elle se déplace. Chaque unité répète ce même comportement jusqu'à la fin de la simulation.

Les paramètres mesurés dans une évaluation dépendent de la stratégie de routage appliquée (par exemple dans le cas où on veut comparer deux versions d'un même protocole), mais généralement tout simulateur doit être en mesure d'évaluer :

- le contrôle utilisé dans le mécanisme de mise à jour de routage,
- les délais moyens de transfert des paquets,
- le nombre moyen de noeuds traversés par les paquets de données.

3.2 Les différents protocoles de routage

3.2.1 Classification

Suivant la technique de création et de maintenance de routes lors de l'acheminement des données, les protocoles de routage peuvent être séparés en deux catégories (Fig. 3.5), les protocoles pro-actifs et les protocoles réactifs. Les protocoles proactifs établissent les routes à l'avance en se basant sur l'échange périodique de tables de routage, alors que les protocoles réactifs cherchent les routes à la demande.

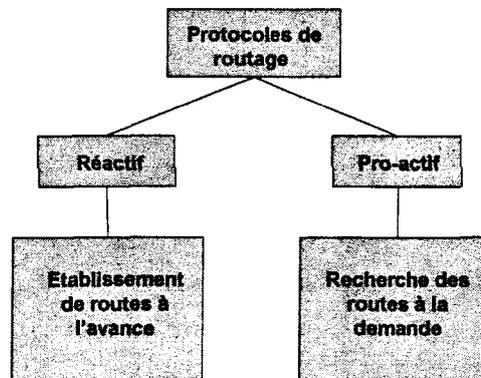


FIG. 3.5 – La classification des protocoles du routage.

3.2.2 Les protocoles de routage proactifs

Un protocole de routage est dit proactif si les procédures de création et de maintenance des routes, durant la transmission des paquets de données, sont contrôlées périodiquement. Cette maintenance reste toujours active même s'il n'y a pas de trafic circulant dans le réseau.

Deux principales méthodes sont utilisées dans cette classe de protocoles proactifs :

- la méthode Link state
- la méthode Distance Vector.

Ces méthodes sont utilisées aussi dans les réseaux filaires. Parmi les protocoles de routage proactifs les plus connus on citera le DSDV, FSR, OLSR [21] ...

Le protocole DSDV (Dynamic Destination-Sequenced Distance-Vector) [22] est présenté dans l'annexe C à la section C.1.1.

Link Stat Dans cette méthode, chaque noeud garde une vision de toute la topologie du réseau et ce par l'intermédiaire des requêtes périodiques portant sur l'état des liaisons avec les noeuds voisins. En effet la mise à jour dans cette méthode se fait pour chaque noeud diffusant l'état des liens des noeuds voisins dans le réseau. Cette opération est aussi effectuée en cas de changement dans l'état des liens [23–26].

Distance Vector Dans cette méthode, par contre, chaque noeud diffuse vers les noeuds voisins sa vision des distances qui le séparent de tous les hôtes du réseau. En se basant sur les informations reçues de tous ses voisins, chaque noeud de routage fait un calcul pour trouver le chemin le plus court vers n'importe quelle destination. Le processus de calcul se répète, s'il y a un changement de la distance minimale séparant deux noeuds, et cela jusqu'à ce que le réseau atteigne un état stable. Cette technique est basée sur l'algorithme distribué de Bellman Ford (DBF) [27–30] .

3.2.3 Les protocoles de routage réactifs (à la demande)

Ce sont des protocoles dans lesquels la mise à jour ou le contrôle des routes se fait à la demande, c'est-à-dire lorsqu'une source veut transmettre des paquets de données vers une destination. Dans ce cadre plusieurs politiques peuvent être adoptées, les plus importantes sont :

- la technique d'apprentissage en arrière

Le mécanisme d'apprentissage en arrière (ou backward learning) [31] est basé sur le fait que lorsqu'un noeud source veut transmettre un message vers une destination précise, il procède tout d'abord à l'opération d'inondation de sa requête sur tout le réseau. Ainsi chaque noeud intermédiaire dit de transit (appartenant au chemin par lequel va passer le message), indique le chemin au noeud source lors de la réception de la requête. On dit qu'il apprend le chemin au noeud source, tout en sauvegardant la route dans la table transmise. Enfin, lorsque la requête arrive à bon port, le noeud destinataire, et suivant le même chemin, transmet sa réponse sous forme de requête. Notons que le chemin établi entre les noeuds est un chemin bi-directionnel (Full duplex). Signalons aussi que la source garde une trace du chemin tant qu'il reste en cours d'utilisation, une fois le chemin calculé.

- la technique du routage source

Dans cette technique, le noeud source détermine la liste complète des noeuds par lesquels doit transiter le message. Ainsi le noeud émetteur inclut dans l'en-tête du paquet une route source. En effet, afin de construire la route, le noeud source doit préciser les adresses exactes des noeuds par lesquels le message transitera jusqu'à atteindre le destinataire. Ainsi, le noeud source transmet le paquet au premier noeud spécifié dans la route. Notons que chaque noeud par lequel le paquet transite supprime son adresse de l'en-tête du paquet avant de le retransmettre. Une fois que le paquet arrive à destination,

il est délivré à la couche réseau du dernier hôte. Plusieurs protocoles de routage réactifs existent dont l'AODV, TORA, DSR, etc.

Les protocoles de "Routage à Source Dynamique" (DSR : Dynamic Source Routing) et de "Routage avec Vecteur de Distance à la Demande" (AODV : Ad hoc On demand Distance Vector) sont présentés et comparés dans l'Annexe C à la section C.1.3.

3.2.4 Les protocoles de routages hybrides

Les protocoles hybrides combinent deux idées : celle des protocoles proactifs et celle des protocoles réactifs. Ils utilisent un protocole proactif pour obtenir des informations sur les voisins les plus proches (au maximum les voisins à deux sauts). Au-delà de cette zone prédéfinie, le protocole hybride fait appel aux techniques des protocoles réactifs pour chercher des routes. Ce type de protocoles s'adapte bien aux grands réseaux. Cependant, il cumule aussi les inconvénients des protocoles réactifs et proactifs (messages de contrôle périodiques, le coût d'ouverture d'une nouvelle route). Plusieurs protocoles hybrides existent dont le CBRP et le ZRP (Zone Routing Protocol) [32], ce dernier est présenté dans l'Annexe C à la section C.1.5.

3.2.5 Influence de la mobilité

La mobilité des noeuds est probablement le challenge le plus dur à relever. En effet, cela impacte chacune des couches du modèle réseau en couches OSI et met en évidence l'incapacité des protocoles standards, notamment filaires, à traiter cette nouvelle contrainte.

Le modèle RTS/CTS défini par le protocole 802.11 montre ses limites lorsque l'on fait face à des noeuds mobiles. Deux paires de noeuds, initialement situés à des distances suffisantes pour que leurs portées radio soient sans intersection (Fig. 3.6), peuvent se retrouver, suite à un déplacement, concurrents dans une même zone (Fig. 3.7).

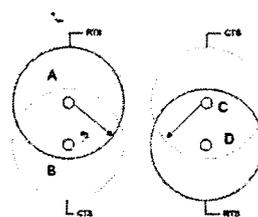


FIG. 3.6 – Impact de la mobilité sur le modèle RTS/CTS sans intersection.

Ce type de scénario est fréquent et engendre de nombreuses collisions qui viennent alourdir le taux de perte des paquets des réseaux sans fil. Chaque collision, lorsqu'elle est détectée, provoque une routine de retransmission des paquets en cause avec un nouveau risque de collision.

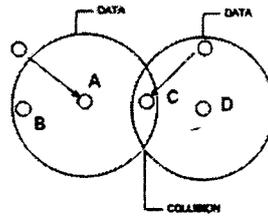


FIG. 3.7 – Impact de la mobilité sur le modèle RTS/CTS avec intersection.

Une route Ad-Hoc comprend la source, la destination, et un certain nombre de noeuds intermédiaires. Le mouvement d'un seul de ces noeuds peut affecter la validité de la route et déclencher une routine de traitement afin de réparer la route ou d'en construire une nouvelle. Le routage étant distribué, il est nécessaire de transmettre l'information à tous les autres noeuds concernés par le changement de topologie, afin de maintenir la cohérence dans les tables de routage. Cependant, chacune de ces opérations nécessite la diffusion d'informations de contrôle, ce qui constitue un gaspillage de la bande passante et une surcharge non négligeable du réseau.

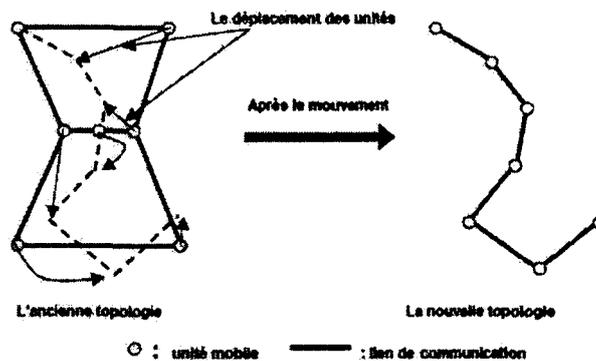


FIG. 3.8 – Changement de topologie dans les réseaux Ad-Hoc.

La mobilité de chaque noeud étant indépendante de celle des autres, la topologie du réseau change constamment (Figure 3.8). Les protocoles de routage existants, à vecteur de distance ou à état de lien, sont incapables de traiter des changements si fréquents. Il en résulte alors une faible convergence des routes et une bande passante réduite. Cela souligne la nécessité de trouver un compromis entre la pertinence des informations de routage maintenues au niveau de chaque noeud et la surcharge du réseau engendrée par leur maintenance.

3.2.6 Protocole de routage efficace du point de vue puissance

Le routage efficace en puissance est un sujet crucial en relation avec les réseaux Ad-hoc et de capteurs. La plupart des méthodes proposées dans la littérature sont basées soit sur la définition de métriques de routage efficaces en puissance, ou sur l'exploitation d'informations additionnelles, comme la position

des terminaux dans le réseau. Le but final est de trouver des chemins source-destination qui minimisent la consommation d'énergie.

Une analyse détaillée de l'effet de métriques prenant en compte la consommation d'énergie sur la durée de vie du réseau est donnée dans [33]. Ces métriques utilisent la puissance de transmission, les puissances cumulées transmises et reçues, la puissance résiduelle dans chaque noeud et leurs combinaisons. En particulier, il est montré qu'une minimisation simple de la puissance transmise ne conduit pas nécessairement à une augmentation de la durée de vie pour chaque terminal dans le réseau, car les chemins trouvés dans ce cas font souvent appel à un grand nombre de sauts (ce qui fait intervenir plus de terminaux dans chaque communication).

Dans le cas spécifique de l'ULB, une méthode définissant les connexions à partir de l'optimisation d'une fonction de coût dépendant de la puissance est décrite dans [34] et améliorée dans [35, 36]. Un coût de communication est ainsi attaché à chaque chemin, égal à la somme des coûts liés aux liens qui le composent. La fonction de coût est la somme de 2 termes :

$$C(x,y) = (\delta C_0 + C_1 R) d^\alpha \quad (3.1)$$

Le premier élément tient compte d'un coût de synchronisation correspondant à l'établissement d'une liaison. Si 2 noeuds partagent déjà un lien actif, $\delta = 0$ et il n'y a pas de coût de synchronisation. Dans le cas contraire, $\delta = 1$ et un coût de synchronisation est ajouté. Le second terme représente le coût de transmission de données, qui dépend du débit désiré R . Les deux termes dépendent évidemment de la distance d entre les noeuds. Le paramètre α est lié aux caractéristiques de propagation du canal et sa valeur est comprise généralement entre 2 et 5. Dans [35], cette stratégie est comparée au routage traditionnel dans un scénario comportant des terminaux fixes et une connectivité totale du réseau. Les chemins de communication obtenus dans une stratégie prenant en compte la puissance comprennent plus de sauts entre terminaux à portée de communication (condition de "visibilité"), ce qui augmente les performances du réseau en réduisant la puissance moyenne émise et donc le niveau des interférences. Dans [36] une version améliorée de la fonction de coût est proposée, qui introduit des paramètres supplémentaires dans la métrique de sélection de chemin. La forme générale de la fonction de coût est :

$$C(x,y) = C(\text{power}) + C(\text{sync}) + C(\text{interference}) + C(\text{quality}) + C(\text{delay}) \quad (3.2)$$

où les deux premiers termes ressemblent à ceux de l'équation (3.1).

3.3 Modèles de mobilité

L'introduction de la mobilité dans les scénarios simulés permet de tester les protocoles proposés (et notamment ceux de routage) dans des conditions plus réalistes. Plusieurs modèles de mobilités ont été présentés dans la littérature. Une sous-classe intéressante correspond à la mobilité de groupe, dans laquelle plusieurs noeuds se déplacent vers une même position ou possèdent des mouvements très similaires (quasiment déplacement d'ensemble). Il convient aussi de remarquer que des topologies différentes correspondent à des modèles de mobilité différents.

3.3.1 Modèles de mobilité dans la littérature

Plusieurs modèles de mobilité pour les réseaux Ad-hoc sont proposés dans la littérature :

1. la mobilité aléatoire ou modèle brownien [37],
2. pour laquelle aucune relation entre la vitesse et la direction d'un noeud dans deux segments temporels successifs n'existe,
3. le modèle à direction aléatoire [38], dans lequel les noeuds conservent la même vitesse,
4. Le modèle de mobilité de Ko, utilisé pour évaluer le protocole LAR [39], selon lequel le chemin suivi par le noeud est formé de sections de longueur distribuée selon une loi exponentielle et de direction aléatoire,
5. la modèle markovien [40], qui possède plusieurs états de mouvements et caractérisé par une matrice de transition utilisée pour déterminer si un noeud doit conserver sa direction courante de mouvement ou en changer,
6. les bifurcations aléatoires [41], pour lesquels les chemins sont composés de segments de vitesses, directions et durées aléatoires, séparés par des périodes de repos,
7. le modèle d'inertie [42], dans lequel le noeud se déplace selon une direction aléatoire, avec une vitesse aléatoire et durant un temps aléatoire sur un segment, et décide ensuite s'il doit conserver les mêmes caractéristiques de mouvement dans le segment suivant (inertie) ou sélectionner une nouvelle direction, une nouvelle vitesse et une nouvelle durée.

Tous ces modèles sont évidemment inadéquats pour décrire un mouvement de groupe, car il n'introduisent aucune relation entre les mouvements des différents noeuds. En fait, ils ne sont adaptés qu'à une simulation du trafic dans le réseau en tenant compte de la mobilité.

Le besoin de modèles introduisant une corrélation entre les mouvements des noeuds appartenant à un même groupe a conduit au développement des modèles de groupe, dont le modèle aléatoire à corrélation exponentielles (Exponential Correlated Random model - ECR) [43]. D'autres approches sont proposées dans la littérature pour remédier aux limitations d'ECR : le modèle de mobilité de groupe à point de référence (Reference Point Group Mobility - RPGM) [44], le modèle de mobilité de groupe à vitesse de référence (Reference Velocity Group Mobility - RVGM) [45] et le modèle de mobilité Kerberos [46].

Il est important de remarquer qu'il n'existe pas de bon ou de mauvais modèle de mobilité, car chacun est différent et possède un champ d'application différent (correspondant à un scénario différent).

3.3.1.1 Modèles sans mobilité de groupe

Afin de comparer les modèles avec et sans mobilité de groupe, nous allons discuter plus avant les modèles de mobilité à bifurcations aléatoires [41] et inertiel [42].

Dans le modèle des bifurcations aléatoires, chaque noeud sélectionne de façon aléatoire une direction, une vitesse et une durée de la phase de mobilité. A la fin du mouvement, le noeud demeure immobile pendant un temps aléatoire puis, après cette pause, répète la procédure de mouvement précédente. Ce

modèle est typique de tous ceux adoptant une direction aléatoire, en ceci qu'il favorise l'effet dit d'onde de densité, c'est-à-dire une plus forte concentration des noeuds dans la zone centrale du réseau.

Dans le modèle inertiel, à la fin de son segment de mouvement, un noeud doit choisir la direction du prochain segment de mouvement. Deux choix alternatifs sont possibles :

1. le noeud conserve la direction courante, avec une probabilité ρ , ou
2. il sélectionne de façon aléatoire une nouvelle direction, avec une probabilité $1 - \rho$ inférieure ($\rho > 1/2$).

Le terme d'inertie traduit donc le fait que le noeud change assez rarement de direction.

3.3.1.2 Modèles de mobilité de groupe

Les modèles de mobilité de groupe, comme il a été dit plus haut, impliquent que les mouvements des noeuds sont, d'une certaine façon, reliés. En particulier, deux types de relations peuvent être imposés :

1. les directions et/ou les vitesses des noeuds sont liées, ou
2. les noeuds mobiles doivent demeurer proches les uns des autres.

Les modèles du premier type sont bien adaptés pour simuler les mouvements d'un nuage de noeuds se déplaçant dans une même direction moyenne. Ils introduisent un phénomène de partition du réseau, dans lequel des noeuds d'un même groupe émergent du reste du réseau et constituent un sous-réseau distinct de noeuds de même vitesses et directions. Par contre, quand une relation de distance existe, il y a concentration géométrique des noeuds dans une zone restreinte, sans relation de direction ni de vitesse entre les noeuds.

Mobilité RPGM

Le modèle de mobilité de groupe à point de référence (RPGM) a été développé par Hong et al. dans [44]. Ce modèle définit, pour chaque groupe, un point de référence logique, dont les mouvements sont suivis par tous les noeuds du groupe. Le chemin suivi par le point de référence définit le comportement de mobilité de tout le groupe (position, vitesse, direction, accélération, ...). Il suffit donc de définir une trajectoire pour le point de référence et de placer les noeuds du groupe (de façon aléatoire) dans le voisinage immédiat du point de référence. Lorsqu'une nouvelle position du point de référence (x, y) est déterminée (en utilisant n'importe lequel des modèles non basés sur des groupes), les positions de tous les noeuds du groupe sont obtenues en ajoutant un vecteur aléatoire (de longueur et de direction déterminées selon une méthode dont le choix est laissé libre, par exemple une distribution uniforme entre 0 et une valeur maximale pour la longueur, et une distribution uniforme entre 0 et 2π pour la direction) à la position du point de référence.

La principale caractéristique de RPGM est que les groupes y sont caractérisés par la notion de proximité physique (tous les noeuds sont proches du point de référence). Cette notion se traduit par une distribution des noeuds dans la zone de déploiement qui dépend fortement de la manière dont le vecteur de déplacement aléatoire est construit (de la distribution choisie pour sa longueur et sa direction). Un des

inconvenients de ce modèle est qu'aucun contrôle n'est effectué sur la vitesse minimale ou maximale d'un noeud. La distribution finale des noeuds est généralement une zone circulaire centrée sur le point de référence.

Mobilité RVGM

Le modèle de mobilité de groupe à vitesse de référence (RVGM) [45] est une évolution de RPGM. Le concept fondamental y est que la similarité des mouvements est une caractéristique plus fondamentale que la proximité. Aussi les noeuds appartenant à un même groupe doivent-ils présenter des vitesses et directions de déplacement proches, plutôt qu'être physiquement proches. Chaque groupe est donc caractérisé par une vitesse de groupe, les noeuds du groupe ayant des vitesses n'en différant que très faiblement. Cette vitesse de groupe est donc aussi la vitesse moyenne des noeuds du groupe. Les distributions de la vitesse de groupe et de l'écart de vitesse d'un noeud peuvent être quelconques, ce qui permet de modéliser des structures mobiles très variées. La caractéristique principale de RVGM est que, dans un scénario où le réseau est de dimensions infinies (ou très vastes), le réseau peut éventuellement subir une partition complète, chaque sous-réseau correspondant à un groupe. Cette caractéristique se manifeste moins nettement dans un réseau de dimensions finies (influence des frontières de la zone occupée par le réseau).

La principale raison de l'introduction de RVGM est que RPGM est bien adapté pour des prédictions de mobilité ou de partition du réseau. Du fait de la représentation des noeuds par leurs coordonnées, RPGM ne permet pas une caractérisation facile des structures de groupes en mouvement, ni l'observation de tendances dans les modifications de topologie du réseau. L'approche RPGM conduit en effet à la distribution de noeuds se dépassant avec des vitesses voisines dans des directions voisines au sein d'une zone étendue.

Modèle de mobilité Kerberos [46]

Le concept de base dans ce modèle est que chaque noeud d'un même groupe est autorisé à se déplacer librement, pour peu qu'il reste en contact avec les autres noeuds du groupe. Ceci nécessite la définition d'une condition de proximité physique entre un noeud donné et les autres membres du groupe. Tant que cette condition est vérifiée, les déplacements du noeud sont déterminés au moyen d'un des modèles de mobilité non basés sur des groupes. Par contre, lorsqu'il s'éloigne trop de ses congénères, il est forcé de se rapprocher. Ceci implique donc l'obligation pour chaque noeud de contrôler sa distance aux autres membres du groupe et de demeurer proche d'eux : après chaque mise à jour de mobilité, chaque noeud teste à combien de noeuds de son groupe il est connecté, l'ensemble de ces noeuds formant sa communauté. La connexion peut être directe s'ils sont à portée de communication, soit possible après relais d'un ou plusieurs membres de la communauté. Si le nombre de noeuds dans sa communauté est supérieure à la moitié du nombre de noeuds du groupe, le noeud est encore autorisé à se déplacer librement. Dans le cas contraire, le noeud est forcé à se déplacer vers le noeud le plus proche du groupe n'appartenant pas à sa communauté.

Notes sur les modèles de mobilité de groupe

Les différentes approches adoptées par RPGM, RVGM, et Kerberos sont caractérisées par des structures différentes et discriminantes dans la disposition des noeuds appartenant à un même groupe. Dans le cas de RPGM, comme les noeuds sont obligés de demeurer à une distance inférieure à une valeur maximale donnée d'un même point, chaque groupe forme une structure globulaire centrée autour du point de référence, ce qui conduit généralement à une connectivité élevée entre les noeuds du groupe. Dans le cas de Kerberos, la probabilité d'obtenir des structures linéaires (chaînes, lignes) de noeuds est plus élevée, car chaque noeud peut se déplacer librement tant que les conditions de connectivité sont vérifiées et s'éloigner plus du groupe. Cependant, Kerberos est plus proche de RPGM que de RVGM, car, en remplaçant la condition de connectivité par celle d'une borne maximale de la distance par rapport à un noeud choisi (le chef de groupe) dans Kerberos, on obtient des structures de mobilité tout à fait semblables à celles de RPGM.

3.3.2 Métriques pour les modèles de mobilité

Les différents modèles de mobilité peuvent être utilisés pour simuler l'impact de la mobilité sur les protocoles de réseau, notamment ceux de routage, ou encore les caractéristiques topologiques du réseau. Ces dernières ont aussi un fort impact sur le routage : par exemple, le nombre moyen de noeuds à portée de communication conditionne la disponibilité d'un chemin entre deux noeuds donnés, de sorte que les modèles de mobilité qui tendent à disperser les noeuds dans toute la zone de simulation sont censés conduire à un moindre nombre de routes disponibles par rapport aux modèles qui concentrent les noeuds dans des régions plus petites.

Pour comparer les performances liées aux modèles de mobilité, il est nécessaire d'introduire des métriques de modèles de mobilité permettant l'évaluation de leur impact sur les méthodes de routage [46]. On peut distinguer comme métriques :

1. Le nombre de modifications de liaisons (nombre de transitions de l'état connecté à l'état déconnecté et vice-versa) entre une paire de noeuds. Sa moyenne sur toutes les liaisons possibles dans un groupe donné (ou dans tout le réseau) est le nombre moyen de modifications de liaisons dans ce groupe (ou dans le réseau entier).
2. La durée de vie d'une liaison est la durée moyenne de liaison (entre deux déconnexions) entre une paire de noeuds. Sa moyenne sur un groupe donné ou tout le réseau peut encore être calculée.
3. La disponibilité des chemins est la fraction du temps pendant laquelle une suite de liaisons existe entre deux noeuds du réseau. On peut calculer sa moyenne pour toutes les liaisons au sein d'un groupe ou de tout le réseau.
4. La persistance d'un chemin est la fraction du temps pendant laquelle une liaison entre deux noeuds est active (noeuds à portée de communication), qui peut être moyennée sur toutes les paires de noeuds d'un groupe ou du réseau entier.

3.4 Conclusion

Les protocoles réactifs n'échangent aucun paquet de contrôle pour construire les tables de routage. Lorsqu'une source envoie un paquet, nul ne peut savoir quelle route le mènera à destination. On procède donc à une inondation : la source introduit une requête initiale auprès de l'ensemble de ses voisins, qui, à leur tour, répètent la manoeuvre vers leurs propres voisins. Les noeuds réceptionnant ce premier paquet, vont le rediffuser aux alentours, la destination recueille alors l'information en plusieurs exemplaires. Le paquet consomme donc une grande quantité de ressources pour découvrir une simple route entre deux points du réseau.

Les protocoles proactifs établissent des tables de routage en échangeant, de façon continue et à intervalles réguliers, des messages de contrôle entre des noeuds voisins. Lorsqu'une source émet un paquet vers une destination, les tables de routage dynamique permettent de tracer la route optimale.

Ces deux familles affichent des performances plus ou moins équivalentes selon les cas de figure. Si le réseau est dense, un protocole réactif est très coûteux, car le paquet concernant la découverte de la route est le jouet d'une diffusion excessive. A l'opposé, si le réseau est plus fluide, un protocole proactif échange abusivement des informations pour entretenir des tables de routage de faible taille. Des protocoles hybrides ont donc émergé, réalisant un compromis entre protocoles proactifs et protocoles réactifs, tout en se conformant à l'environnement Ad-hoc.

Le contrôle de la puissance émise est possible, en se basant sur la technique CDMA, pour les réseaux Ad-hoc (et donc de capteurs). Un protocole de ce type, appelé CA-CDMA, combat l'interférence d'accès multiples, résolvant de ce fait le problème de proche-lointain qui touche les échanges de données dans les réseaux MANETs. Il utilise le gain de canal obtenu à partir des paquets RTS et CTS transmis à travers un canal de commande séparé pour réguler dynamiquement la puissance de transmission des terminaux mobiles situés au voisinage du récepteur. Nous avons comparé les performances du protocole CA-CDMA par rapport à celles du protocole IEEE802.11. Les résultats des simulations effectuées avec le logiciel MATLAB montrent, d'une part, que le protocole CA-CDMA peut améliorer la capacité du réseau Ad-hoc d'un facteur allant jusqu'à 280% par rapport à celle du protocole IEEE802.11. De plus, il réalise une réduction de 50% de l'énergie consommée par le protocole IEEE802.11 pour la transmission correcte d'un paquet de la source jusqu'à la destination.

Enfin, quelques notions sur les modèles de mobilité (nécessaires pour la simulation des protocoles de routage en cas de mobilité) ont été introduites.

Un certain nombre de détails et de compléments sont donnés dans l'annexe C

Dans le chapitre suivant, nous allons aborder notre contribution personnelle aux techniques de routage prenant en compte la consommation d'énergie.

Bibliographie

- [1] Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan, "An Application-Specific Protocol Architecture for Wireless Microsensor Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1(4), 660-670, October 2002.

- [2] T. Numanoglu, B. Tavli and W. Heinzelman, "Energy Efficiency and Error Resilience in Coordinated and Non-coordinated MAC Protocols," Elsevier Computer Communications Journal Special Issue, 29(17), November 2006.
- [3] S. Tilak, N. Abu-Ghazaleh, and W. Heinzelman, "A Taxonomy of Wireless Micro-Sensor Network Models," ACM Mobile Computing and Communications Review (MC2R), 6(2), April 2002.
- [4] B. Tavli and W. Heinzelman, "Energy and Spatial Reuse Efficient Network Wide Real-Time Data Broadcasting in Mobile Ad Hoc Networks," IEEE Transactions on Mobile Computing, 5(10), Oct. 2006.
- [5] A. Muquuttash, M. Krunz, W.E. Rayon, "CDMA protocol for wireless ad hoc networks," Proceedings of the International Symposium on Mobile ad hoc Networking and Computing, (Annapolis, June 2003).
- [6] F.F. Kuo, "The ALOHA system," Computer Networks, " Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
- [7] D.P. Bertsekas, and R. Gallager, "Data Networks," Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 2nd edition, 1992.
- [8] A.S. Tanenbaum, "Computer Networks," Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [9] T.S. Rappaport, "Wireless Communications : Principles and Practice," 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [10] [86] F. Tobagi, and L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels : part II—the hidden terminal problem in carrier sense multiple-access and the busy-tone solution," IEEE Transactions on Communications, 23(1)2, 1417- 1433, Dec 1975.
- [11] Z. Zhang, and A.S. Acampora, "Performance of a modified polling strategy for broadband wireless LANs in a harsh fading environment," Proc. IEEE GLOBECOM, 1141-1146, 1991.
- [12] R.J. Haines, and A.H. Aghvami, "Indoor radio environment considerations in selecting a media access control protocol for wideband radio data communications," Proc IEEE ICC 1994, 3, 1306-1311, 1994.
- [13] [143] A.S. Acampora, and S.V. Krishnamurthy, "A new adaptive MAC layer protocol for wireless ATM networks in harsh fading and interference environments," Proc. ICUPC 1997, 2, 410-415, Oct. 1997.
- [14] G. Wu, K. Mukumoto, and A. Fukuda, "An intergrated voice and data transmission system with idle signal multiple access - dynamic analysis," IEEE Trans. Comm., vol. E76B(11), 1398-1407, Nov. 1998.
- [15] G. Wu, et al., "An R-ISMA integrated voice/data wireless information system with different packet generation rates," Proc. IEEE ICC 1996, 3, 1263- 1269, 1996.
- [16] G. Wu, M. Mukumoto, and A. Fukuda, "Slotted idle signal multiple access with collision detection for two-way centralized wireless communication networks," Proc. IEE ICC, 995-999, 1993.
- [17] [150] W.C. Chong and D.J. Goodman, "Integrated data and speech transmission using packet reservation multiple access," Proc. IEEE ICC'93, 172- 176, May 1993.

- [18] M.J.. Karol, Z. Liu, and K.Y. Eng, "An Efficient Demand Assignment Multiple Access Protocol for Wireless Packet ATM Networks," *Wireless Networks*, ACM Press, Baltzer Science Publishers, 13, 267-279, 1995.
- [19] J. Mikkonen et al., "The MAGIC WAND - functional overview," *IEEE JSAC*, 16(6), 953-972, Aug. 1998.
- [20] D. Petras, "Performance evaluation of medium access control protocols for mobile broadband systems," Technical Report RACE Project, Jan. 1996.
- [21] R. Jacquet, et al., "Optimized Link State Routing Protocol (OLSR)," IETF Internet Draft, [org/internet-drafts/draft-ietf-olsr-01.txt](http://internet-drafts/draft-ietf-olsr-01.txt), 2000.
- [22] C.E. Perkins and P. Bhagwat, "Highly dynamic destination-sequenced distance-vector routing (DSDV) for mobile computer," *ACM SIGCOMM'94 Conference on Communications Architectures, Protocols and Applications*, 234-244, 1994.
- [23] [T. LEMLOUMA, "Le routage dans les reseaux mobiles Ad hoc", Doctorat, Université des Sciences et Technologies Houari Boumediene, Algérie, 2000.
- [24] International Standards Organisation, "Intermediate system to intermediate system intradomain routing exchange protocol for use in conjunction with the protocol for providing the connectionless-mode network service," (ISO 8473). ISO DP 10589, February 1990.
- [25] J.M. McQuillan, I. Richer, and E.C. Rosen, "The new routing algorithm for the ARPANET," *IEEE Transactions on Communication*, COM-28(5), 711-719, May 1980.
- [26] J. Moy, "OSPF Version 2," Internet Request For Comments RFC 1583, March 1994.
- [27] C. Hedrick, "Routing Information Protocol," Internet Request Comments RFC 1058, June 1988.
- [28] J.M. McQuillan and D.C. Walden, "The ARPA network design decision," *Computer Networks*, 1(5), 243-289, August 1977.
- [29] G.S. Sidhu, R.F. Andrews, and A.B. Oppenheimer, "Inside AppleTalk," Addison Wesley, Reading, Massachusetts, 1990.
- [30] P. Turner. "NetWare communication processes," NetWare Application Notes, Novell Research, 25-81, September 1990.
- [31] M. Gerla, G. Pei and S-J. Lee, "Wireless, mobile ad-hoc network routing," Computer Science Departement, University of California, Los Angeles.
- [32] Z.J. Haas and M.R. Peralman, "The Zone Routing Protocol (ZRP) for Ad Hoc Networks", IETF Internet Draft, <http://www.ietf.org/internet-drafts/draft-ietf-zone-zrp-00.txt>, 1997.
- [33] C.-K. Toh, "Maximum battery life routing to support ubiquitous mobile computing in wireless ad hoc networks," *IEEE Communications Magazine*, 39(6), pp. 138-147, 2001.
- [34] M.-G. Di Benedetto, and P. Baldi, "A model for self-organizing large-scale wireless networks," *Proceedings of International Workshop on 3G Infrastructure and Services*, 210-213, Athens, Greece, July 2001.
- [35] L. De Nardis, P. Baldi, and M.-G. Di Benedetto, "UWB ad-hoc networks," *Proceedings of IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST'02)*, 219-223, Baltimore, Md, USA, May 2002.

- [36] P. Baldi, L. De Nardis, and M.-G. Di Benedetto, "Modeling and optimization of UWB communication networks through a flexible cost function," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(9), 1733-1744, 2002.
- [37] Y.-C. Hu, and D. B. Johnson, "Caching strategies in on-demand routing protocols for wireless ad hoc networks," *Proceedings of 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MOBICOM'00)*, 231-242, Boston, Mass, USA, August 2000.
- [38] E. M. Royer, P. M. Melliar-Smith, and L. E. Moser, "An analysis of the optimum node density for ad hoc mobile networks," *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'01)*, 3, 857-861, Helsinki, Finland, June 2001.
- [39] Y.-B. Ko, and N. H. Vaidya, "Location-aided routing (LAR) in mobile ad hoc networks," *Proceedings of 4th Annual ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (MOBICOM'98)*, 66-75, Dallas, Tex, USA, October 1998.
- [40] B. Liang, and Z. J. Haas, "Predictive distance-based mobility management for multidimensional PCS networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 11(5), 718-732, 2003.
- [41] D. B. Johnson, and D. A. Maltz, "Dynamic source routing in ad hoc wireless networks," *Mobile Computing*, 353, 153-181, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, 1996.
- [42] S. Basagni, I. Chlamtac, and V. R. Syrotiuk, "Dynamic source routing for ad hoc networks using the global positioning system," *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'99)*, 1, 301-305, New Orleans, La, USA, September 1999.
- [43] M. Bergamo, R. Hain, K. Kasera, D. Li, R. Ramanathan, and M. Steenstrup, "System design specification for mobile multimedia wireless network (MMWN) (draft)," *Tech. Rep., DARPA project DAAB07-95C -D156*, October 1996.
- [44] X. Hong, M. Gerla, G. Pei, and C.-C. Chiang, "A group mobility model for ad hoc wireless networks," *Proceedings of 2nd ACM International Workshop on Modeling and Simulation of Wireless and Mobile Systems (MSWiM'99)*, 53-60, Seattle, Wash, USA, August 1999.
- [45] K. H. Wang and B. Li, "Group mobility and partition prediction in wireless ad-hoc networks," *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'02)*, 2, 1017-1021, New York, NY, USA, April-May 2002.
- [46] F. Bai, N. Sadagopan, and A. Helmy, "Important : a framework to systematically analyze the impact of mobility on performance of routing protocols for adhoc networks," *Proceedings of 22nd Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM'03)*, 2, 825-835, San Francisco, Calif, USA, March-April 2003.

Chapitre 4

L'optimisation de la consommation d'énergie dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs

4.1 Introduction

Les réseaux Ad-hoc, et particulièrement les réseaux de capteurs, sont composés de noeuds dans lesquels les batteries et les capacités de traitement sont limitées. Chaque noeud peut ajuster sa puissance dans une certaine mesure qui détermine l'ensemble des voisins pouvant potentiellement participer au même groupe (hop).

L'expédition du trafic par les groupes multiples est utilisée quand la destination prévue n'est pas dans l'extension immédiate. Les noeuds possèdent des quantités initiales d'énergie limitées, consommées dans des proportions variables selon le niveau de puissance et le récepteur prévu.

Dans ce chapitre nous présentons deux algorithmes permettant d'optimiser la consommation d'énergie dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs.

4.2 Algorithme A : Maximiser la durée de vie d'un réseau Ad-hoc en utilisant le chemin optimal

4.2.1 Introduction

Les appareils mobiles associés aux interfaces du réseau sans fil sont susceptibles de devenir une partie dominante des infrastructures de l'informatique du futur vu les progrès des techniques de communication sans fil en ce qui concerne mobilité et portée. Les réseaux Ad-hoc s'inscrivent dans cette nouvelle génération de technologies qui, grâce à la flexibilité qu'ils offrent, font l'objet d'un engouement certain. Toutefois, les réseaux Ad-hoc introduisent un grand nombre de contraintes dont il faut tenir compte lors de l'élaboration d'un protocole de routage. [1]

Un protocole efficace consiste souvent à rechercher le chemin le plus court en terme de distance ou de délai entre une source et une destination, afin de transférer des données. Dans le cas du routage, le but n'est pas simplement de trouver le meilleur chemin selon certains critères, mais plutôt de trouver le meilleur chemin admissible en accordant plus d'attention à l'aspect efficacité en terme énergétique. L'économie d'énergie devient la question la plus critique dans les mobiles fonctionnant sur batteries, particulièrement dans les réseaux Ad-hoc où chaque noeud se charge de transmettre les paquets de données des noeuds voisins. Une précaution doit être prise non seulement pour réduire la consommation totale d'énergie de tous les noeuds pertinents, mais également pour équilibrer les niveaux individuels des batteries. [2]

La plupart des protocoles de routage basés sur l'énergie pour les réseaux mobiles Ad-hoc proposés dans la littérature reposent sur les protocoles "réactifs" et sont, en particulier, appuyés sur le protocole DSR (Dynamic Source Routing). Notre objectif est de proposer une nouvelle méthode qui va permettre de trouver le chemin optimal selon lequel la durée de vie d'un réseau Ad-hoc est maximisée lors la transmission de données entre une source et sa destination.

4.2.2 Etat de l'art

Récemment, une forte attention a été accordée à la conception de protocoles efficaces du point de vue énergétique. Dans des communications sans fil entre deux noeuds, la consommation énergétique des amplificateurs électroniques, émetteurs et récepteurs est maintenue fixe, mais à un niveau pouvant varier selon la distance de la transmission et le délai. Par conséquent, les noeuds susceptibles de contrôler leur puissance peuvent utiliser la puissance juste nécessaire pour atteindre le destinataire prévu [3,4]. Depuis lors, la question de la conservation d'énergie dans les réseaux Ad-hoc et les réseaux de capteurs a été l'objet d'une grande quantité de travaux de recherche (par exemple, [5]).

Le problème de l'efficacité énergétique lors de la transmission de paquets ordonnés a suscité une attention croissante [5-7], en particulier pour réduire au minimum la quantité totale d'énergie consommée pour transmettre, dans l'ordre first-in-first-out. Certains des travaux précédents concernaient le cheminement efficace de l'énergie dans un réseau MANET en comparant des protocoles de routage Ad-hoc existants tels que DSR, AODV et DSDV en ce qui concerne leur consommation d'énergie [8,9].

Un des premiers modèles du cheminement avec conservation d'énergie dans des réseaux de capteurs a été présenté par Chang et Tassiulas [10]. Ils ont défini le problème de routage comme un problème d'optimisation, dans lequel l'objectif est de maximiser la durée de vie du réseau (c.-à-d. maximiser le temps au bout duquel une première batterie est déchargée). Ils ont proposé des protocoles heuristiques de cheminement pour résoudre le problème et ont évalué leur exécution par simulation.

Le travail de Chang et de Tassiulas [10] a été prolongé dans différentes directions, comme c'est le cas dans [11]. Leur modèle a été étendu au cas de l'écoulement polyvalent et des techniques pour maximiser la vie de réseau dans le cas de réseaux basés sur des grappes (clusters) ont été conçues et présentées dans [11].

En conclusion, nous présentons une extension du modèle de Chang et de Tassiulas pour le cas où les noeuds ont une largeur de bande et aussi une capacité de batterie limitée. Nous allons nous baser sur leur calcul pour trouver la durée de vie pour chaque noeud, ensuite nous appliquons notre algorithme pour trouver le chemin optimal entre une source et sa destination (dont la durée de vie est la plus longue).

4.2.3 Modèle et préliminaires

Un réseau Ad-hoc peut être modélisé par un graphe $G = (N, L)$ où N représente l'ensemble des noeuds (i.e. les unités ou les hôtes mobiles) du réseau et L modélise l'ensemble des connexions qui existent entre ces noeuds.

Si $e = (u, v)$ appartient à N , cela veut dire que les noeuds u et v sont en mesure de communiquer directement à l'instant t .

Zussman et Segal [12] ont considéré qu'un noeud pouvait être un intermédiaire, un récepteur (la collection de récepteurs est dénotée R), ou l'unité centrale (désignée sous le nom de destination et dénotée par d). La collection des liens directionnels sera dénotée par L .

Ils supposent que des dispositifs très simples et bon marché sont utilisés. Ces derniers transmettront habituellement à un niveau de puissance constante. Ainsi, une unité j qui est dans la marge de transmission du noeud i est reliée à ce noeud par un lien directionnel, dénoté par (i, j) . Pour chaque noeud i , $Z(i)$ dénotera la collection de ses noeuds voisins (noeuds reliés au noeud i par un lien directionnel).

Ils ont désigné par F_{ij} le débit moyen sur le lien (i, j) ($F_{ij} \geq 0 \forall (i, j) \in L$). Ils ont défini f_{ij} comme la valeur de F_{ij} normalisée au débit maximum possible sur un lien reliant des intermédiaires intelligents ($0 \leq f_{ij} \leq 1$). f_{ij} est désigné sous le nom de débit sur le lien (i, j) . Le rapport entre le taux dans lequel l'information est produite au noeud i et le débit possible maximal des intermédiaires intelligents reliés à ce noeud, est dénoté par r_i ($0 \leq r_i \leq 1$).

L'énergie de transmission exigée par le noeud i pour transmettre une unité d'information est dénotée par e_i . Chaque noeud a une énergie initiale E_i (en supposant que $E_i > 0 \forall i \in N$). Si un noeud i est un récepteur ou la destination, sa source d'énergie est beaucoup plus grande que la source d'énergie d'intermédiaire intelligent.

Pour les dispositifs de basse puissance fonctionnant dans la bande ISM à 2.4 GHz, les courants d'émetteur et de récepteur sont souvent semblables. Ainsi, nous supposons que de l'énergie est consommée seulement quand un noeud transmet l'information (alternativement, l'énergie consommée quand elle reçoit l'information peut être incluse dans e_i) [12].

Nous avons mentionné que l'objectif de notre recherche est basé sur le calcul de Chang et Tassiulas pour trouver le chemin optimal entre une source et sa destination, c'est-à-dire le chemin qui a une durée de vie de batteries plus élevée que les autres chemins.

Définition (Chang et Tassiulas [10])

La vie du noeud i sous un écoulement donné est dénotée par T_i et est donnée par :

$$T_i = \frac{E_i}{e_i \sum_{j \in Z(i)} f_{ij}} \quad (4.1)$$

$$T = \min_{i \in N} T_i = \min_{i \in N} \frac{E_i}{e_i \sum_{j \in Z(i)} f_{ij}} \quad (4.2)$$

$$\max T = \max \left(\min_{i \in N} \frac{E_i}{e_i \sum_{j \in Z(i)} f_{ij}} \right) \quad (4.3)$$

Sachant que

$$f_{ij} \geq 0 \forall (i, j) \in L \quad (4.4)$$

$$\sum_{k \in Z(i)} f_{ki} + r_i = \sum_{j \in Z(i)} f_{ij} \forall i \in N - \{R, d\} \quad (4.5)$$

$$\sum_{k \in Z(i)} f_{ki} = \sum_{j \in Z(i)} f_{ij} \forall i \in R \quad (4.6)$$

$$\sum_{k \in Z(i)} f_{ki} + \sum_{j \in Z(i)} f_{ij} \leq 1 \forall i \in N - \{R, d\} \quad (4.7)$$

La vie du réseau pour un débit donné est le temps qui s'écoule jusqu'à ce que la première batterie soit déchargée, à savoir la vie minimum obtenue sur tous les noeuds. Elle est dénotée par T .

La Figure 4.1 illustre un réseau simple composé de cinq intermédiaires, deux récepteurs, et une destination simple. La vie du réseau est 7.69 unités de temps (les batteries de noeuds 1, 2, et 4 sont épuisées après 7.69 unités de temps).

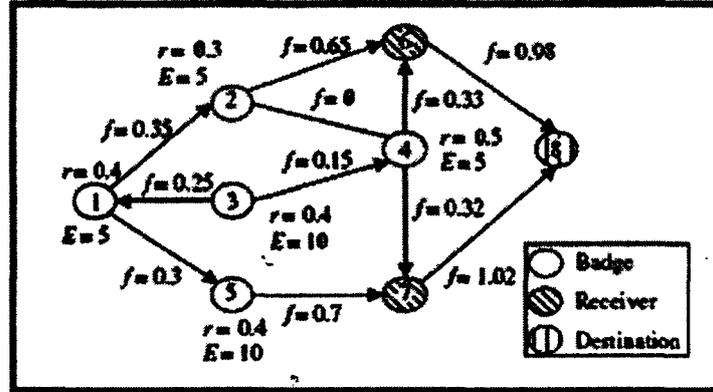


FIG. 4.1 – Les taux requis de transmission r_i , les valeurs d'énergie d'initiale E_i , et les écoulements optimaux (f_{ij} dans un réseau avec intermédiaires (en supposant $e_i = 1$)).

Pour calculer T nous utilisons les équations (4.1) et (4.5) pour les noeuds i où comme dans le calcul suivant :

$$T_i = \frac{E_i}{e_i \sum_{j \in Z(i)} f_{ij}} \Rightarrow T_1 = \frac{E_1}{e_1 \sum_{j \in Z(1)} f_{1j}} \Rightarrow \frac{5}{e_1 \sum_{k \in Z(1)} f_{k1} + r_1}$$

$$\Rightarrow \frac{5}{1 * \sum_{K \in Z(i)} 0.25 + 0.4} = 7.69231 \text{ ut} \quad (4.8)$$

où ut symbolise l'unité de temps.

4.2.4 Méthodes proposées

4.2.4.1 Conditions initiales

Avant de détailler notre méthode nous devons supposer quelques conditions initiales pour assurer la réussite de cette méthode :

- un noeud peut être un intermédiaire, un récepteur (la collection de récepteurs est dénotée R), un noeud initial (désigné sous le nom de source et dénoté par A), ou une destination;
- chaque noeud se situe dans des niveaux qui sont définis selon les contraintes de succession (par exemple, la source se situe dans le niveau 1, les noeuds qui reçoivent de la source se situent en niveau 2, . . . , etc);
- la source, les récepteurs et la destination ont une durée de vie de batterie beaucoup plus grande que la durée de vie des noeuds intermédiaires;
- la durée de vie d'un noeud intermédiaire diminue en passant à un niveau supérieur (ordre décroissant par rapport au niveau) et doit être supérieure ou égale à celle au niveau suivant (cf Fig. 4.2);
- la durée de vie d'un noeud intermédiaire est égale ou inférieure a celle de la somme des durées de vie des noeuds antérieurs (s'il succède à plusieurs noeuds antérieurs) pour assurer la continuation de réseau au cas où les noeuds antérieurs font partie d'un des chemins optimaux.

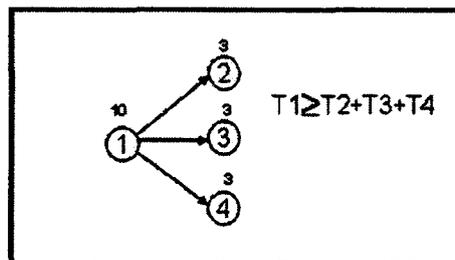


FIG. 4.2 – La durée de vie d'intermédiaire diminue en passant à un niveau supérieur.

4.2.4.2 Algorithme

La méthode proposée permet de représenter l'ensemble d'un réseau Ad-hoc (chaque noeud et surtout la durée de vie de la batterie pour ce noeud) sur un graphe orienté, à partir duquel il sera possible de calculer la durée maximale d'un chemin optimal et ensuite d'identifier le chemin optimal [13].

Les principales conventions d'un réseau sont les suivantes :

- chaque noeud est représenté par un sommet,
- les contraintes de succession sont symbolisées par des arcs et un arc définit une relation d'antériorité,
- chaque tâche est renseignée sur sa durée de vie ainsi que sur la durée maximale du chemin traversé et l'identifiant de chemin optimal. Chaque sommet de la représentation graphique est figuré par un cercle (Fig.4.3).

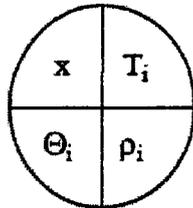


FIG. 4.3 – La représentation graphique.

où

X est le noeud concerné,

T_i est la durée de vie du noeud,

θ_i est la durée maximale du chemin traversé,

ρ_i est l'identifiant de chemin optimal.

Un sommet terminal permettant de montrer la fin de durée de vie de réseau est rajouté au graphe.

Déterminer la fin de durée de vie maximale d'un chemin optimal

La durée maximale du chemin traversé (du noeud i au noeud j) $\Theta_{i,j}$ dans un réseau Ad-hoc correspond au temps auquel la durée de vie d'une des batteries du chemin traversé prend fin. Elle s'obtient très simplement en ajoutant à la fin de durée du noeud j précédent la durée de vie du noeud en question :

$$\Theta_{i,j} = \Theta_i + T_j \dots \dots \dots \forall i \in P \quad (4.9)$$

où P est l'ensemble de noeuds précédents du noeud j .

Lorsque plusieurs arcs arrivent à un même sommet (c'est-à-dire que plusieurs noeuds sont immédiatement antérieurs au noeud considéré), il convient d'effectuer ce calcul pour tous les noeuds précédant le noeud en question et de retenir comme "fin de durée de vie" de ce dernier le maximum des valeurs ainsi trouvées Θ_j . La formule précédente devient donc :

$$\Theta_j = \max[\Theta_{i,j}] \dots \dots \dots \forall i \in P \quad (4.10)$$

L'identifiant de chemin optimal ρ_i

C'est la valeur qui permet de déterminer le chemin optimal ρ_i . Elle s'obtient en retirant de la durée de vie maximale du chemin traversé du noeud qui lui succède sa propre durée :

$$\tau_{j,i} = \Theta_i - T_j \dots \dots \dots \forall i \in S \quad (4.11)$$

où S est l'ensemble des noeuds qui succèdent au noeud i.

Lorsque plusieurs arcs partent d'un même sommet (i.e. que plusieurs noeuds succèdent au noeud donné), il convient de faire ce calcul pour tous les noeuds succédant à ce noeud et de retenir comme ρ_i de ce dernier le minimum des valeurs ainsi trouvées :

$$\rho_i = \min[\Theta_i - T_j] \dots \dots \dots \forall i \in S \quad (4.12)$$

Le chemin optimal est le chemin qui fournit la durée maximale de vie parmi les chemins optimaux vis-à-vis d'autres critères dans un réseau Ad-hoc (i.e. pour lequel la durée maximale du chemin traversé est égale à l'identifiant de chemin optimal). La formule est donc la suivante :

$$\rho_i = \Theta_i \quad (4.13)$$

4.2.4.3 Application numérique de la méthode proposée:

Considérons un réseau Ad-hoc composé de 9 noeuds dont les durées de vie sont données dans le tableau 4.1 (durée de vie calculée en appliquant les équations (4.1,...,4.7)).

Noeud	Durée de vie (unité de temps)	Noeuds antérieurs
1	100	-
2	99	1
3	30	2
4	10	2
5	57	2
6	10	4,5
7	66	4,5
8	30	3,4,5
9	76	3,4,5
10	101	8,9
11	100	8,9
12	102	8,9
13	240	10,11,12

TAB. 4.1 – Données du réseau Ad-hoc.

Une relation d'antériorité peut être connue en utilisant la mise à jour du tableau des noeuds (les tables de routage).

La figure 4.4 montre la représentation graphique de ce réseau.

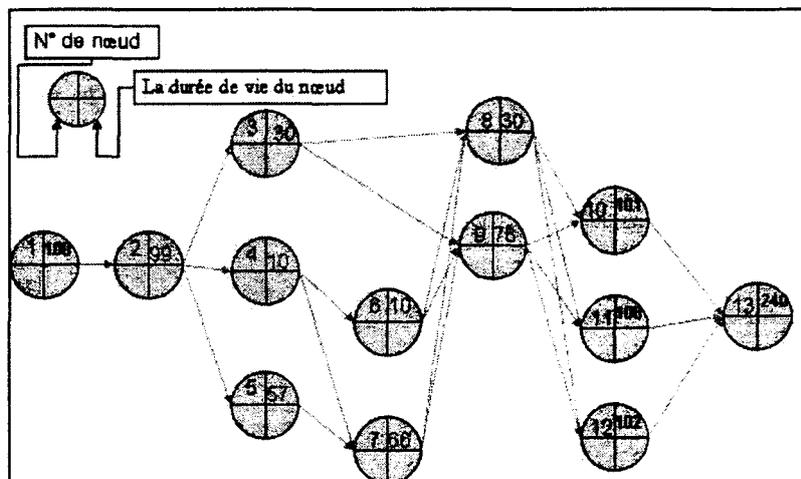


FIG. 4.4 – Exemple de graphe présentant un réseau Ad-hoc avec le numéro de nœud et la durée de vie pour chaque nœud.

Détermination de la durée de vie

La durée de vie doit être calculée pour chaque nœud comme suit :

$$\Theta_1 = 0 + T_1 = 100$$

$$\Theta_2 = \Theta_{1,1} + T_2 = 199$$

$$\Theta_3 = \Theta_{1,2} + T_3 = 229$$

$$\Theta_4 = \Theta_{1,2} + T_4 = 209$$

$$\Theta_5 = \Theta_{1,2} + T_5 = 256$$

$$\Theta_6 = \Theta_{2,4} + T_6 = 219$$

$$\Theta_7 = \max(\Theta_{2,4}, \Theta_{2,5}) + T_7 = 322$$

La figure 4.5 montre la représentation graphique du réseau Ad-hoc après la détermination de la durée de vie maximale du chemin optimal.

$$\Theta_8 = \max(\Theta_{2,3}, \Theta_{4,6}, \Theta_{5,7}) + T_8 = 352$$

$$i=\{3,6,7\}$$

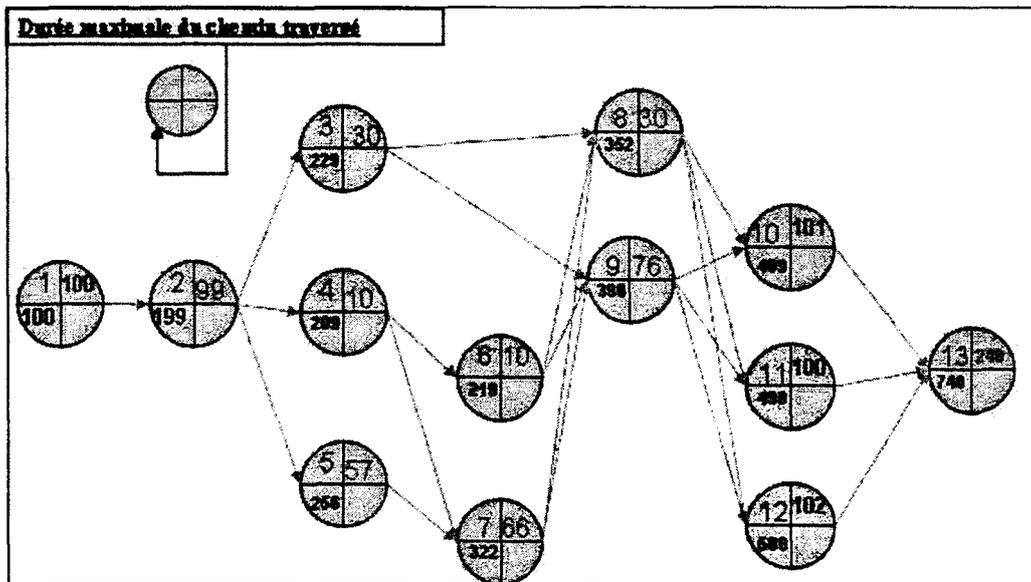


FIG. 4.5 – Les valeurs de la durée maximale d'un réseau Ad-hoc.

$$\Theta_9 = \max(\Theta_{2,3}, \Theta_{4,6}, \Theta_{5,7}) + T_9 = 398$$

$$i = \{3, 6, 7\}$$

$$\Theta_{10} = \max(\Theta_{i,8}, \Theta_{i,9}) + T_{10} = 499$$

$$i = \{8, 9\}$$

$$\Theta_{11} = \max(\Theta_{i,8}, \Theta_{i,9}) + T_{11} = 498$$

$$i = \{8, 9\}$$

$$\Theta_{12} = \max(\Theta_{i,8}, \Theta_{i,9}) + T_{12} = 500$$

$$i = \{8, 9\}$$

$$\Theta_{13} = \max(\Theta_{i,10}, \Theta_{i,11}, \Theta_{i,12}) + T_{13} = 740$$

$$i = \{10, 11, 12\}$$

La figure 4.6 montre la représentation graphique du réseau Ad-hoc après la détermination de l'identifiant du chemin optimal .

$$\rho_{13} = 740$$

$$\rho_{12} = \tau_{13,13} - T_{13} = 500$$

$$\rho_{11} = \tau_{13,13} - T_{13} = 500$$

$$\rho_{10} = \tau_{13,13} - T_{13} = 500$$

$$\rho_9 = \min(\tau_{13,10} - T_{10}, \tau_{13,11} - T_{11}, \tau_{13,12} - T_{12}) = 398$$

$$j = \{10, 11, 12\}$$

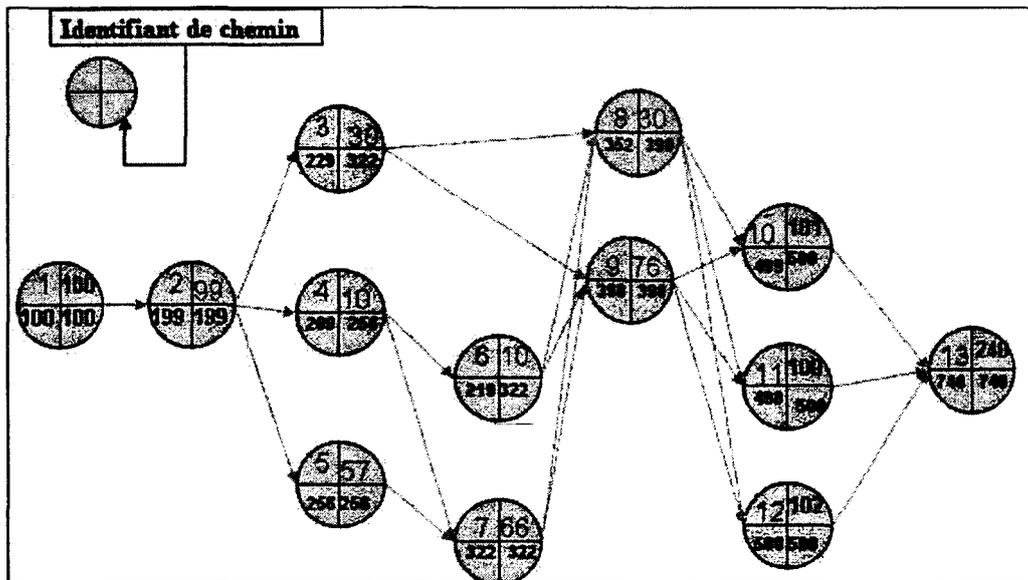


FIG. 4.6 – Les valeurs de l'identifiant du chemin optimal.

$$\rho_8 = \min(\tau_{13,10} - T_{10}, \tau_{13,11} - T_{11}, \tau_{13,12} - T_{12}) = 398$$

$$j = \{10, 11, 12\}$$

$$\rho_7 = \min(\tau_{j,8} - T_8, \tau_{j,9} - T_9) = 322$$

$$j = \{8, 9\}$$

$$\rho_6 = \min(\tau_{j,8} - T_8, \tau_{j,9} - T_9) = 322$$

$$j = \{8, 9\}$$

$$\rho_5 = \tau_7 - T_7 = 256$$

$$\rho_4 = \min(\tau_{j,6} - T_6, \tau_{j,7} - T_7) = 256$$

$$j = \{6, 7\}$$

$$\rho_3 = \min(\tau_{j,8} - T_8, \tau_{j,9} - T_9) = 322$$

$$j = \{8, 9\}$$

$$\rho_2 = \min(\tau_{j,3} - T_3, \tau_{j,4} - T_4, \tau_{j,5} - T_5) = 199$$

$$j = \{3, 4, 5\}$$

$$\rho_1 = \tau_{2,1} - T_2$$

La figure 4.7 montre la représentation graphique du réseau Ad-hoc avec la détermination de la durée de vie maximale obtenue par le chemin optimal et l'identifiant du chemin optimal.

Ensuite nous devons supprimer les noeuds dont les durées de vie sont dépassées et nous réutilisons la même méthode pour trouver un autre chemin optimal pour le réseau en question.

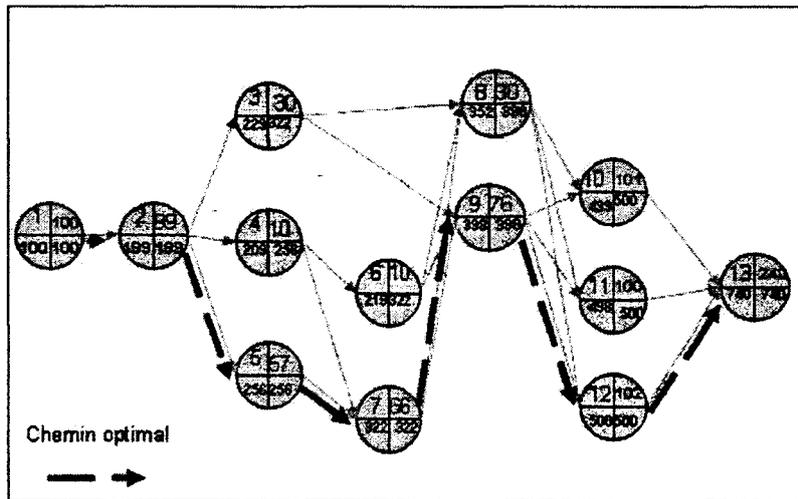


FIG. 4.7 – Le chemin optimal.

Dans la figure 4.7, nous avons un chemin optimal passant par les noeuds 1, 2, 5, 7, 9, 12, 13 mais ce chemin est interrompu quand le noeud 5 est déchargé après 57 unités de temps (car sa durée de vie est de 57 unité de temps), Pour réutiliser notre méthode, nous devons alors retirer la durée de vie du noeud 5 des noeuds 1, 2, 7, 9, 12, 13 pour avoir leurs durées de vie restantes (par exemple : durée de vie de T_1 restante égale à $T_1 - T_5 = 43$ unités, $T_2 - 57 = 42$, $T_7 - 57 = 9$, $T_9 - 57 = 19$, $T_{12} - 57 = 45$ et $T_{13} - 57 = 183$) (cf. figure 4.8).

Dans la figure 4.8, nous avons obtenu un chemin optimal interrompu après 30 unités de temps par les noeuds 3 et 8. Nous devons alors encore utiliser l'algorithme pour trouver un autre chemin en retirant 30 unités de temps de la durée de vie des noeuds 1, 2, 10 et 13 (exemple ; $T_1 - 30 = 13$, $T_2 - 30 = 12$, $T_{10} - 30 = 71$, $T_{13} - 30 = 153$) et nous appliquerons notre méthode (cf. figure 4.9) pour trouver le chemin optimal qui passera par les noeuds 1, 2, 4, 6, 9, 11 et 13.

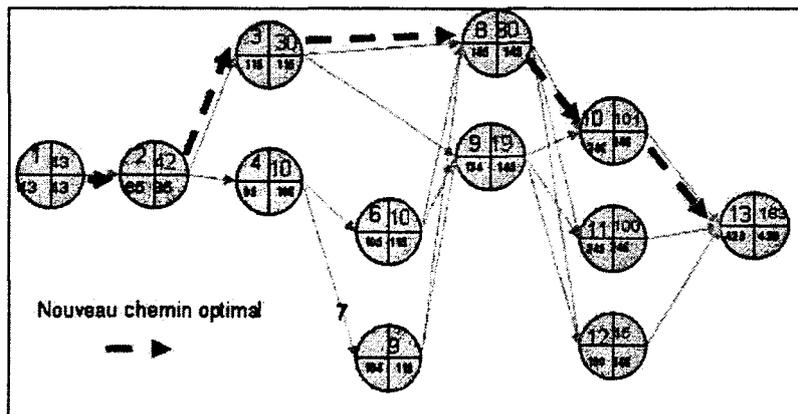


FIG. 4.8 – Le nouveau chemin optimal obtenu passe par les noeuds 1, 2, 3, 8, 10, 13 après le déchargement du noeud 5 (anciens chemins optimaux).

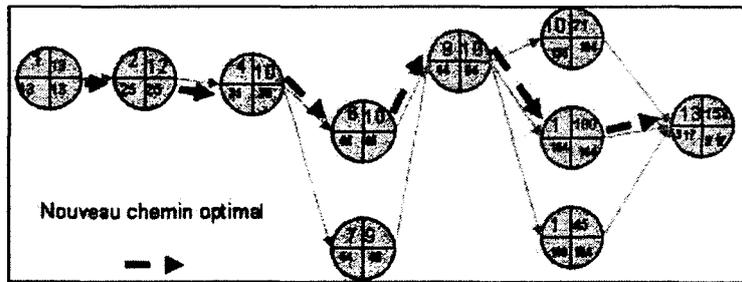


FIG. 4.9 – Le nouveau chemin optimal obtenu passe par les nœuds 1, 2, 4, 6, 9, 11 et 13 après le déchargement des nœuds 3 et 8 (ancien chemin optimal).

Après 10 unités de temps les noeuds 4 et 6 sont déchargés, ce qui implique l’arrêt de la transformation de données entre la source et la destination.

Avant d’appliquer notre méthode, la somme de la durée de vie des noeuds qui ne sont ni récepteurs ni destination est égale à 478 unités de temps ($T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 + T_6 + T_7 + T_8 + T_9 = 478$ unités de temps) (ceci correspond à la somme des durées de vie du noeud source et des noeuds intermédiaires i). Nous constatons que nous avons utilisé 455 unités de temps dans le réseau en question. Dans la figure 4.9 nous avons un chemin optimal qui passe par les noeuds 1, 2, 4, 6, 9, 11 et 13 et nous savons qu’après 10 unités de temps le réseau en question ne fonctionne plus, car les batteries des noeuds 4 et 6 sont déchargées. Alors, en retirant 10 unités de temps des noeuds 1, 2, 4, 6, 9, on constate que 23 unités de temps resteraient inutilisées ($\Sigma = 3, T_2 - 10 = 2, T_9 - 10 = 9$) = 14 unités de temps et le noeud 7 a gardé sa durée de vie, car le chemin optimal ne passe pas par lui. Nous avons alors 14 unités de temps (noeuds 1, 2, 9) et 9 unités de temps de durée du noeud 7. Donc 95% de la durée totale de vie du réseau a été utilisée, avec une perte en énergie de 5% de la durée de vie des noeuds source et destination.

4.3 Algorithme B : Optimiser la consommation d’énergie dans les réseaux des capteurs sans fil

4.3.1 Introduction

L’utilisation des réseaux de capteurs ne devrait cesser d’augmenter et ceci dans de nombreux domaines, que ce soit scientifique, logistique, militaire ou encore de la santé. La taille des capteurs constitue cependant une limitation importante, principalement en terme d’autonomie d’énergie et donc de durée de vie, car la batterie doit être très petite. C’est pourquoi de nombreux travaux portent aujourd’hui sur la gestion de l’énergie consommée par les capteurs dans un réseau en prenant en considération, en premier lieu, les communications. C’est dans ce but que nous avons proposé une méthode pour calculer la consommation d’énergie dans les réseaux de capteurs sans fil selon les nombres de paquets envoyés et le nombre de noeuds. Nous avons ainsi réussi à réduire la consommation d’énergie dans un réseau de capteurs composé de n noeuds possédant des débits a priori différents.

4.3.2 Etat de l'art

Depuis quelques années, le marché des réseaux et des applications sans fil s'est considérablement développé. A partir de ce constat, une nouvelle branche s'est créée pour offrir des solutions économiquement intéressantes pour la surveillance à distance et le traitement des données dans les environnements complexes et distribués : les réseaux de capteurs sans fil.

Un réseau de capteurs (ou senseurs) est un système réparti qui se compose d'un grand nombre de minuscules senseurs, munis d'émetteurs-récepteurs de faible puissance, sans unité centrale de traitement. Un des problèmes les plus importants dans ces réseaux consiste à rendre la consommation d'énergie minimale, de sorte à maximiser la durée de la vie du réseau [14].

Les réseaux de capteurs présentent un champ d'application très vaste, que ce soit, par exemple, dans le domaine scientifique, logistique, militaire ou encore de la santé [15]. Il s'agit d'une nouvelle technologie susceptible de bouleverser notre manière de vivre et de travailler. La batterie est un composant essentiel d'un capteur. En général, elle n'est ni remplaçable, ni rechargeable. Elle peut être, en partie, alimentée par une unité génératrice d'énergie comme les cellules solaires. De petite taille, elle fournit donc une quantité d'énergie très limitée de l'ordre de 1 à 2J par noeud (capteur). Elle limite ainsi la durée de vie du capteur et influe sur le fonctionnement global du réseau.

C'est pourquoi les protocoles permettant d'économiser l'énergie constituent, aujourd'hui, un axe important de recherche dans ce domaine. Un capteur assure l'acquisition, le traitement de données et les communications. C'est cette dernière tâche qui est la plus consommatrice d'énergie. Un bon schéma de gestion d'énergie doit donc, en priorité, prendre en compte les communications [16].

Les capteurs ne sont pas intégrés à une quelconque architecture préexistante de réseau ; c'est pourquoi ils communiquent à l'aide d'un réseau Ad-hoc sans fil. La plupart des protocoles de communication dans les réseaux Ad-hoc [17] ne s'adaptent pas aux particularités des réseaux de capteurs. D'où la nécessité de les améliorer ou de développer de nouveaux protocoles. Les deux principales classes de protocoles utilisées, à l'heure actuelle, dans les réseaux sans fils, s'appuient sur la technique de routage multi-sauts ou le regroupement en grappes (voir une hybridation des deux). Plusieurs approches sont proposées pour calculer le chemin optimal dans les protocoles de routage multi-sauts. Certaines proposent de considérer uniquement le chemin le plus court, en termes de distance, vers la station de base. D'autres se basent sur le niveau d'énergie dans les noeuds tout au long du chemin, en privilégiant les noeuds ayant des réserves d'énergie maximales. D'autres encore choisissent un chemin optimal en privilégiant certains noeuds dont la présence dans le chemin permet de consommer moins d'énergie. Cependant le premier inconvénient du routage multi-sauts dans les réseaux sans fils est la périodicité des messages envoyés pour maintenir les itinéraires valides, ce qui a pour effet d'encombrer le réseau et de consommer ainsi de l'énergie supplémentaire. Le regroupement en grappes donne en revanche de meilleurs résultats, c'est pourquoi nous avons retenu cette approche.

Nous développons un modèle pour les communications de multi-sauts prolongeant le travail présenté dans [18]. La consommation d'énergie de différents scénarios de multi-sauts est analysée et optimisée. Cette étude emploie un modèle détaillé pour l'énergie consommée par la liaison radio de chaque noeud et analyse deux topologies : l'une avec une séparation équidistante des noeuds et l'autre avec un espacement optimal de ces derniers.

4.3.3 Modèle de consommation énergétique

4.3.3.1 Modèle d'énergie du capteur

Un capteur utilise son énergie pour réaliser trois actions principales : l'acquisition, la communication et le traitement des données.

- acquisition : l'énergie consommée pour effectuer l'acquisition n'est pas très importante. Néanmoins, elle varie en fonction du phénomène et du type de surveillance effectuée ;
- communication : les communications consomment beaucoup plus d'énergie que les autres tâches. Elles couvrent les communications en émission et en réception. La figure 4.10 présente un modèle d'antenne et les règles de consommation d'énergie associées ; [19]
- traitement des données : l'énergie consommée pour les opérations de calcul est beaucoup plus faible que l'énergie de communication. L'énergie nécessaire pour transmettre 1 Koctets sur une distance de 100m est approximativement équivalente à l'énergie nécessaire pour exécuter 3 millions d'instructions avec une vitesse de 100 millions d'instructions par seconde (MIPS). Ce niveau peut être dépassé en fonction des circuits installés dans les noeuds et des fonctionnalités requises.

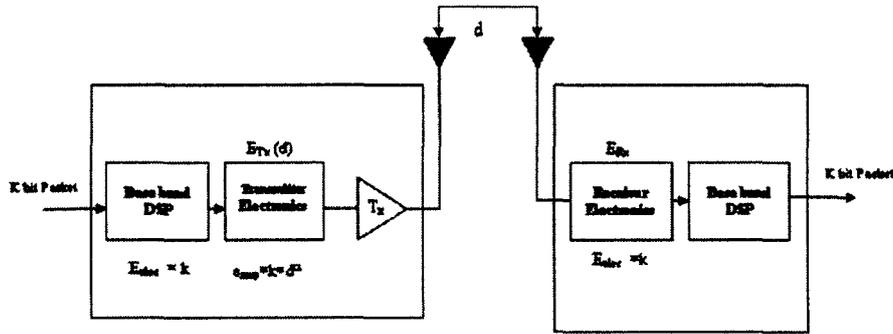


FIG. 4.10 – Modèle de consommation d'énergie pour la communication.

Pour transmettre un message de k bits sur une distance de d mètres, l'émetteur consomme :

$$E_{Tx}(k, d) = k(E_{elec} + e_{amp}d^\alpha) \quad (4.14)$$

où E_{elec} représente l'énergie transmise, e_{amp} l'énergie d'amplification, k la taille d'un message et d la distance entre l'émetteur et le récepteur,

$$e_{amp} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_r (NF_{Rx})(N_0)(BW) \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^\alpha}{(G_{ant})(\eta_{amp})(R_{bit})} \quad (4.15)$$

où NF_{Rx} représente la figure de bruit du récepteur, N_0 le bruit thermique dans une largeur de bande de 1 Hertz, BW la largeur de bande de canal de bruit, λ la longueur d'onde, G_{ant} le gain d'antenne, η_{amp} l'efficacité en puissance de l'émetteur, R_{bit} le débit binaire et $(S/R)_r$ le minimum de rapport signal sur bruit.

Pour recevoir un message de k bits, le récepteur consomme :

$$E_{Rx}(k) = k.E_{elec} \quad (4.16)$$

4.3.3.2 Scénarios de puissance

Il y a deux scénarios possibles de puissance.

Puissance de transmission variable

Dans ce cas, la radio ajuste dynamiquement sa puissance de transmission de sorte que $(S/N)_r$ soit fixé pour garantir un certain niveau de E_b/N_0 au niveau du récepteur. L'énergie de transmission par bit est donnée comme suit :

$$e_{amp} = \zeta \left(\frac{S}{N} \right)_r d^\alpha \quad (4.17)$$

$$\text{Sachant que } \zeta = \frac{(NF_{Rx})(N_0)(BW) \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^\alpha}{(G_{ant})(\eta_{amp})(R_{bit})} \quad (4.18)$$

Comme $(S/N)_r$ est fixe au niveau du récepteur, la probabilité moyenne p d'erreur par bit est fixée à la même valeur pour chaque lien.

Puissance de transmission fixe.

Dans ce cas, la radio utilise une puissance fixe pour toutes les transmissions. Ceci se justifie car les interfaces radio commerciales ont généralement des possibilités très limitées dans le domaine des ajustements dynamiques de puissance. Dans ce cas l'énergie de transmission est fixée à une certaine valeur E_{amp} au niveau de l'émetteur et $(S/N)_r$ au niveau du récepteur sera alors :

$$\left(\frac{S}{N} \right)_r = \frac{E_{amp}}{\zeta d^\alpha} \quad (4.19)$$

Puisque, pour la plupart des déploiements pratiques, d est différent pour chaque lien, $(S/N)_r$ le sera également pour chaque lien. Ceci se traduit par une probabilité d'erreur par bit différente pour chaque grappe sans fil.

4.3.3.3 Topologie du réseau

Nous adoptons une topologie linéaire simple pour montrer le mode de communication, comme le montre la figure afin de simplifier l'analyse. À la gauche de la figure 4.11, il y a n noeuds disposés à intervalles de r . La station de base est sur la bonne fin. Nous utilisons le mode single-hop, chaque noeud communique directement avec la station de base, par contre, chaque noeud communique avec le voisin le plus proche en mode multi-hop.

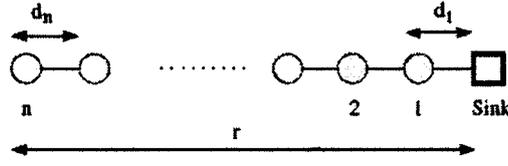


FIG. 4.11 – Modèle linéaire de multi-sauts avec des distances égales entre noeuds.

En utilisant les équations (4.14) et (4.16), l'énergie consommée lors d'une transmission linéaire de données de la source vers la destination, en passant par des noeuds intermédiaires alignés sur une même droite, s'écrit alors :

$$E_{\text{lin}} = k \left\{ -E_{\text{elec}} + \sum_{i=1}^n [2 \cdot E_{\text{elec}} + e_{\text{amp}}(d_i)^\alpha] \right\} \quad (4.20)$$

E_{lin} est minimum quand les d_i sont égaux à D/n , d'où le nombre optimal de sauts :

$$n_{\text{opt}} = \left\lfloor \frac{D}{d_{\text{char}}} \right\rfloor \Rightarrow d = \left(\frac{2 \cdot E_{\text{elec}}}{e_{\text{amp}}(\alpha - 1)} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \quad (4.21)$$

Le nombre optimal de sauts dépend du coefficient de déperdition d'énergie α et des paramètres de l'émetteur et du récepteur [20, 21]. En remplacement d_{char} dans l'expression E_{lin} nous obtenons la relation suivante :

$$E_{\text{linéaire}}^{\text{opt}} = k \left[\frac{2 \cdot \alpha \cdot n_{\text{opt}} \cdot E_{\text{elec}}}{\alpha - 1} - E_{\text{elec}} \right] \quad (4.22)$$

Dans le réseau linéaire de capteurs, la probabilité pour l'occurrence des événements est uniforme, c'est pourquoi nous avons deux possibilités :

- Premier cas : si chaque noeud détecte le même nombre d'événements, c'est-à-dire la nécessité de relayer des informations vers la destination, alors nous pouvons supposer que chaque noeud reçoit un événement au même instant. Ceci signifie que ce noeud devra relayer $(N - i)$ paquets provenant de noeuds ascendants en plus de la transmission de son propre paquet [22–25].
- Deuxième cas : si chaque noeud ne détecte pas le même nombre d'événements, alors nous pouvons utiliser le tableau 1 pour calculer le nombre moyen de paquets transmis dans le réseau linéaire de capteurs.

4.3.3.4 Le nombre de paquets envoyés

Si x_i représente le nombre d'événements détectés par un noeud, le nombre de paquets relayés par ce noeud est donné par [26] :

$$P_i = n - i + x_i \alpha \quad (4.23)$$

Faisons l'hypothèse de l'existence d'un protocole de supervision, en charge de la construction et de la mise à jour des tables de routage des noeuds. Ensuite, le nombre moyen d'événements vus par chaque noeud est :

$$n_e = \left[\sum_{i=1}^n x_i \right] / n \quad (4.24)$$

Le nombre moyen de paquets transmis N_{Pack} au noeud i peut être estimé comme suit :

$$N_{Pack} = n - i + n_e \alpha \quad (4.25)$$

où n est le nombre de noeuds dans le réseau de capteurs linéaires et i le noeud concerné.

- Exemple 1 : Un réseau de capteurs composé de 20 noeuds, détectant chacun simultanément un événement ; l'application de l'équation (4.23) conduit à $N_{Pack} = n - i + 1$.
- Exemple 2 : Un réseau de capteurs composé de 20 noeuds, 15 noeuds détectent simultanément un événement et les 5 autres détectent simultanément cinq événements ; en appliquant l'équation (4.23), ceci conduit à $N_{Pack} = n - i + 2$.

4.3.3.5 Coût total en énergie pour le système

Du nombre moyen de paquets transmis, la moyenne d'énergie consommée dans le réseau de capteurs linéaires peut être calculée comme suit :

$$E_{linaire-bit} = -E_{elec} + \sum_{i=1}^n [(2E_{elec} + e_{amp}(d_i)^\alpha) * N_{Pack}] \quad (4.26)$$

4.3.4 Rayon de transmission optimal

Bhardwaj et al. [27] ont montré que la consommation d'énergie dans les réseaux multi-sauts peut être réduite en travaillant sur la distance caractéristique quand N noeuds transmettent. Dans le cas où chaque noeud de la chaîne linéaire transmet des données, cela n'est plus possible. Nous pouvons analyser la répartition des distances d_i entre les noeuds (cf. figure 4.12), afin de minimiser la consommation d'énergie dans ce cas. Pour tous les noeuds impliqués dans le scénario de transmission, la consommation totale d'énergie est présentée dans l'équation (4.26).

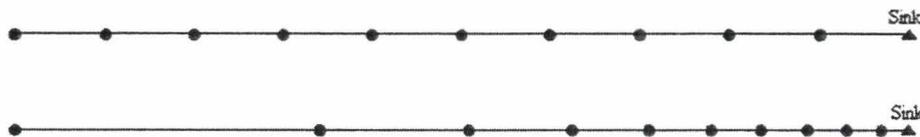


FIG. 4.12 – Réseaux de capteurs linéaire et non linéaire.



Nous allons minimiser en utilisant la contrainte $D = \sum_{i=1}^n d_i$, qui est équivalente à la formule suivante :

$$L = e_{amp} \sum_{i=1}^n [N_{Pack}(d_i)^\alpha] - \lambda \left(\sum_{i=1}^n d_i - D \right) \quad (4.27)$$

où λ est le multiplicateur de Lagrange.

En égalant à 0 les dérivées partielles de L par rapport aux d_i , il vient :

$$\frac{\partial L}{\partial d_i} = e_{amp} \alpha \cdot N_{Pack} \cdot (d_i)^{\alpha-1} - \lambda = 0 \quad (4.28)$$

$$d_i = \left(\frac{\lambda}{e_{amp} \cdot \alpha \cdot N_{Pack}} \right)^{\frac{1}{\alpha-1}} \quad (4.29)$$

La valeur de λ peut être obtenue en remplaçant la condition (4.28) dans l'équation (4.29), Ainsi pour $\lambda = 2$, les valeurs des d_i sont :

$$d_i = \frac{D}{\left(\sum_{i=1}^n (1/i) \right) N_{Pack}} \quad (4.30)$$

L'énergie consommée au niveau du noeud i pour les rangées linéaires considérées peut être calculée en utilisant l'équation ci-après. On suppose que chaque noeud relaie les paquets issus des noeuds ascendants vers le noeud destinataire par l'intermédiaire du voisin descendant le plus proche. Dans un souci de simplicité, uniquement une transmission est considérée ici. L'énergie consommée par le noeud i pour les rangées linéaires discutées peut alors être calculée en utilisant l'équation suivante [28, 29] :

$$E_{lin}(i) = [(2 * N_{pack} - 1) \cdot E_{elec} + N_{pack} \cdot e_{amp} \cdot d_i^\alpha] \quad (4.31)$$

4.3.5 Les simulations et résultats

Nous allons simuler un réseau de capteurs composé de 30 noeuds répartis sur une distance de 1000 m et nous allons considérer que $E_{elec} = 50$ nJ/bit, $e_{amp} = 100$ pJ/bit/m², $\lambda = 2$ et nous allons effectuer cette simulation sous *Matlab*TM.

Des distances d_i équidistantes ou non sont à nouveau considérées ici. A l'aide de l'équation (4.30), les résultats de l'optimisation des distances entre les noeuds sont donnés dans le tableau 4.2.

La Figure 4.13 présente l'énergie totale consommée dans un réseau de capteurs dont les noeuds sont équidistants, obtenue à l'aide des équations (4.31), donc avec toutes les d_i fixées à 33,33 m, pour, respectivement, un nombre uniforme ou non uniforme d'événements détectés par chaque noeud. Il est intéressant de noter que la consommation totale d'énergie lorsque chaque noeud ne détecte pas le même

n - i + 1	n - i + 2	n - i + 3	n - i + 4	n - i + 5
8.3438	10.656	12.214	13.435	14.454
8.6315	11.011	12.608	13.855	14.892
8.9398	11.391	13.028	14.302	15.357
9.2709	11.798	13.478	14.779	15.853
9.6274	12.235	13.959	15.289	16.381
10.013	12.705	14.476	15.835	16.946
10.43	13.213	15.033	16.421	17.551
10.883	13.764	15.634	17.053	18.201
11.378	14.362	16.286	17.735	18.901
11.92	15.015	16.994	18.474	19.657
12.516	15.73	17.766	19.277	20.476
13.174	16.517	18.612	20.153	21.367
13.906	17.386	19.543	21.113	22.338
14.724	18.352	20.571	22.168	23.401
15.645	19.431	21.714	22.335	24.572
16.688	20.646	22.991	24.632	25.865
17.88	22.022	24.428	26.08	27.302
19.255	23.593	26.057	27.71	28.908
20.859	25.41	27.918	29.558	30.714
22.756	27.528	30.066	31.559	32.762
25.031	30.03	32.571	34.105	35.102
27.813	33.033	35.532	36.947	37.802
31.289	36.704	39.085	40.306	40.953
35.759	41.292	43.428	44.337	44.675
41.719	47.19	48.857	49.236	49.143
50.063	55.056	55.836	55.421	54.603
62.587	66.067	65.142	63.338	60.429
83.438	82.583	78.171	73.895	70.204
125.16	110.11	97.714	88.674	81.905
250.31	165.17	130.28	110.84	98.286

TAB. 4.2 – Distances entre nœuds égales ou optimales.

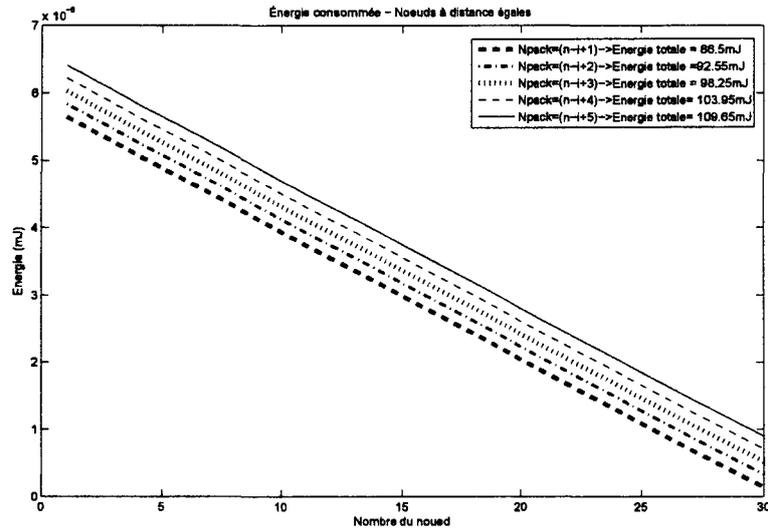


FIG. 4.13 – Énergie consommée avec des rayons de transmission égaux.

nombre d'événements (débit variable) est légèrement supérieur à celui où le nombre d'événements détectés est uniforme.

La Figure 4.14 présente l'énergie totale consommée dans un réseau de capteurs pour des distances optimales entre les noeuds, obtenue à partir de l'équation (4.31), pour un nombre uniforme ou non d'événements détectés.

Il faut noter que la consommation totale d'énergie au sein du réseau a été réduite de 38% lorsque $N_{pack} = n - i + 1$, 26% quand $N_{pack} = n - i + 2$, 21% quand $N_{pack} = n - i + 3$, 17% quand $N_{pack} = n - i + 4$ et 15% si $N_{pack} = n - i + 5$, selon l'approche proposée.

En comparant les figures 4.13 et 4.14, il est évident que les noeuds éloignés du noeud récepteur (sink) consomment beaucoup moins d'énergie que les noeuds proches. La consommation d'énergie a tendance à diminuer avec le nombre de noeuds dans les figures 4.13 et 4.14, grâce à une réduction du nombre de paquets à transmettre.

Toutefois, la distance entre les noeuds est une fonction croissante du nombre de noeuds, ce qui tend à accroître la consommation d'énergie. Il n'est donc pas étonnant que, à partir d'un certain noeud, la consommation d'énergie augmente (et surtout pour les derniers noeuds).

De plus, la consommation globale d'énergie a tendance à être plus faible pour les noeuds à distance optimale que pour les noeuds situés à des distances égales.

4.3.6 Généralisation

Le modèle proposé est encore applicable si l'on choisit n'importe quel noeud de la file linéaire comme source. car l'équation (4.31) peut être modifiée comme suit :

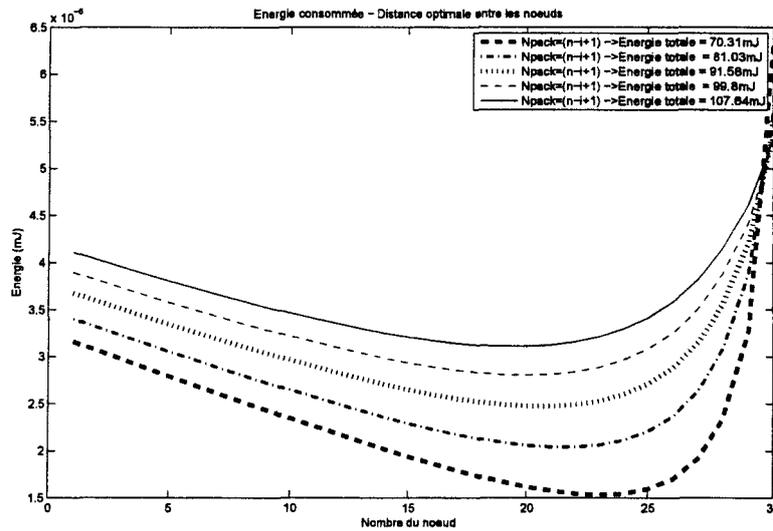


FIG. 4.14 – : Énergie consommée avec des rayons de transmissions optimaux.

$$d_i = \frac{D - \sum_{i=1}^n d_{i-1}}{\left(\sum_{i=1}^n (1/i)\right) \cdot N_{Pack}} \quad \text{avec } d_0 = 0 \quad (4.32)$$

L'énergie consommée au niveau du noeud i pour les rangées linéaires et non linéaires considérées peut être calculée en utilisant de nouveau l'équation (4.31). La table 4.3 montre que, comme permettait de le prévoir l'équation (4.32), les distances optimales entre noeuds demeurent fixes lorsque l'on change de noeud émetteur sur la file. La figure 4.15 confirme bien ce fait.

Enfin, l'extension triviale du modèle unidimensionnel au cas bidimensionnel est possible. Il suffit de considérer un placement des noeuds à l'intersection de cercles et de diamètres d'espacement angulaire régulier (angle de $2\pi/N$ entre deux rayons successifs si N noeuds sont placés sur chaque cercle). Le récepteur est alors situé au centre commun des cercles et les noeuds sont placés de façon optimale sur chaque rayon en suivant la loi obtenue pour la file linéaire.

4.4 Cas du maillage à deux dimensions pour l'algorithme B

4.4.1 Introduction

La distance joue un rôle important dans la consommation d'énergie dans les réseaux de capteurs, d'où la nécessité d'établir un chemin optimal entre la source et la destination. Dans cette partie nous proposons

n=30	n=29	n=28	n=3	n=2	n=1
8.3438							
8.6315	8.6315						
8.9398	8.9398	8.9398					
9.2709	9.2709	9.2709	..				
9.6274	9.6274	9.6274	..				
10.013	10.013	10.013	..				
10.43	10.43	10.43	..				
10.883	10.883	10.883	..				
11.378	11.378	11.378	..				
11.92	11.92	11.92	..				
12.516	12.516	12.516	..				
13.174	13.174	13.174	..				
13.906	13.906	13.906	..				
14.724	14.724	14.724	..				
15.645	15.645	15.645	..				
16.688	16.688	16.688	..				
17.88	17.88	17.88	..				
19.255	19.255	19.255	..				
20.859	20.859	20.859	..				
22.756	22.756	22.756	..				
25.031	25.031	25.031	..				
27.813	27.813	27.813	..				
31.289	31.289	31.289	..				
35.759	35.759	35.759	..				
41.719	41.719	41.719	..				
50.063	50.063	50.063	..				
62.587	62.587	62.587			
83.438	83.438	83.438	83.438		
125.16	125.16	125.16	125.16	125.16	
250.31	250.31	250.31	250.31	250.31	250.31

TAB. 4.3 – Distances entre les noeuds en fonction du noeud émetteur.

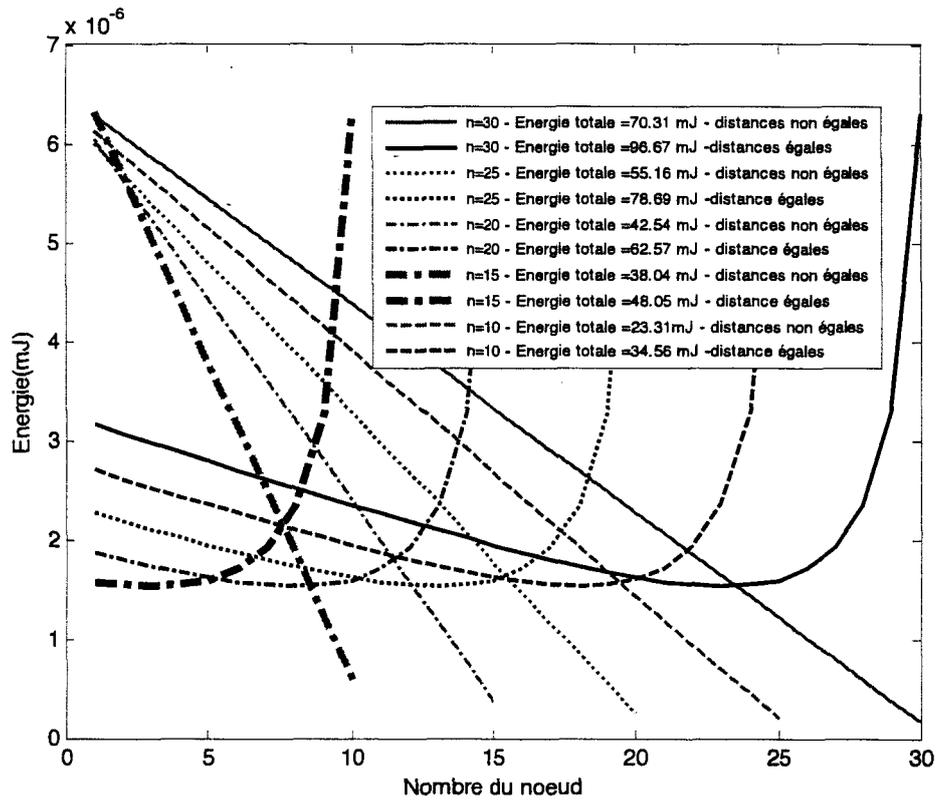


FIG. 4.15 – L'énergie totale consommée.

deux méthodes pour calculer le chemin optimal en tenant compte de rayons de transmission entre les noeuds, de l'énergie consommée lors des communications entre les terminaux et de la détection de noeuds voisins du noeud émetteur.

4.4.2 L'approche du maillage carré d'une zone

Nous proposons une approche du maillage carré d'une zone, qui permet de détecter les noeuds voisins du noeud émetteur en vue de l'établissement d'un chemin optimal entre la source et la destination. Cette méthode de détection est basée sur les principes suivants :

- Connaissance des positions exactes de la source et de la destination.
- Le noeud émetteur (x, y) est entouré par 8 noeuds formant un carré, qui occupent des positions (x_i, y_i) comme illustré dans la figure 4.16.
- Les distances entre le noeud émetteur et les noeuds voisins répercutant les informations vers la destination sont déterminées comme suit :

$$d_i = (\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}) \quad (4.33)$$

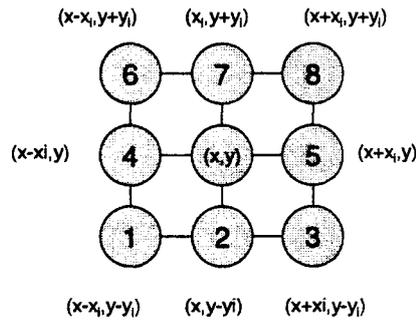


FIG. 4.16 – Les positions de noeuds dans le maillage carré.

- La direction du chemin optimal est celle la plus proche de la droite joignant l'émetteur à la destination (voir figure 4.17).

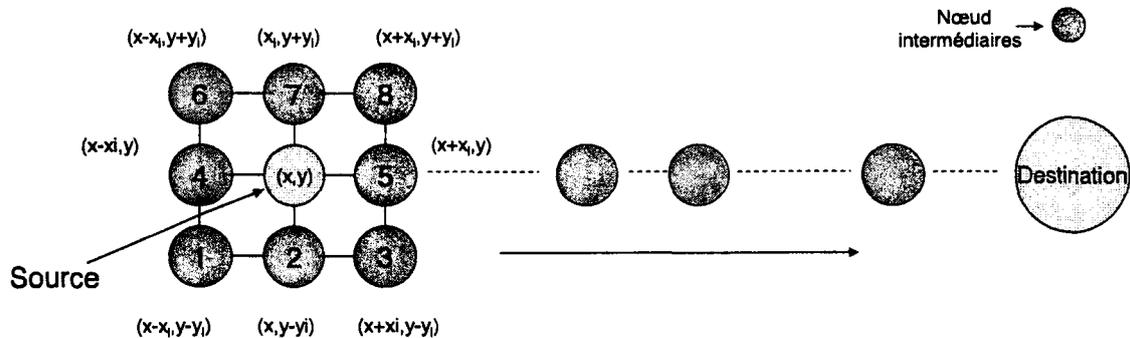


FIG. 4.17 – La direction du chemin.

- Le choix du nouveau noeud intermédiaire entre la source et la destination, illustré dans la figure 4.18, est donné dans l'équation suivante:

$$n_i = \text{Arg min}(|d_i - d_s|) \quad (4.34)$$

où d_s est la distance entre la source et la destination.

La figure 4.19 présente le chemin optimal entre la source et la destination, supposées distantes de 50 m. Ce chemin a été établi en utilisant l'approche du maillage carré. Nous pouvons constater que les rayons de transmission entre les différents noeuds (source, noeuds intermédiaires et la destination) varient entre 50 et $50\sqrt{2}$ mètres. Le chemin est composé de 11 noeuds plus le noeud récepteur (Sink).

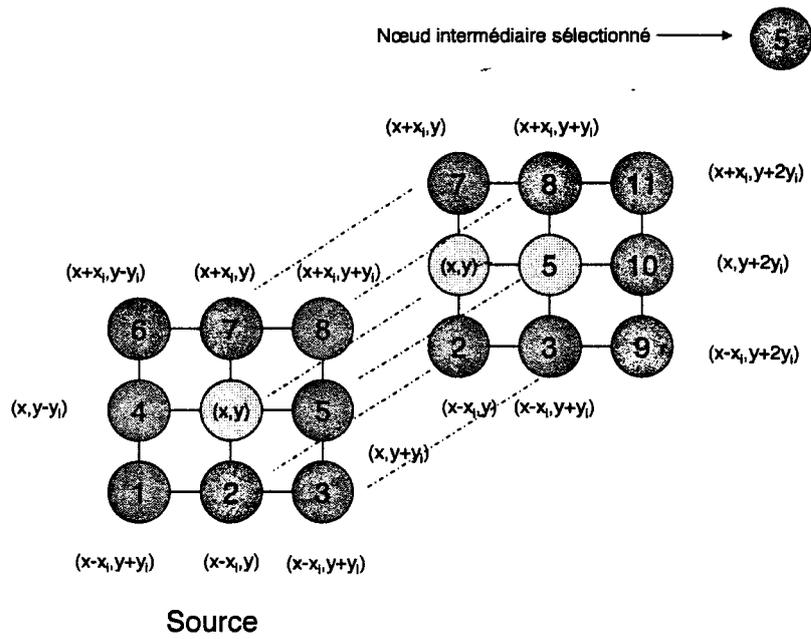


FIG. 4.18 – Le maillage carré d'une zone.

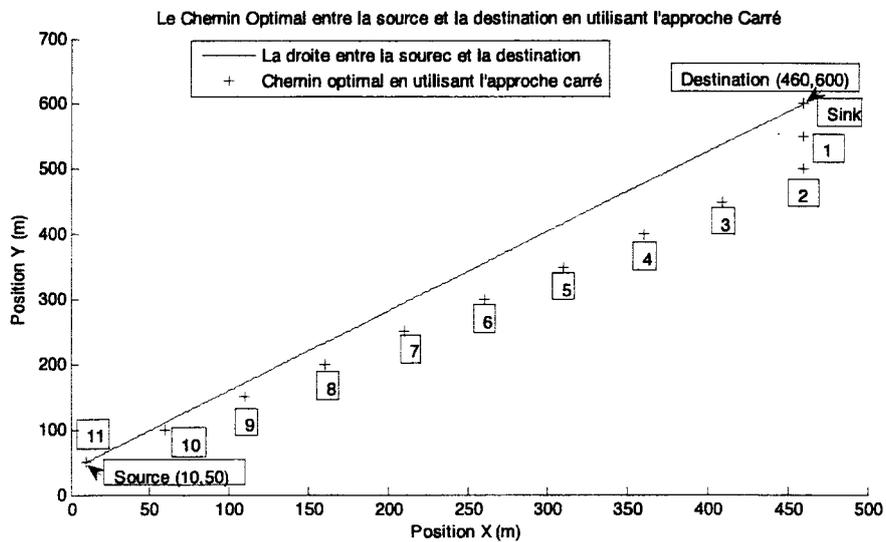


FIG. 4.19 – Les chemins entre la source et la destination.

La figure 4.20 présente la consommation totale d'énergie durant la transmission de données entre la source et la destination, qui s'élève à 33,08 mJ.

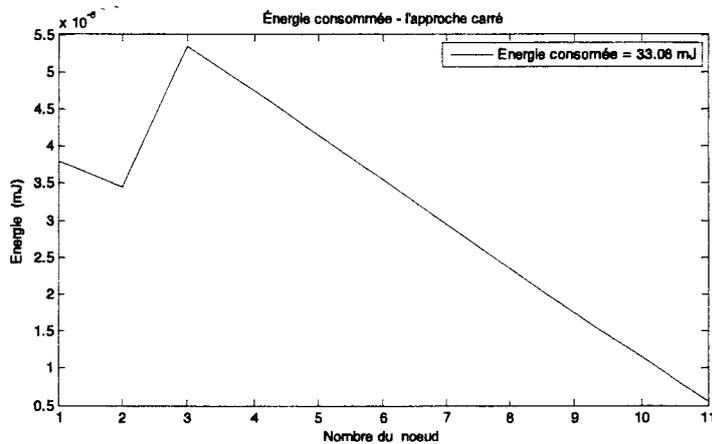


FIG. 4.20 – La consommation totale d'énergie.

4.4.3 L'approche du maillage circulaire d'une zone

Nous proposons maintenant une approche de maillage circulaire. Il est supposé que le réseau est maillé par des cercles concentriques. La forme circulaire est choisie ici parce qu'elle facilite l'estimation des communications multi-sauts à partir de capteurs jusqu'au noeud récepteur (Sink). Pour simplifier l'analyse le noeud récepteur (Sink) est supposé être au centre du cercle comme montré dans la figure 4.21.

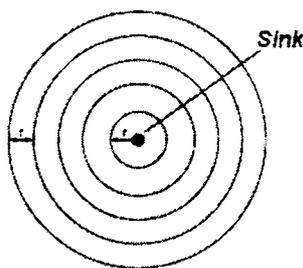


FIG. 4.21 – Le réseau circulaire.

La figure 4.22 montre un exemple de réseau composé de 8 noeuds placés sur chaque cercle autour du noeud récepteur (Sink) ainsi que les positions des différents noeuds intermédiaires qui envoient des informations vers le noeud récepteur. Les distances entre les différents cercles sont identiques ou non.

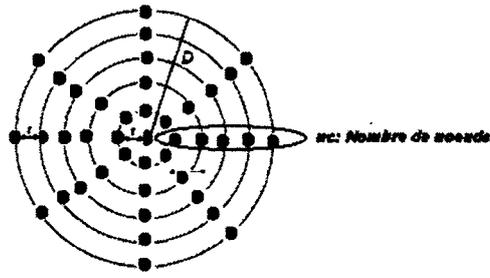


FIG. 4.22 – Le maillage circulaire avec 8 noeuds placés sur chaque cercle.

- Si les distances entre les cercles sont égales, alors $d_i = kD/N$ (n est le nombre total de noeuds et k est le nombre de noeuds placés sur chaque cercle), et la consommation d'énergie est calculée comme suit :

$$E_{total}(i) = k[(2.(nc - i + 1) - 1)E_{elec} + (nc - i + 1).e_{amp}(kD/n)^\alpha] \quad (4.35)$$

- Si les distances entre les cercles ne sont pas égales, alors leurs espacements optimaux sont donnés, d'après l'équation (4.30), par $d_i = D / [(\sum_{i=1}^{nc} (1/i)).(nc - i + 1)]$ avec nc le nombre de cercles, la consommation d'énergie est calculée comme suit :

$$E_{total}(i) = k[(2.(nc - i + 1) - 1)E_{elec} + (nc - i + 1).e_{amp}.d_i^\alpha] \quad (4.36)$$

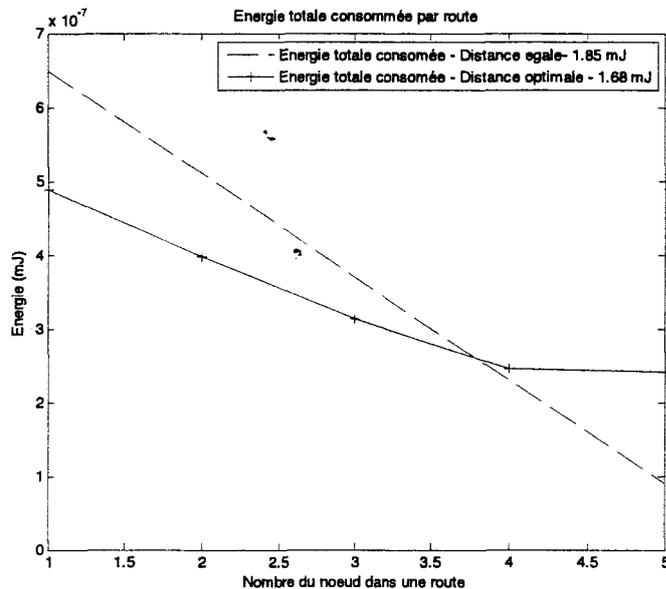


FIG. 4.23 – Energie totale consommée par chemin.

La figure 4.23 présente l'énergie consommée par chemin (par cercle) pour une distance totale D de 100 m, donc la consommation totale de ce réseau est de 14,8 mJ quand les cercles sont régulièrement espacés et de 13.5 mJ quand leurs espacements sont optimaux.

Dans la figure (4.24), nous avons utilisé les mêmes paramètres que pour le maillage carré (voir figures 4.19), soit une distance de 700 m entre la source et la destination et 11 noeuds émetteurs potentiels plus le récepteur. Nous avons constaté que l'énergie totale consommée en utilisant la méthode du maillage carré est de 33,08 mJ et l'énergie consommée par chemin en utilisant la méthode de maillage circulaire est de 32,24 mJ quand les espaces entre les cercles sont égaux et de 22,27 mJ quand les espaces sont optimisés.

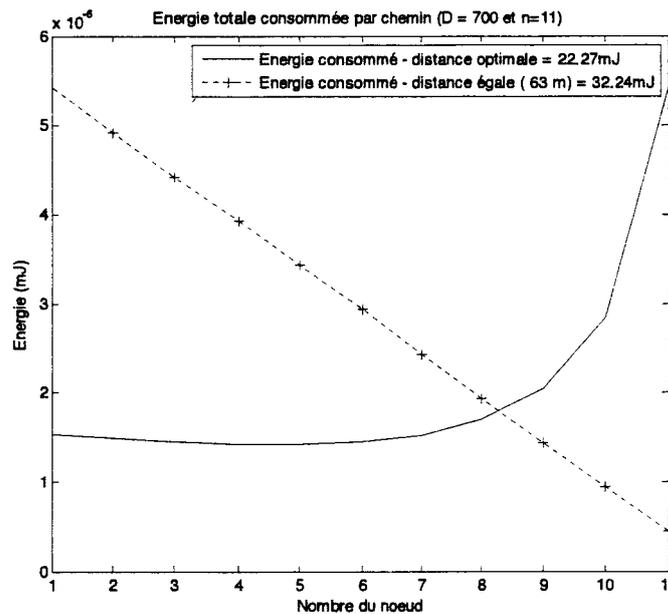


FIG. 4.24 – Energie totale consommée avec $D = 700$ m et $nc = 11$.

4.5 Conclusion

L'algorithme A est une méthode d'ordonnement des noeuds du réseau utilisée dans le cas de réalisations complexes. Le réseau est décomposé en noeuds élémentaires dont certains sont liés par des relations d'antériorité. À chaque noeud est associée une durée de vie de batterie (life time). L'algorithme A permet de déterminer le délai avant la fin de la durée de vie du réseau (soit de maximiser la durée de vie du réseau), d'identifier les noeuds critiques (noeuds sur lesquels on doit concentrer la surveillance pour respecter les délais), i.e., l'instant où :

- le premier noeud tombe en panne,
- la durée de vie d'un noeud qui appartient au chemin optimal est dépassée, provoquant une coupure du chemin optimal, Une certaine fraction du réseau tombe alors en panne,

- la perte de la couverture ou de connectivité se produit.

Il permet également de localiser les noeuds dans le réseau pour déterminer les relations d'antériorité et d'utiliser la durée de vie maximale des noeuds sources et intermédiaires (leurs durées de vie sont très petites comparées à celles des noeuds récepteurs et destination).

L'algorithme B nous a permis de réduire la consommation totale d'énergie d'un réseau de capteurs linéaire, composé de 30 noeuds, de 15 à 38 % en utilisant des rayons de transmissions optimaux. Le modèle utilisé suppose que l'émetteur peut dynamiquement ajuster sa puissance de transmission, de sorte que le rapport signal sur bruit désiré soit garanti au niveau du récepteur. De plus, cet algorithme peut être facilement étendu au cas du maillage bi-dimensionnel.

Ce travail sera poursuivi pour étudier les scénarios où la puissance de transmission reste fixe et pour trouver également des techniques efficaces de codage pour des applications pratiques de réseaux de capteurs sans fil.

De plus, nous avons ici utilisé une fonction de coût qui maximise la capacité résiduelle des batteries. Il serait simple de modifier nos algorithmes en vue de minimiser une fonction de coût prenant en compte un nombre plus élevé de paramètres, comme expliqué à la section 3.2.6 du chapitre 3.

Bibliographie

- [1] B. Xu, and S. Hischke, "The role of adhoc networking in future wireless communications", Proc. ICCT 2003, 2, 1353-1358, Beijing, China, April 2003.
- [2] L. Cheng, A.G. Bourgeois, and B.H. Yu, "Power management in wireless adhoc networks using AODV", SNPD 2005, 436-443, Towson, Maryland, USA, May 2005.
- [3] S. Singh, M. Woo, and C.S. Raghavendra, "Power-aware routing in mobile adhoc networks," Proc. ACM/IEEE MOBICOM98, 181-190, Dallas, USA, Oct. 1998.
- [4] V. Rodoplu, and T. Meng, "Minimum Energy Mobile Wireless Networks", IEEE Journal of Selected Areas in Communications, 17(8), 1334, 1999.
- [5] E. Uysal-Biyikoglu, B. Prabhakar, and A. El Gamal, "Energy efficient transmission over a wireless link", IEEE/ACM Transactions on Networking, 10, 487-499, 2002.
- [6] Q. Li, J. Aslam, and D. Rus, "Online power-aware routing in adhoc networks", Proc. ACM MOBICOM01, 97-107, Rome, Italy, July 2001.
- [7] J. Aslam, Q. Li, and Daniela Rus, "Three Power-aware Routing Algorithms for Sensor Networks", Journal of Wireless Communications and Mobile Computing, 187-208, March 2003.
- [8] J. M. Rabaey, M. J. Ammer, J. L. DaSilva Jr., D. Patel, and S. Roundy, "PicoRadio supports adhoc ultra-low power wireless networking", IEEE Computer, 33, 4248, 2000.
- [9] L.M. Feeney, "An Energy-Consumption Model for Performance Analysis of Routing Protocols for Mobile Ad-hoc Networks", ACM Journal. Mobile Networks and Applications, 3(6), 239-249, 2001.

- [10] J. H. Chang and L. Tassiulas, "Energy conserving routing in wireless adhoc networks", Proc. IEEE INFOCOM00, 2231, Mar. 2000.
- [11] D. Pokrajac, "Smart badge usage model", url : [iee802.org/15/pub/2001/Jan01/01039r0P802 15 TG4- EXI-proposal-for-LR-WPAN-CFA.doc](http://iee802.org/15/pub/2001/Jan01/01039r0P802%20TG4-EXI-proposal-for-LR-WPAN-CFA.doc), 2001.
- [12] G. Zussman, A. Segall, "Energy efficient routing in Ad-hoc disaster recovery networks", Ad-hoc Networks, 1(4), 405-421, Nov. 2003.
- [13] F. Shebli, I. Dayoub, J.-M. Rouvaen, N. Al-Houlou, "A new management approach for finding an optimal path in an ad-hoc network," ICNS, International Conference on Networking and Services (ICNS '07), 65, 2007
- [14] F.Akyildiz, W. Su and Y. Sankarsubramaniam, "Wireless sensor networks: a survey", Computer Networks, 38, 393-422, 2002.
- [15] C.-Y. Chong and S. Kumar, "Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges", Proc. IEEE, 91(8), 1247-1256, 2003.
- [16] J. Hill, M. Horton, R. Kling and L. Krishnamurthy, "The Platforms Enabling Wireless Sensor Networks", Communications of the ACM, 47(6), 2004.
- [17] I. Teixeira, J.F. de Rezende, and A.C.P. Pedroza, "Wireless Sensor Network: Improving the Network Energy Consumption", XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT2004, Belém, Brazil, September 2004.
- [18] W.R. Heinzelman, A. Chandrakasan, and H. Balakrishnan, "Energy efficient communication protocol for wireless microsensor networks", Proceedings of the 33rd IEEE Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS), 1-10, Jan. 2000.
- [19] W. Li. and C.G. Cassandras, "Sensor Networks and Cooperative Control", European Journal of Control, 11(4-5), 436-463, 2005.
- [20] Q. Gao, K.J. Blow, D.J. Holding, I. Marshall, and X.H. Peng, "Radio Range Adjustment for Energy Efficient Wireless Sensor Networks", Ad- Hoc Networks, 4,(1), 75-82, 2006.
- [21] W. Ye, J. Heidemann, and D. Estrin, "Medium access control with coordinated adaptive sleeping for wireless sensor networks", IEEE/ACM Transactions on Networking, 12, 493-506, June 2004.
- [22] H. Karvonen, Z. Shelby, and C.A. Pomalaza-Raez, "Coding for Energy Efficient Wireless Embedded Networks", Proceedings of the International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks, May 31 - June 3, 2004, Oulu, Finland.
- [23] J. Haapola, Z. Shelby, C.A. Pomalaza-Raez, and P. Mahonen, "Multihop Medium Access Control for WSNs: An Energy Analysis Model", EURASIP Journal of Wireless Communications and Networking, 4, 523-540, September 2005.
- [24] J. Haapola, "Low-power wireless measurement system for physics sensors", Master Thesis, University of Oulu, Oulu, Finland, 2002, available online <http://www.ee.oulu.fi/jhaapola/>.
- [25] J. Haapola, Z. Shelby, C. Pomalaza-Raez, and P. Mahonen, "Crosslayer energy analysis of multihop wireless sensor networks", Proc. 2nd European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN 05), 3344, Istanbul, Turkey, January February 2005.

- [26] F. Shebli, I. Dayoub, J.M. Rouvaen, A. Zaouche, "A New Optimization Approach for energy Consumption within Wireless Sensor Networks," AICT, p. 14, The Third Advanced International Conference on Telecommunications (AICT'07), Morne, Mauritius, 2007.
- [27] M. Bhardwaj, A. Chandrakasan, and T. Garnett, "Upper bounds on the lifetime of sensor networks", Proceedings of the IEEE ICC, 785-790, 2001.
- [28] F. Shebli, I. Dayoub, A. Okassa-M'foubat and J.M. Rouvaen, "Minimizing energy consumption within wireless sensors networks using optimal transmission range between nodes," 2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communication, 24-27 November, 2007, Dubai, United Arab Emirates.
- [29] F. Shebli, I. Dayoub and J.M. Rouvaen, "Minimizing energy consumption within wireless sensors networks," Ubiquitous Computing and Communication Journal (UBICC), pages 19-24, UBICC 2007.

Chapitre 5

Application : localisation et poursuite

5.1 Mise en place d'une application

5.1.1 Introduction

Dans le cadre de cette thèse, il était initialement prévu d'étudier et d'implémenter une application des réseaux de capteurs sans fil. Il s'est avéré que des noeuds capteurs ou des éléments constitutifs de ces derniers en quantités faibles (entre 10 et 100) n'ont pas été disponibles auprès de distributeurs français jusqu'à une date récente (disons fin 2007 - début 2008). Il m'a donc été demandé, à défaut, de préparer la mise en place d'une application des réseaux de capteurs sans fil, d'en établir le cahier des charges à l'intention de futurs thésards qui travailleront dans le domaine. Ceci comporte, dans une première phase, les choix, non indépendants, de moyens de simulation, d'une architecture de noeud capteur (type de circuit radio, type de microprocesseur, moyens de développement). Une application typique doit ensuite être choisie et ses caractéristiques principales décrites.

5.1.2 Choix de l'architecture radio de noeud capteur

5.1.2.1 Choix de Zigbee

Nous avons vu, dans les chapitres précédents, que la majorité des composants radio utilisables dans les réseaux de capteurs sans fils étaient basés sur le standard IEEE 802.11. Mais nous avons également signalé l'intérêt du standard à courte portée IEEE 802.15.4 et les travaux de l'Alliance Zigbee, qui ont permis d'envisager des consommations de puissance inférieures et des taux d'erreur moindres (voir figure 5.1) pour des débits comparables.

Or, depuis fin 2006 et au cours de l'année 2007, plusieurs firmes ont commercialisé des circuits radio conformes au standard Zigbee (et aussi des cartes de développement). Ces produits sont maintenant pour la plupart distribués commercialement en France et les tarifs sont à peine plus élevés que ceux pour les circuits de la génération antérieure (souvent basés sur la norme IEEE 802.11 WiFi), qui ont été présentés dans l'annexe C.

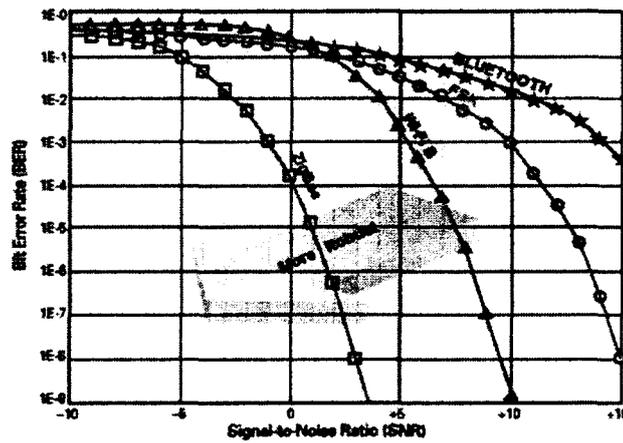


FIG. 5.1 – Taux d'erreur comparés.

Notre choix s'est donc porté sur une architecture de communication de type Zigbee.

5.1.2.2 Circuits radio

Parmi les circuits radio disponibles, on peut citer ceux de la firme Chipcon, concepteur d'un des tous premiers circuits radio Zigbee apparus (CC2420) [1] (voir figure 5.2), et maintenant acquis par Texas Instruments, ou encore ceux des firmes Meshnetics [2], Digicom [3], Microchip [4], Jennic [5], Ember [6], Radio Frequency Monolithics [7], Crossbow [8] et Atmel [9].

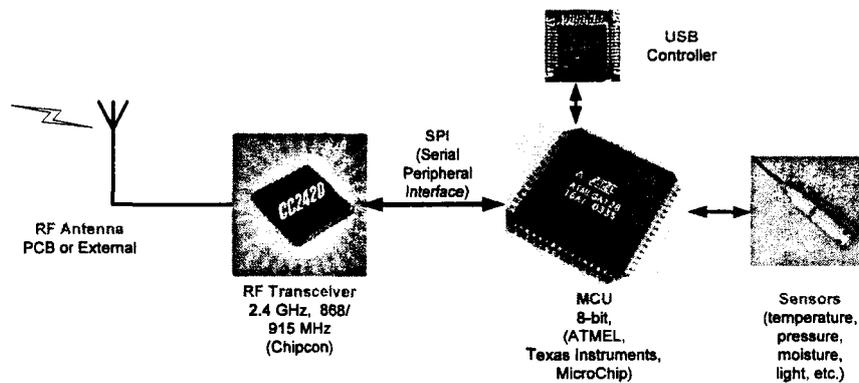


FIG. 5.2 – Circuit CC2420 de Chipcon.

La portée de communication des circuits radio ci-dessus (utilisés à leur puissance maximale de sortie compatible avec la norme Zigbee) varie en intérieur (indoor) entre 30 et 100 m et jusqu'à 1 km et plus en ne respectant que l'IEEE 802.15.4. Elle est sensiblement plus élevée en extérieur (outdoor) et elle peut généralement être contrôlée en jouant sur la puissance de sortie des circuits.

5.1.2.3 Moyens de développement

Plusieurs des firmes ci-dessus proposent, outre des cartes de développement, des logiciels de développement, parfois libres de droit (notamment des couches MAC intégrables dans TinyOS ou d'autres systèmes opératoires) et même des microprocesseurs facilement interfaçables aux circuits radio qu'elles commercialisent (ou parfois intégrés avec eux). Il existe donc des solutions complètes disponibles commercialement.

5.1.2.4 IEEE 802.15.4a

Quelques solutions utilisant les couches physiques alternatives proposées par la norme IEEE 802.15.4a et respectant en partie la norme Zigbee commencent à apparaître. L'offre devrait à terme se développer et donner la possibilité d'augmenter la portée des circuits à puissance consommée égale, ainsi que celle d'une localisation précise (10 cm à 1 m) des autres noeuds du réseau et de cibles stationnaires ou mobiles. Il conviendra d'observer les évolutions de cette nouvelle approche pour Zigbee.

5.1.3 Choix du microprocesseur

Le choix se résume en fait aux microprocesseurs couramment utilisés dans les systèmes embarqués (voir table 5.1), qui assurent une assez basse consommation, ou des processeurs spécialisés et hautement intégrés (RAM, ROM, I/O, périphériques) basse consommation, faible coût.

Processor Family	Intel 8851 μ C	Motorola 68HC11 μ C	Motorola ColdFire μ C	Motorola PowerPC μ C	ARM μ C	Atmel AVR	Microblaze μ C
Processor architecture	80C	CISC	CISC (MCF5407)	RISC (MPC6500)	RISC (ARM7)	RISC (AVR)	RISC (PIC)
Processor speed	12 MHz - 16 MHz	4 MHz	33 MHz - 333 MHz	Up to 300 MHz	750 MHz	Up to 10 MHz	Up to 40 MHz
ROM size	4 KB	8 KB - 12 KB	16 KB (Cache), 8 KB (DCache)	4 MB Flash	40 KB - 192 KB Flash	Up to 328 KB Flash	Up to 8192 bytes
RAM size	438 bytes	256 bytes - 812 bytes	4 KB SRAM	128 KB	4 KB SRAM	4 KB SRAM	Up to 256 bytes
I/O capabilities	4 8-bit ports	5 8-bit ports	18-bit ports	N/A	Up to 78 GPIO	Up to 33 GPIO	Up to 33 GPIO
Interfaces	UART	UART, SPI, ADC	UART, USART, I ² C	None	UART	UART, SPI	UART, USB, I ² C
Data bus width	8-bit	8-bit 6800 or 6809 μ P	32-bit MCF5xxx μ P	32-bit MPC65xx μ P	32-bit ARM7 μ P	8-bit megaAVR μ P	8-bit PIC18 family
Particulars	2 16-bit counters/timers	812 bytes of EEPROM	2 16-bit timers	MMU and DSP functionality	8-bit ADC, timers, PWM and watchdog	4 KB EEPROM, 16-bit ADC, PWM	8-bit ADC, 8-bit timer, comparator

TAB. 5.1 – Microprocesseurs pour l'embarqué.

Leur rôle est d'exécuter des programmes de contrôle semblables à ceux des systèmes embarqués, de gérer les mesures des capteurs et les communications. Certaines tâches sont critiques dans le temps et

une opération en temps réel est nécessaire dans beaucoup d'applications, d'où l'utilisation de files de données (queues) et de sémaphores, ainsi que le recours à des tâches préemptives.

Les microprocesseurs pour lesquels des outils logiciels sont déjà spécifiquement disponibles pour des circuits radio Zigbee sont principalement le MSP430 de Texas Instruments [10] (voir figure 5.3, qui donne également une idée des consommations dans divers modes) et les AVR d'Atmel [11] (voir figure 5.4).

On peut aussi citer les microprocesseurs ARM d'Acorn [12] et PIC de Microchip [4] (pour lequel une pile Zigbee fournissant une bonne partie des fonctionnalités prévues dans le standard et en constante amélioration est disponible gratuitement [13]). En fait, le choix du microprocesseur sera dicté par celui d'une solution complète (radio - microprocesseur - cartes et outils logiciels de développement) et sa disponibilité en France auprès d'un distributeur.

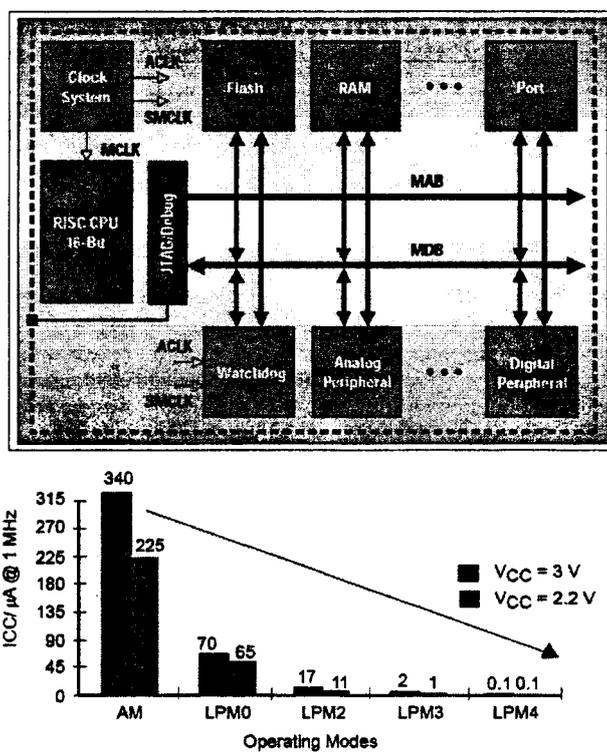
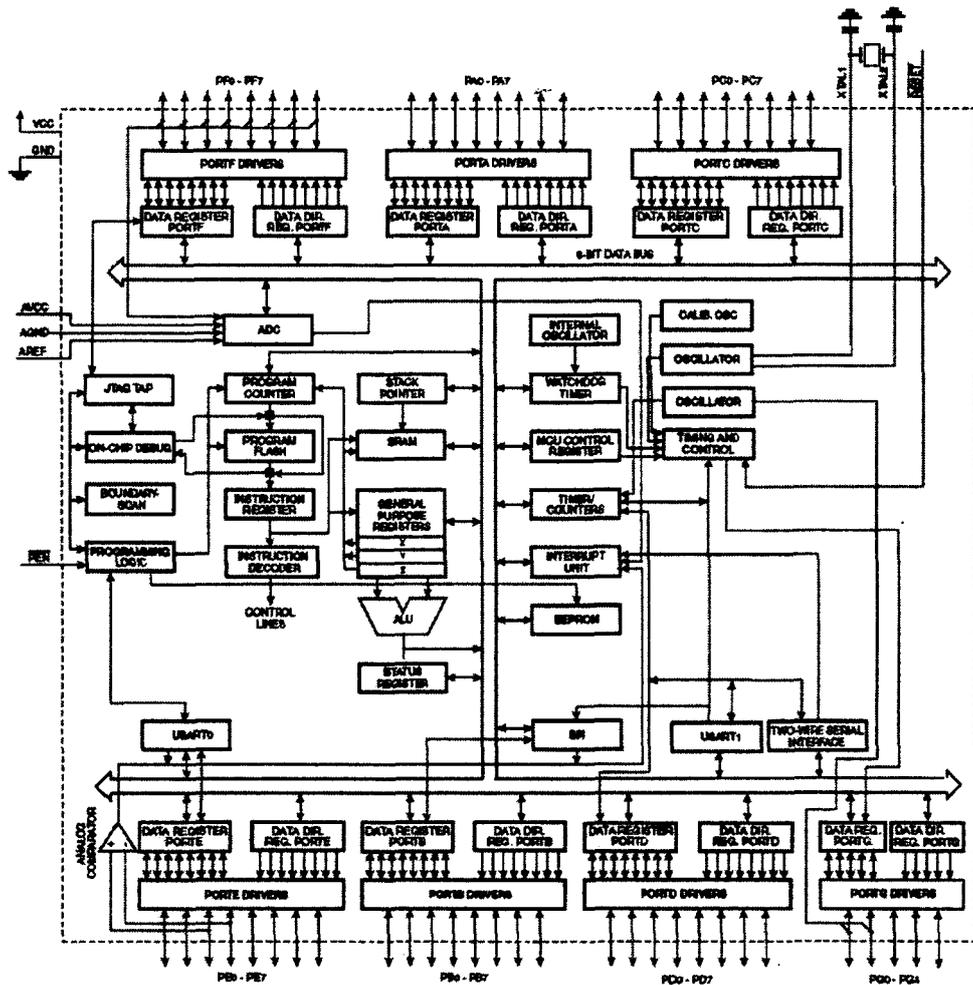


FIG. 5.3 – Microprocesseur MSP430.

5.1.4 Logiciels de simulation

Le choix se résume principalement au système de simulation TinyOS spécifiquement destiné aux réseaux de capteurs, et deux systèmes, Omnet++ et ns-2, susceptibles de traiter un grand nombre de problèmes dans le domaine des télécommunications filaires et sans fil. Ces systèmes sont présentés dans l'annexe A.



Mode	Current
Active (4 MHz)	5.5 mA
Idle (4 MHz)	2.5 mA
Power-down WDT enabled	25 μ A
Power-down WDT disabled	10 μ A

FIG. 5.4 – Microprocesseur AVR.

Il faut signaler que ces deux derniers systèmes disposent de passerelles vers TinyOS, consistant principalement en des utilitaires de traduction et de transcription des programmes écrits pour TinyOS, et vers le logiciel de simulation généraliste Matlab (exécution collaborative).

Ces trois solutions sont caractérisées par la disponibilité de protocoles Zigbee implémentant tout ou partie du standard, ainsi que par une panoplie de protocoles de routage. Les deux dernières sont plus ouvertes et permettent l'addition de caractéristiques supplémentaires aux protocoles de routage (pour tenir compte de la consommation d'énergie par exemple).

5.1.5 Choix de l'application

Un large éventail d'applications était a priori envisageable. Cependant, celles nécessitant un large déploiement géographique étaient exclues par avance. D'autre part, diverses applications de localisation ont été étudiées au laboratoire et ont fait l'objet de plusieurs thèses antérieures, la plupart dans le domaine des applications des télécommunications aux transports. Au vu du savoir faire de base acquis sur le sujet, c'est donc une application de localisation de cible fixe, puis de poursuite de cible mobile qui a été privilégiée. Nous supposons le réseau implanté en intérieur (indoor) et que la cible trahit sa présence par l'émission d'un signal, le choix le plus simple consistant à utiliser un circuit radio Zigbee disposé en une position fixe ou porté par un piéton en déplacement dans un bâtiment. Dans la section 5.2 suivante, nous allons détailler les caractéristiques intrinsèques d'une application de localisation et de poursuite, ainsi que celles liées à l'utilisation d'un réseau de capteurs sans fil.

5.2 Localisation et poursuite

Le problème de la localisation et de la poursuite de cibles est un exemple canonique d'application des réseaux de capteurs sans fil. Il fait en effet intervenir la plupart des points critiques généraux dans ces réseaux (notamment le routage, l'aggrégation et le traitement de l'information ainsi que l'organisation du système), tout en introduisant certaines spécificités propres. C'est pourquoi nous avons choisi de mettre en oeuvre ce type d'application dans le futur au laboratoire.

5.2.1 Description du problème

5.2.1.1 Caractéristiques de la tâche

La localisation et la poursuite d'objets ou de signaux mobiles constituent une des fonctions essentielles des réseaux de capteurs dans un grand nombre d'applications. Il s'agit là d'un problème classique qui peut illustrer un certain nombre de problèmes de traitement de l'information et d'organisation rencontrés dans les réseaux de capteurs, comme par exemple la définition et la formation dynamiques de groupes de capteurs sur la base des besoins liés aux tâches et aux ressources disponibles. La poursuite fait apparaître les questions les plus importantes concernant le traitement collaboratif, le partage de l'information et la gestion des groupes, parmi lesquels la détermination des capteurs utilisés, de ceux disposant d'une information utile, de ceux devant communiquer et de ceux devant recevoir l'information (et à quels instants et avec quelle fréquence), tout ceci dans un environnement évoluant dynamiquement.

Une autre classe d'application des réseaux de capteurs est uniquement concernée par le problème de la détection d'un champ, défini comme une quantité physique distribuée, telle que la température, la pression ou encore un flux lumineux, dans une région donnée de l'espace. Chaque point d'un champ est associé à une quantité scalaire ou vectorielle dans une zone à deux dimensions (plane) ou dans un volume spatial. On obtient donc ainsi une application mathématique de type $\mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}$ ou $\mathcal{R}^3 \rightarrow \mathcal{R}$.

Considérons maintenant un problème de captation d'un champ de température dans lequel on s'intéresse à la position et à l'extension spatiale des points chauds. Ceci passe évidemment par l'extraction de contours iso-températures à partir des mesures ponctuelles de la température, puis la caractérisation de ces contours, relativement à leur taille ou à d'autres facteurs. Bien que ce problème soit différent de celui de la poursuite de cibles ponctuelles, tous deux font appel à un traitement collaboratif entre capteurs, principalement temporel et parfois spatial (poursuite de cibles multiples) dans le cas de la poursuite, essentiellement spatial et parfois temporel (champ variant dans le temps) dans le cas de la captation de champ.

5.2.1.2 Description mathématique

Du point de vue de la prise d'informations et du traitement de ces dernières, un réseau de capteur peut être considéré comme un conteneur abstrait $G = (V, E, P_V, P_E)$, dont les éléments sont :

- V noeuds du graphe représentant le réseau,
- E liens de ce graphe ($E \subseteq V \times V$),
- P_V ensemble de fonctions représentant les propriétés de chacun des noeuds V , comme sa position, sa capacité de calcul, son mode de prise d'information (acoustique, sismique, magnétique, infra-rouge, température, pression ou lumière, ...), le type de sortie du capteur (amplitude d'un signal, direction d'arrivée d'une source DOA, distance d'une cible, ou étiquette de classification de cible), réserve d'énergie, etc,
- P_E spécifie les propriétés de chaque lien, comme sa capacité et sa qualité.

Un problème de poursuite peut être représenté comme un problème d'optimisation sous contraintes (G, T, W, Q, J, C) .

- G représente le réseau de capteurs,
- T est un ensemble de cibles, chacune spécifiée par sa position, sa forme (si différente d'un point source), le type de signal délivré par la source,
- W est un modèle de signal, indiquant comment les signaux issus des cibles se propagent et s'atténuent dans un milieu physique (assez fréquemment un modèle en carré de l'inverse de la distance),
- Q représente un ensemble de requêtes des utilisateurs, spécifiant les utilisateurs dont elles émanent, leur nature (par exemple compter le nombre de cibles situées dans une région donnée R), et à quelle région du réseau elles s'adressent,
- J est la fonction objectif (ou coût) à minimiser, définie à partir des tâches (par exemple une précision de localisation d'une cible),
- $C = \{C_1, C_2, \dots\}$ spécifie un ensemble de contraintes (comme un temps maximal de localisation ou une quantité maximale d'énergie à utiliser pour accomplir la tâche).

Dans un problème d'optimisation sous contraintes, une méthode est utilisée afin de trouver des solutions possibles pour la captation et la communication, satisfaisant les contraintes du problème. Par exemple, on peut ainsi définir un ensemble de noeuds capteurs (constituant un chemin), qui diffusent et combinent les données dont ils assument le routage vers le noeud dont émane la demande. Pour des réseaux sans fil, la fonction objectif et les contraintes ne sont connues qu'au moment de l'exécution de la tâche. Le problème d'optimisation doit être résolu de façon décentralisée, pour faire face à des contraintes et à des ressources du système pouvant évoluer dans le temps. Par conséquent, les algorithmes décentralisés et les protocoles de résolution du problème d'optimisation diffèrent notablement de leurs homologues classiques fonctionnant de façon centralisée.

5.2.1.3 Notations

De façon générale, dans la suite de ce chapitre, tous les symboles minuscules gras représentent des quantités vectorielles, comme la position ou la vitesse, alors que les symboles majuscules gras représentent des matrices comme la matrice de déviation utilisée dans l'estimation de la direction d'arrivée (DOA).

5.2.2 Scénario de poursuite

5.2.2.1 Description du scénario de poursuite

Considérons le scénario de poursuite illustré par la figure 5.5 (adaptée de [14]).

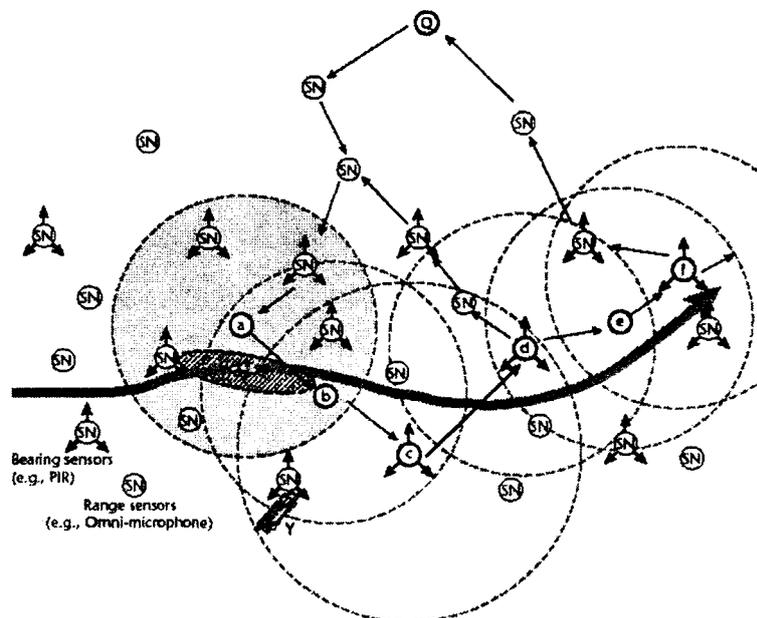


FIG. 5.5 – Scénario de poursuite.

Une cible X traverse de la gauche vers la droite un champ de capteurs. Les activités se produisant au sein du réseau de capteurs lors de la poursuite de cette cible sont détaillées ci-dessous.

1. Découverte : le noeud a détecte la cible X et en initialise la poursuite.
2. Traitement de la requête : une requête utilisateur Q est envoyée au réseau et est dirigée vers la région concernée, soit une région entourant le noeud a . Le traitement concomitant d'autres requêtes, comme celles dont la durée d'exécution peut être significative, demeure possible.
3. Traitement collaboratif : le noeud a estime la position de la cible, éventuellement avec l'aide des noeuds voisins. Cette estimation s'effectue par triangulation ou trilatération, ou en utilisant l'algorithme des moindres carrés sur un ensemble de données mesurées par les capteurs, ou encore une méthode statistique basée sur l'estimation de Bayes.
4. Communication : lors des déplacements de la cible X , le noeud a peut transférer la tâche d'estimation initiale de la position de la cible à un autre noeud b , puis b à c , et ainsi de suite. Le problème crucial est alors de sélectionner le prochain noeud parmi les voisins du noeud actuellement en charge de la tâche situés à une distance d'un saut. Un choix non judicieux peut conduire à une perte de la cible ou à une consommation d'énergie excessive, due à des communications non nécessaires. La communication des données ne peut être séparée de leur agrégation et de leur traitement, qui doivent donc être optimisés conjointement avec elle.
5. Rapport : le noeud d ou le noeud f peut résumer les données de poursuite et les renvoyer vers le noeud émetteur de la requête initiale.

Si l'on suppose qu'une autre cible Y rentre dans la région à peu près au même instant, le réseau doit exécuter plusieurs tâches afin de poursuivre les deux cibles simultanément. Si les deux cibles demeurent proches lors de leurs déplacements, le problème de l'association correcte d'une mesure à une cible (association de données) se pose. De plus, les groupes de capteurs susceptibles de collaborer doivent être définis avec soin, car des groupes multiples doivent partager les mêmes ressources matérielles [15].

Le scénario de poursuite ci-dessus introduit plusieurs problèmes de traitement de l'information concernant la découverte de l'information distribuée, sa représentation, la communication, le stockage et les requêtes :

- pour le traitement collaboratif, la détection des cibles, leur localisation, leur poursuite, le contrôle des capteurs et l'attribution de tâches à ces derniers,
- pour la mise en réseau, la désignation des données (afin de les identifier), leur agrégation et leur routage,
- pour les bases de données, l'abstraction des données et l'optimisation des requêtes,
- pour l'interface homme-machine, la consultation, la recherche et la visualisation des données,
- pour les services d'infrastructure, l'initialisation du réseau, les services temporels et de localisation, le traitement des erreurs et la sécurité.

5.2.2.2 Formulation du problème

Pour le problème de poursuite dans un réseau de capteurs, les notations suivantes sont utilisées :

- l'indice supérieur t désigne le temps (on considère donc des instants discrets représentés par des entiers non négatifs),
- l'indice inférieur $i \in \{1, \dots, K\}$ représente un capteur,

- K est le nombre total de capteurs dans le réseau,
- l'indice inférieur $j \in \{1, \dots, N\}$ représente une cible,
- N est le nombre total de cibles observées,
- $\mathbf{x}^{(t)}$ représente l'état d'une cible à l'instant t , soit la concaténation des états des cibles individuelles $\mathbf{x}_j^{(t)}$ donne l'état d'une cible étant ici défini par exemple par les 2 coordonnées (que l'on peut désigner sous le nom de paramètres) du point mobile correspondant dans un plan,
- $\mathbf{z}_i^{(t)}$ désigne la mesure du capteur i à l'instant t ,
- $\underline{\mathbf{z}}^{(t)} = \{\mathbf{z}^{(0)}, \mathbf{z}^{(1)}, \mathbf{z}^{(2)}, \dots, \mathbf{z}^{(t)}\}$ est l'historique des mesures jusqu'à l'instant t ,
- $\underline{\mathbf{z}}^{(t)} = \{\mathbf{z}_1^{(t)}, \mathbf{z}_2^{(t)}, \dots, \mathbf{z}_K^{(t)}\}$ est la collection des mesures de tous les capteurs à l'instant t .

Le problème de la représentation des états est abordé dans l'annexe D à la section D.2.

5.2.2.3 Modèle de capteur

Le problème peut être formulé en utilisant la théorie standard de l'estimation. les mesures $\mathbf{z}_i^{(t)}$ fournies par le capteur i , de caractéristiques $\lambda_i^{(t)}$, sont liées aux paramètres $\mathbf{x}^{(t)}$ à estimer par le modèle d'observation (ou de mesure) suivant :

$$\mathbf{z}_i^{(t)} = \mathbf{h}_i(\mathbf{x}^{(t)}, \lambda_i^{(t)}) \quad (5.1)$$

où \mathbf{h}_i est une fonction (pouvant être nonlinéaire) des mesures, paramétrée par les caractéristiques $\lambda_i^{(t)}$, qui représentent la connaissance (pouvant varier au cours du temps) acquise sur le capteur i .

Nous nous limitons ici au cas d'une seule cible, dont \mathbf{x} représente alors la position. Des caractéristiques typiques incluent la modalité (nature) du capteur, sa position ζ_i , et d'autres paramètres comme le modèle de bruit du capteur et sa réserve d'énergie. Ces caractéristiques peuvent être supposées comme relativement stables, par comparaison à la nature dynamique des mesures, lors de l'optimisation pour l'estimation distribuée.

Une forme particulière de l'équation (5.1) est :

$$\mathbf{h}_i(\mathbf{x}^{(t)}, \lambda_i^{(t)}) = \mathbf{f}_i(\mathbf{x}^{(t)}, \lambda_i^{(t)}) + \mathbf{w}_i^{(t)} \quad (5.2)$$

où \mathbf{f}_i est une fonction d'observation (éventuellement non linéaire) et \mathbf{w}_i est un bruit additif, de moyenne nulle et de variance connue.

Si \mathbf{f}_i est une fonction linéaire des paramètres, l'équation (5.2) se met sous la forme :

$$\mathbf{h}_i(\mathbf{x}^{(t)}, \lambda_i^{(t)}) = \mathbf{H}_i(\lambda_i^{(t)}) \mathbf{x}^{(t)} + \mathbf{w}_i^{(t)} \quad (5.3)$$

Considérons par exemple le problème de la détection d'une cible stationnaire et de capteurs de caractéristiques invariantes dans le temps. mesurant simplement l'amplitude d'un signal lié à la cible. Le vecteur d'état est alors simplement le vecteur $\mathbf{x} = \{x, y\}^{(T)}$ donnant la position de la cible et les caractéristiques sont :

$$\lambda_i = \{\zeta_i, \sigma_i^2\}^{(T)} \quad (5.4)$$

où ζ_i et σ_i^2 représentent, respectivement, la position connue du capteur et la variance du bruit additif.

Notons que \mathbf{x} et λ_i ne dépendent plus du temps. En supposant une propagation isotrope des signaux, la relation entre paramètres et mesures s'écrit :

$$z_i = \frac{a_i}{\|\mathbf{x} - \zeta_i\|^{\alpha/2}} + w_i \quad (5.5)$$

où a_i est une variable aléatoire représentant l'amplitude du signal sur la cible, α est le coefficient d'atténuation connue et $\|\cdot\|$ représente la norme euclidienne, w_i étant une variable gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_i^2 .

Dans l'annexe D, les problèmes d'association des données et de modèles de capteur sont abordés, respectivement aux sections D.4 et D.5.

5.2.3 Localisation collaborative

5.2.3.1 Généralités sur la localisation

La localisation constitue une importante classe d'applications des réseaux de capteurs. Elle permet ainsi de déterminer la position d'un objet, d'un véhicule, d'un animal ou d'un être humain, mobile ou non, et d'effectuer une opération de poursuite de cette cible (suivi des déplacements, de la trajectoire). En outre, dans leur fonctionnement interne, il est très intéressant de disposer de la localisation des noeuds du réseau de capteurs, qu'ils soient mobiles ou non, afin de rendre les informations collectées plus significatives (aspect spatio-temporel). Ceci peut s'effectuer au moment de l'installation (initialisation) du réseau dans le cas des noeuds statiques, mais n'est pas possible si le positionnement initial des noeuds est effectué au hasard (capteurs lancés sur une zone à partir d'un avion) ou les noeuds sont mobiles ou déplacés. Nous allons décrire dans ce qui suit des techniques d'auto-localisation, qui permettent à un noeud de déterminer sa position et les services de localisation active, qui permettent à un noeud de déterminer la position d'un autre noeud ou d'un objet. On pourrait penser a priori à utiliser les techniques de localisation par satellite GPS (disponibles au public depuis 1993), mais les récepteurs GPS actuels sont encore trop chers, trop encombrants et gourmands en énergie pour équiper tous les noeuds d'un réseau et fonctionnent très mal à l'intérieur de bâtiments ou au voisinage d'immeubles élevés ou de feuillages denses.

5.2.3.2 Mesures de distances

Les méthodes de mesures de distances [16] ont pour but d'estimer la distance entre un récepteur et un émetteur, en exploitant des caractéristiques de propagation connues des signaux.

Par exemple le niveau du signal reçu permet d'estimer directement cette distance si la puissance émise et la loi d'atténuation du signal sont connues. On suppose souvent que le niveau du signal diminue comme l'inverse du carré de la distance en espace libre, mais ce modèle est rarement satisfaisant, du fait de l'existence d'interférences, de masquages, d'effets liés aux trajets multiples et de variations possibles

de la différence de hauteur entre émetteur et récepteur. De plus, pour des raisons de coût de revient les circuits radio-fréquences incorporés aux capteurs sont rarement calibrés pour délivrer une puissance fixe normalisée. Une localisation à quelques mètres près est typiquement obtenue à partir de telles mesures de niveau de signal.

Une autre technique fait appel à des mesures de retards de propagation entre l'émetteur et le récepteur (la distance étant obtenue après multiplication par la vitesse de propagation). Ces méthodes, désignées sous le nom de temps d'arrivée (TOA), supposent que l'émetteur et le récepteur soient synchronisés et que l'émetteur connaisse l'instant d'émission exprimé dans un référentiel temporel accessible au récepteur et le lui transmette. Comme cette dernière condition concernant l'instant d'émission est difficile à satisfaire, une alternative consiste à mesurer la différence des temps d'arrivée (TDOA) entre l'émetteur et deux récepteurs (ou plus) et d'en déduire la distance entre l'émetteur et ces récepteurs.

Un autre problème est que la vitesse de propagation varie parfois de façon significative avec la température ou l'humidité et ne peut plus être considérée comme constante sur tout le trajet (cas des ultrasons par exemple). Il faut alors recourir à des techniques d'estimation de la vitesse de propagation locale. La précision de localisation par les techniques TOA et TDOA peut atteindre quelques centimètres [17].

5.2.4 Algorithmes de localisation par trilatération

5.2.4.1 Principe

Nous allons considérer ici le cas de la localisation effectuée à partir de mesures de distances séparant la cible de noeuds de positions déjà connues (que nous appellerons balises). La position de la cible dans un plan est repérée au moyen de deux paramètres (ses coordonnées x et y), de sorte que deux contraintes de distance au moins sont nécessaires pour en effectuer la localisation. Une mesure de distance par rapport à une balise place la cible sur un cercle centré sur la balise, de rayon égal à la distance mesurée. Dans le cas de la TDOA, la différence des distances à deux balises place la cible sur une hyperbole dont les balises sont les foyers.

Les quadriques planes (comme les cercles et les hyperboles) possèdent généralement des intersections multiples, de sorte qu'une troisième mesure est généralement nécessaire pour obtenir une localisation sans ambiguïté (voir figure 5.6).

5.2.4.2 Moindres carrés

Cependant, toute mesure est entachée d'une erreur, de sorte que la cible n'est pas située sur une courbe (cercle ou hyperbole), mais dans une région entourant cette dernière. Il est donc avantageux d'utiliser des mesures redondantes et d'utiliser la méthode des moindres carrés pour améliorer la précision de l'estimation. Cette opération est désignée sous le nom de multilatération atomique [17].

Désignons la cible que nous cherchons à localiser par l'indice 0 et les balises disponibles par les indices $1, 2, \dots, n$. La position de la balise i est donnée par le couple (x_i, y_i) et le signal émis par la cible arrive sur cette balise à l'instant t_i . Si s désigne la vitesse de propagation locale du signal, nous avons alors :

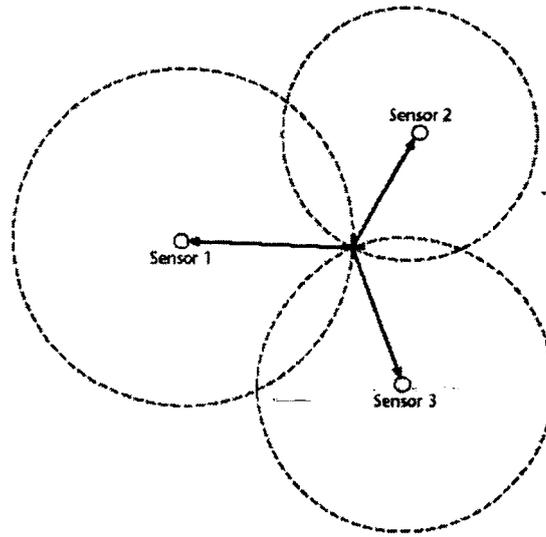


FIG. 5.6 – Localisation d'une source.

$$\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2} + \varepsilon_i(x_0, y_0, s) = st_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.6)$$

où ε_i désigne l'erreur sur la mesure du capteur balise i , due au bruit et à divers autres facteurs.

On peut aussi attribuer à chaque mesure une pondération α_i , indiquant le degré de confiance qu'on lui accorde. Le but est d'estimer le couple (x_0, y_0) et le scalaire s en minimisant l'erreur quadratique totale pondérée.

$$E(x_0, y_0, s) = \sum_{i=1}^n \alpha_i^2 \varepsilon_i^2(x_0, y_0, s) \quad (5.7)$$

Pour simplifier, supposons que l'on prenne $\alpha_i = 1, \forall i$. Le système de contraintes ci-dessus peut être linéarisé en les élevant au carré et en soustrayant le résultat pour la mesure 1 de ceux correspondant aux autres mesures, ce qui conduit aux $(n - 1)$ équations linéaires :

$$2x_0(x_i - x_1) + 2y_0(y_i - y_1) + s^2(t_i^2 - t_1^2) = -x_i^2 - y_i^2 + x_1^2 + y_1^2 \quad (5.8)$$

qui peuvent se mettre sous la forme matricielle $\mathbf{v} = \mathbf{A}\mathbf{u}$, avec :

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 2(x_2 - x_1) & 2(y_2 - y_1) & t_2^2 - t_1^2 \\ 2(x_3 - x_1) & 2(y_3 - y_1) & t_3^2 - t_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2(x_n - x_1) & 2(y_n - y_1) & t_n^2 - t_1^2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} -x_2^2 - y_2^2 + x_1^2 + x_1^2 \\ -x_3^2 - y_3^2 + x_1^2 + x_1^2 \\ \vdots \\ -x_n^2 - y_n^2 + x_1^2 + x_1^2 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Ceci correspond à un problème du type moindres carrés dès que $n > 3$. Une solution unique est possible tant que les balises ne sont pas colinéaires (auquel cas la matrice \mathbf{A} serait singulière et non inversible), deux solutions symétriques par rapport à la droite support des balises étant alors obtenues. La solution du système est donnée par $\mathbf{u} = [(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T] \mathbf{v}$, qui correspond aussi à la solution obtenue par la méthode du maximum de vraisemblance dans le cas d'un bruit de mesure gaussien.

D'autres approches plus complexes de multilatération, que nous ne décrivons pas ici, ont été proposées. On peut en trouver un inventaire dans [18] et les travaux que présente ce chapitre de livre référence.

5.2.4.3 Utilisation de mesures d'amplitude

Envisageons maintenant le problème a priori simple de la localisation d'une source de signal stationnaire à partir d'un ensemble de mesures d'amplitudes de signaux fournies par des capteurs.

Si le modèle d'atténuation du signal est connu, on peut associer une contrainte de distance à chaque mesure. Pour déterminer de façon unique une position dans un plan (2 dimensions), on doit disposer de trois mesures de distance (la troisième permettant de lever les ambiguïtés).

Nous supposons ici un modèle d'atténuation suivant une loi en inverse du carré de la distance ($\alpha = 2$). Si $\mathbf{x} \in \mathcal{R}^2$ représente la position de la source de signal, $\zeta_i \in \mathcal{R}^2$ est la position du capteur i , et z_i la mesure d'amplitude fournie par ce capteur, le modèle de signal, en omettant le bruit, s'écrit :

$$\|\mathbf{x}\|^2 + \|\zeta_i\|^2 - 2\mathbf{x}^T \zeta_i = \frac{a_i}{z_i}, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (5.10)$$

Pour chaque capteur i , cette équation fournit une contrainte quadratique sur l'inconnue \mathbf{x} . Pour obtenir un jeu de contraintes linéaires, nous pouvons soustraire la première ($i = 1$) des deux autres ($i \neq 1$), ce qui donne :

$$-2(\zeta_i - \zeta_1)^T \mathbf{x} = a_i \left(\frac{1}{z_i} - \frac{1}{z_1} \right) - (\|\zeta_i\|^2 - \|\zeta_1\|^2) \quad (5.11)$$

En posant $\mathbf{c}_i = -2(\zeta_i - \zeta_1)^T \mathbf{x}$ et $d_i = a_i \left(\frac{1}{z_i} - \frac{1}{z_1} \right) - (\|\zeta_i\|^2 - \|\zeta_1\|^2)$, il vient alors :

$$\mathbf{c}_i^T \mathbf{x} = d_i \quad (5.12)$$

En considérant K capteurs, il vient ainsi $K - 1$ contraintes linéaires, exprimées sous forme matricielle comme :

$$\mathbf{C}_{K-1}^T \mathbf{x} = \mathbf{d}_{K-1} \quad (5.13)$$

Pour $K = 3$, l'équation (5.13) détermine de façon unique la position de la source \mathbf{x} . Pour $K > 3$, la méthode des moindres carrés est utilisée [19] :

$$\mathbf{x} = [(\mathbf{C}_{K-1}^T \mathbf{C}_{K-1})^{-1} \mathbf{C}_{K-1}^T] \mathbf{d}_{K-1} \quad (5.14)$$

Il reste néanmoins quelques points à discuter. Toutes les contraintes dont il a été question ci-dessus ne fournissent pas la même quantité d'informations dans le cadre de la tâche de localisation. Le positionnement géométrique d'un capteur (fonction de la topologie du réseau), de même que sa distance à la source (soit le SNR), conditionnent la valeur de l'information qu'il fournit. Par exemple, trois capteurs disposés sur la même droite ne peuvent déterminer la position d'une source. Il est donc intéressant de déterminer le sous-ensemble de capteurs de taille minimale apte à fournir une information suffisante pour la localisation d'une source, parmi un ensemble de capteurs pouvant traiter cette requête. Pour cela, on peut utiliser la théorie plus générale de Bayes, qui permet de reformuler le problème en introduisant l'optimalité de l'information.

5.2.5 Algorithmes de localisation par triangulation

5.2.5.1 Principe de la méthode DOA

La mesure des amplitudes ou du temps de propagation d'un signal peuvent fournir une estimation de distance. Cependant cette mesure présente souvent un caractère non unimodal et une précision limitée du fait d'un modèle de source ou de propagation trop approximatif. Ces limitations rendent l'addition d'un estimateur de direction d'arrivée du signal attractive.

Les algorithmes de synthèse de faisceaux sont communément utilisés dans les domaines du radar, du traitement de la parole ou des communications sans fil, afin d'améliorer les signaux reçus par un réseau de capteurs. Supposons que nous disposions d'un réseau de capteurs omni-directionnels (de sensibilité indépendante de la direction d'arrivée des ondes) identiques. L'information collectée au temps t par le capteur m peut être écrite :

$$g_m(t) = s_0(t - t_m) + w_m(t) \quad (5.15)$$

où s_0 désigne le signal source, w_m est le bruit supposé blanc et gaussien et t_m est le retard temporel, fonction de la direction d'arrivée.

Dans le cas où la source se trouve dans le champ lointain des capteurs, les ondes reçues par ces derniers peuvent être considérées comme planes. Le retard relatif entre deux capteurs espacés de la distance d est alors exprimé en fonction de l'angle d'arrivée θ et de la vitesse de propagation du signal c comme :

$$t_m = \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (5.16)$$

Une simple opération de décalage temporel des signaux, suivie d'une sommation permet alors d'améliorer l'information issue des capteurs de façon cohérente (filtrage spatial).

Dans le contexte des réseaux de capteurs, nous désirons obtenir la direction d'arrivée (DOA) du signal assimilé à une onde plane. De nombreux algorithmes d'estimation de la DOA ont été proposés, incluant des méthodes de moindres carrés (LS) et de maximum de vraisemblance (ML).

5.2.5.2 Méthode LS

La méthode LS résout le problème en estimant tout d'abord la différence des temps d'arrivée sur un ensemble de capteurs et en déduit la position de la source. Elle est particulièrement utile dans le champ proche (distance cible-capteurs du même ordre de grandeur que celle entre capteurs ou inférieure). Les développements mathématiques sont analogues à ceux présentés dans la section 5.2.4.2 ci-dessus.

5.2.5.3 Méthode ML

La méthode ML convertit typiquement un ensemble de signaux du domaine temporel au domaine fréquentiel, avant d'effectuer une recherche (éventuellement multi-dimensionnelle) du pic du spectre de corrélation [20, 21]. Cette méthode peut être appliquée en champ proche comme en champ lointain. Cependant, peu d'algorithmes ML traitent le cas de sources multiples.

Du fait de la présence de bruit, l'estimée $\hat{\theta}$ de l'angle d'arrivée diffère de la valeur exacte θ . La fonction de vraisemblance $p(z|\theta)$ de la mesure z d'angle d'arrivée doit donc être caractérisée avant de l'utiliser pour la poursuite de cible par la méthode de Bayes. Un modèle gaussien de moyenne nulle peut être utilisé à cet effet [15], :

$$p(z|\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(z-\theta)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.17)$$

où θ est lié à la géométrie de la source (de position \mathbf{x}) et à la position du capteur ζ .

Dans ce modèle, il faut évidemment tenir compte de la périodicité (2π) de l'angle θ . La validité du modèle est assurée si la variance σ^2 est petite. L'estimation de DOA est meilleure pour des distances moyennes et se dégrade lorsque la source (cible) est trop proche (hypothèse de l'onde plane violée) ou trop éloignée (SNR faible, bruit plus élevé) des capteurs.

5.2.6 Estimation de l'état par la théorie de Bayes

5.2.6.1 Méthode de Bayes

Le but de la localisation ou de la poursuite est d'obtenir une estimation valide de l'état d'une cible $\mathbf{x}^{(t)}$ à partir de l'historique des mesures $\overline{\mathbf{z}^{(t)}}$. Nous introduisons tout d'abord les notations suivantes :

- $p(\mathbf{x})$ représente la fonction de distribution de la probabilité a priori de l'état \mathbf{x} ,
- $p(\mathbf{z}|\mathbf{x})$ est la fonction de vraisemblance de \mathbf{z} connaissant \mathbf{x} ,
- $p(\mathbf{x}|\mathbf{z})$ est la distribution a posteriori de \mathbf{x} connaissant la mesure \mathbf{z} .

La fonction de vraisemblance peut être vue comme l'information probabiliste sur \mathbf{x} contenue dans la mesure \mathbf{z} . La distribution a posteriori $p(\mathbf{x}|\mathbf{z})$ représente de même le degré de confiance courant sur \mathbf{x} .

Le théorème de Bayes donne la relation entre les trois distributions ci-dessus :

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{z}) = \frac{p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) p(\mathbf{x})}{\int p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) p(\mathbf{x}) d\mathbf{x}} = \frac{p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) p(\mathbf{x})}{p(\mathbf{z})} \quad (5.18)$$

où $p(\mathbf{z})$ est la distribution marginale, encore désignée sous le nom de constante de normalisation.

Il est donc simplement nécessaire de calculer le numérateur de l'équation (5.18) ci-dessus et de le normaliser si nécessaire. Cette équation peut alors se mettre sous les formes équivalentes :

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{z}) = k p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) p(\mathbf{x}) \quad \text{ou} \quad p(\mathbf{x}|\mathbf{z}) \propto \frac{p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) p(\mathbf{x})}{p(\mathbf{z})} \quad (5.19)$$

L'estimée $\hat{\mathbf{x}}^{(t)}$ doit être, en moyenne, aussi voisine que possible de la valeur exacte $\mathbf{x}^{(t)}$, sur la base d'une mesure de distance pré-définie (estimateur). Un estimateur est considéré comme optimal s'il minimise la probabilité d'erreur sur la base d'un critère donné. Ceci revient à minimiser un coût moyen :

$$C = E[d(\hat{\mathbf{x}}^{(t)} - \mathbf{x}^{(t)})] \quad (5.20)$$

où $d(., .)$ est une fonction de pertes destinée à mesurer la performance de l'estimateur.

L'estimateur le plus fréquemment utilisé est celui de l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE), pour laquelle la fonction de perte coïncide avec le carré de la distance entre l'estimée $\hat{\mathbf{x}}^{(t)}$ et la valeur exacte $\mathbf{x}^{(t)}$. Etant donné un ensemble de mesures réparties $\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K$, l'estimation par MMSE coïncide avec l'espérance mathématique (ou moyenne) de la distribution $p(\mathbf{x}|\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K)$ [22], qui peut s'écrire :

$$\hat{\mathbf{x}} = \int \mathbf{x} p(\mathbf{x}|\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K) d\mathbf{x} \quad (5.21)$$

et l'incertitude résiduelle est approximativement donnée par la covariance :

$$\Gamma = \int (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}})(\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}})^T p(\mathbf{x}|\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K) d\mathbf{x} \quad (5.22)$$

On peut noter que si la distribution a posteriori est gaussienne, l'estimateur MMSE coïncide avec un autre estimateur bien connu, celui des moindres carrés (LMS).

D'autres méthodes classiques d'estimation font intervenir le maximum a posteriori (MAP), qui maximise la distribution a posteriori :

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x}} p(\mathbf{x}|\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K) \quad (5.23)$$

qui correspond à la fonction de coût uniforme qui s'annule lorsque $\|\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\| < \varepsilon$, pour un nombre ε très petit devant l'unité, et est égal à l'unité sinon.

Cet estimateur prend en compte les mesures ainsi que l'information pré-existante sur l'état. Pour une fonction de vraisemblance $p(\mathbf{x}|\mathbf{z})$ unimodale et symétrique autour de sa valeur moyenne (ce qui est certainement le cas lorsque la distribution a posteriori est gaussienne), on montre que les estimateurs MMSE et MAP sont équivalents.

Un autre estimateur fréquemment utilisé est celui du maximum de vraisemblance (ML), obtenu en maximisant la fonction de vraisemblance :

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x}} p(\mathbf{z}|\mathbf{x}) \quad (5.24)$$

Cet estimateur ne prend en compte que l'information contenue dans les mesures. A partir de la règle de Bayes, on voit que, lorsque la distribution a priori est uniforme (ou encore non porteuse d'information), l'estimateur ML se ramène à l'estimateur MAP. L'estimateur ML est particulièrement utile lorsque le paramètre à estimer \mathbf{x} n'est pas aléatoire ou la distribution a priori est difficile à calculer.

Cependant, la théorie standard de l'estimation ne prend pas en compte le fait que, dans le cas des réseaux de capteurs distribués, la connaissance de la valeur mesurée z_i et des caractéristiques λ_i d'un capteur est locale au capteur i . Pour calculer la confiance accordée à un ensemble de mesures issues de plusieurs capteurs, il y a donc un prix à payer en termes de communication de ces informations. Décider quelle information chaque noeud capteur doit recevoir des autres n'est pas sans conséquence. Les caractéristiques des capteurs $\lambda_i^{(t)}$ sont donc représentées afin de connaître le type d'information disponible en sortie de chaque capteur pour accomplir des tâches de traitement variées. Un coût étant maintenant affecté à la mise à jour de la confiance avec de nouvelles mesures, le problème est de choisir judicieusement un sous-ensemble de mesures fournies par les capteurs correspondant à une "bonne" information pour construire un état de confiance, tout en minimisant le coût de la transmission des mesures des capteurs vers le noeud où s'effectue le traitement. A cet effet, il est nécessaire de définir un estimateur de l'information qu'un capteur est susceptible d'apporter dans le processus de calcul de l'état de confiance. Les critères de sélection des capteurs sont discutés brièvement dans l'annexe D à la section D.1.

5.2.6.2 Estimation centralisée

Considérons un estimateur Bayésien centralisé pour un réseau de K capteurs. A tout instant t , chaque capteur i ($i = 1, 2, \dots, K$) fournit à une unité de traitement centrale une information sur son résultat de mesure $z_i^{(t)}$. Cette unité de traitement met à jour la confiance en utilisant l'estimation bayésienne, en utilisant la collection de mesures $\mathbf{z}^{(t)} = [z_1^{(t)}, z_2^{(t)}, \dots, z_K^{(t)}]$. Si les mesures des différents capteurs, conditionnées par les positions des cibles, sont mutuellement indépendantes (capteurs assez éloignés les uns des autres et bruits affectant les capteurs décorrélés), nous pouvons écrire :

$$p(\mathbf{z}^{(t)}|\mathbf{x}^{(t)}) = \prod_{i=1, \dots, K} p(z_i^{(t)}|\mathbf{x}^{(t)}) \quad (5.25)$$

L'algorithme de poursuite centralisé utilise l'ensemble des K mesures à chaque intervalle de temps. Si la communication entre capteurs s'effectue par ondes radio, la puissance requise pour une communication fiable est proportionnelle à la distance de communication élevée à une puissance $\alpha \geq 2$. Ceci conduit à une utilisation inefficace du point de vue énergétique des ressources de communication, défaut auquel

il faut ajouter les faits que, la complexité de l'algorithme croissant linéairement avec K , le temps de traitement devient vite prohibitif pour les grands réseaux et que l'algorithme manque de robustesse, car il est très vulnérable en cas de problème au niveau du noeud de traitement.

5.2.6.3 Estimation séquentielle (ou incrémentale)

En pratique, les mesures, que nous noterons $\overline{\mathbf{z}^{(t)}}$, sont acquises au cours du temps par un seul capteur ou plusieurs. L'estimation de Bayes (5.19) peut être étendue de façon à combiner, selon la dimension temporelle, les mesures de façon incrémentale. Supposons qu'un capteur bénéficie d'une confiance a priori, suite aux mesures antérieures, notée $p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}})$ et qu'à l'instant t il prenne une nouvelle mesure $\mathbf{z}^{(t)}$. Supposons alors vérifiées les hypothèses d'indépendance conditionnelle :

- la nouvelle mesure $\mathbf{z}^{(t)}$, conditionnée par $\mathbf{x}^{(t)}$, est indépendante de l'historique des mesures antérieures $\overline{\mathbf{z}^{(t-1)}}$,
- la nouvelle position $\mathbf{x}^{(t)}$, conditionnée par l'ancienne $\mathbf{x}^{(t-1)}$, est indépendante de $\overline{\mathbf{z}^{(t-1)}}$.

Sur la base de ces hypothèses, fréquemment utilisées en pratique, et de la nouvelle mesure, le noeud capteur calcule une nouvelle confiance $p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t)}})$ au moyen de la règle de Bayes :

$$p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t)}}) \propto p(\mathbf{z}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t)}) p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}}) \quad (5.26)$$

$$p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}}) = \int p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t-1)}) p(\mathbf{x}^{(t-1)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}}) d\mathbf{x}^{(t-1)} \quad (5.27)$$

Notons que la distribution a posteriori est calculée de façon récursive, chaque fois qu'une nouvelle mesure $\mathbf{z}^{(t)}$ est effectuée, d'où le nom d'estimation de Bayes séquentielle. Dans l'équation (5.26), $p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}})$ représente la confiance héritée du pas temporel précédent, $p(\mathbf{z}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t)})$ est la vraisemblance de l'observation, connaissant l'état de la cible. Dans l'équation (5.27), $p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t-1)})$ exprime la dynamique de la cible : si une cible se déplace à une vitesse connue \mathbf{v} , alors on a simplement $p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t-1)}) = \delta(\mathbf{x}^{(t)} - \mathbf{x}^{(t-1)} - \mathbf{v})$, où $\delta(\cdot)$ est la fonction de Dirac.

En pratique, la vitesse \mathbf{v} est rarement connue, mais on peut opérer en supposant que le module de cette vitesse (défini comme la distance parcourue par intervalle de temps) est uniformément distribué sur l'intervalle $[0, v_{\max}]$ et que sa direction est uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$. Alors, $p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t-1)})$ est un disque centré sur $\mathbf{x}^{(t-1)}$ et de rayon v_{\max} . En adoptant ce modèle, la confiance prédite $p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}})$ est obtenue par convolution de l'ancienne confiance $p(\mathbf{x}^{(t-1)} | \overline{\mathbf{z}^{(t-1)}})$ par un noyau correspondant à un disque circulaire uniforme.

Le filtre de Kalman [23] est un cas particulier de l'équation (5.27), dans lequel les distributions de confiance et les modèles d'erreur sont gaussiens et le modèle de la dynamique du système est linéaire. Dans beaucoup de problèmes de poursuite, les modèles de capteur sont multimodaux et non-gaussiens et la dynamique de la cible peut être fortement non-linéaire, aussi la formulation bayésienne du problème de poursuite distribuée donnée par les équations (5.26) et (5.27) est-elle souvent mieux adaptée.

5.2.6.4 Spécifications de conception en poursuite distribuée

Un suiveur de cible utilisant un filtrage bayésien peut être implémenté dans un réseau de capteurs de façons diverses. L'état de confiance $p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{z}^{(t)})$ peut être enregistré de façon centralisée dans un noeud donné, dans une suite de noeuds se passant successivement la main ou concurremment dans un sous-ensemble de noeuds.

Dans le premier cas, un noeud fixe reçoit les mesures des autres capteurs impliqués dans la tâche (communiquées par ces derniers). Cette conception est très simple, mais souffre des défauts d'une communication excessive et d'un manque de robustesse vis à vis d'une défaillance du noeud centralisateur. Pour une cible fixe et située près du noeud centralisateur, le coût de communication reste supportable, car seules les données issues de capteurs proches de la cible doivent être récupérées.

Dans le cas plus fréquent d'une cible mobile, ce coût peut devenir prohibitif. Un noeud concentrateur initial est alors désigné, qui combine les mesures issues de capteurs (supposés voisins). Lorsque la cible se déplace dans le champ de capteurs, les requêtes de la tâche (ou les conditions de l'environnement) changent, ce qui rend le concentrateur courant non désirable, de sorte qu'un nouveau concentrateur est choisi (dans le voisinage de la nouvelle position de la cible) auquel l'actuel transmet la confiance courante. Le nouveau concentrateur poursuit alors le processus, en transférant la main à un autre chaque fois que nécessaire (voir figure 5.7). Ceci permet de réduire la bande passante globalement nécessaire pour les opérations de communication lors de l'exécution de la tâche de poursuite et d'augmenter ainsi la durée de vie du réseau. Le problème est de définir un critère efficace de sélection du noeud concentrateur.

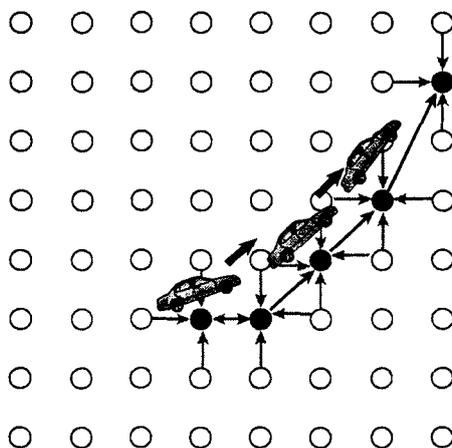


FIG. 5.7 – Procédure dite de "hand-off".

Afin de résoudre le problème de défaillance d'un noeud concentrateur lors du déroulement de la tâche, on peut reproduire l'information sur l'état de confiance dans plusieurs noeuds voisins de ce dernier, qui peuvent prendre le statut de concentrateur lorsque la défaillance du concentrateur courant est détectée.

5.2.7 Comparaison des performances - Métrique

Un réseau de capteurs est destiné à des applications de détection, de poursuite ou de classification. La comparaison ou la mesure des performances n'est significative que si on la considère dans le contexte de la tâche à accomplir. Quelques mesures de performances couramment utilisées sont :

- la détectabilité : avec quelle fiabilité et rapidité le système peut-il détecter un stimulus ? Ceci dépend évidemment de la zone couverte par un capteur, de la résolution de ce dernier, de la dynamique de détection et du temps de réponse.
- la précision : avec quelle précision le système peut-il détecter, localiser ou poursuivre un stimulus physique ? Ceci se mesure en termes d'erreurs de poursuite (déviation, régularité, continuité) ou d'erreurs de détection ou de classification (fausses alarmes et non détections).
- la scalabilité : Comment varie une propriété spécifique du système, lorsque la taille du réseau, le nombre de stimuli physiques ou le nombre de requêtes actives augmente ?
- la robustesse : Comment le système fonctionne-t-il en cas de défaillances de noeuds ou de liens, ou encore d'attaques malignes ?
- l'utilisation des ressources : quelle quantité de ressources chaque tâche consomme-t-elle ? Les ressources incluent l'énergie et la largeur de bande en fréquence.

Par exemple, dans les problèmes de détection et de classification, les performances sont typiquement mesurées par les fausses alarmes (cibles considérées comme détectées alors qu'elles sont absentes) et les non-détections (cibles présentes et non détectées). Pour caractériser les performances d'un détecteur, on utilise couramment les réseaux de courbes de caractéristiques opératoires de récepteur (ROC), donnant la probabilité de détection en fonction de celle de fausse alarme. Dans le cas d'un problème de poursuite, les objectifs et mesures de performances sont exprimés en fonction des paramètres de la cible et du système, mais la comparaison de systèmes différents ne peut s'opérer que sur la base de scénarios d'application identiques. Parmi les paramètres ci-dessus, on peut citer le SNR source (rapport signal sur bruit obtenu à une distance de référence de la source de signal), la densité d'obstacles (probabilité d'obstruction du trajet direct entre une paire cible-capteur placée de façon aléatoire, très utile pour des capteurs de type imageur, mais moins significatif en présence d'effets multi-trajets sur le signal), efficacité de balayage du réseau (nombre d'heures de poursuite de cible possibles sur le nombre total d'heures potentielles de tous les noeuds du réseau en mode actif).

5.2.8 Conclusion

Nous avons vu les principales caractéristiques de l'application de localisation et poursuite, notamment les méthodes de localisation employées, les méthodes de résolution numérique, le traitement centralisé ou réparti des données.

Dans la section 5.3 suivante, un plan de mise en oeuvre de l'application de localisation est proposé.

5.3 Plan de mise en oeuvre d'une application de localisation

5.3.1 Impact du choix de Zigbee

Le choix de l'architecture Zigbee entraîne certaines conséquences sur la structure du réseau de capteurs. En effet, comme indiqué dans l'annexe C à la section B.6, deux principaux types de dispositifs existent : les RFD, qui ne peuvent pas communiquer entre eux, mais le peuvent avec les FFD, qui servent donc de coordinateurs. Les FFD peuvent par contre communiquer entre eux.

Ceci suggère donc une structure constituée par des étoiles de dispositifs RFD contrôlées chacune par un FFD, les FFD formant un réseau de type point à point ou maillé. On peut aussi considérer des réseaux maillés ne comportant que des FFD. Dans le premier cas, le traitement est centralisé au niveau de chaque FFD, qui contrôle une structure de RFD en étoile, et réparti entre les FFD (voir section 5.2.3).

Nous prévoyons d'étudier ces deux types de structure.

5.3.2 Tâches préliminaires à effectuer

5.3.2.1 Simulation

Il importe de mettre en oeuvre des moyens de simulation du système étudié, permettant, d'une part, d'évaluer les performances des deux structures ci-dessus dans une application de localisation et, d'autre part, d'essayer d'inclure nos algorithmes tenant compte de la consommation d'énergie dans les programmes de routage.

Nous avons déjà recensé les potentialités et utilitaires disponibles pour Zigbee dans les simulateurs Omnet++, ns-2 et TinyOS. Nous avons tenté d'installer cet ensemble sur les ordinateurs disponibles (compatibles PC et MacIntel) avec des taux de succès divers. Si nous avons pu installer les simulateurs, toutes les fonctionnalités prévues ne sont pas encore utilisables, l'extension des piles logicielles est plus ou moins facile (disponibilité des fichiers sources, plus ou moins bien commentés ou faciles à modifier). Une description brève des travaux déjà réalisés est donnée dans l'annexe E. Du travail reste à accomplir avant de disposer d'un outil vraiment performant.

5.3.2.2 Choix définitif de la structure radio et du microprocesseur

Comme nous l'avons dit en début de ce chapitre, ce choix sera principalement conditionné par la disponibilité de solutions complètes auprès de distributeurs. Un autre problème à résoudre est celui des quantités, la plupart des firmes ne livrant que par quantités de 100, voire de 1000, et seules quelques unes d'entre elles acceptant de fournir quelques échantillons. A l'heure actuelle, il semblerait que la solution offerte par Texas Instruments permette d'acquérir les circuits nécessaires (environ une vingtaine) pour mener à bien nos études et fournisse également des échantillons (2 circuits) pour tester, entre autres, la communication radio (portée, pertes).

5.3.2.3 Test du comportement énergétique des circuits radio

Les circuits radio Zigbee doivent supporter 4 états :

1. Eteint : l'horloge est arrêtée et le composant est complètement désactivé, en attente d'une impulsion de démarrage.
2. En attente : l'horloge est active et le circuit peut répondre à des commandes (par exemple pour activer la partie radio).
3. En cours de transmission.
4. En cours de réception.

En vue de déterminer la consommation moyenne de puissance d'un noeud Zigbee dans un réseau, il est nécessaire de caractériser la consommation instantanée de puissance en fonctionnement stationnaire et lors d'une commutation entre états.

Dans le contexte des réseaux de capteurs, caractérisés par un taux de répétition faible des transmissions, on a montré que l'énergie transitoire, lorsque l'on passe d'un état à un autre, influe de façon significative sur la consommation totale de puissance [24, 25]. Cet effet devient même encore plus net dans le cas de la couche MAC. Des mesures de puissance dans l'état d'attente, de temps de transition et d'énergie ont déjà été effectuées sur la carte d'évaluation Chipcon CC2420EM/EB avec le logiciel TM Studio [26] et reportées dans la littérature. Ces mesures sont résumées dans la figure 5.8.

On peut noter que la puissance dans l'état d'attente ($712 \mu\text{W}$) est déjà 7 fois plus élevée que la valeur de puissance moyenne attendue dans Zigbee de $100 \mu\text{W}$. Pour diminuer cette puissance, il faut que le circuit soit dans l'état éteint dès qu'aucune action n'est requise de sa part (comme lors des super-trames du protocole Zigbee), mais le gain est diminué du fait du long temps de transition entre les états éteint et en attente (environ 1 ms), sauf si le changement d'état est anticipé d'un peu moins de 1 ms (ce qui nécessite cependant un circuit auxiliaire pour conserver la synchronisation, l'horloge du composant radio étant coupée durant l'état éteint). La transition en elle-même requiert peu d'énergie (691 pJ).

Il conviendra de répéter le même genre de mesures sur des échantillons des circuits que nous aurons choisis.

Notes sur l'alimentation

En général le bloc d'alimentation d'un noeud capteur est constitué par une batterie et un convertisseur DC/DC, dont l'efficacité joue un rôle essentiel dans la durée de vie de la batterie. Il est possible d'étendre la durée de vie d'un noeud capteur en extrayant de l'énergie à partir de l'environnement, par exemple à partir de la lumière, des vibrations ou des ondes radio [27, 28].

On peut aussi utiliser les fonctionnalités du convertisseur DC/DC. Par exemple, le circuit MAXIN756 permet de décharger complètement la batterie et de tenir compte de sa capacité en fonction de sa

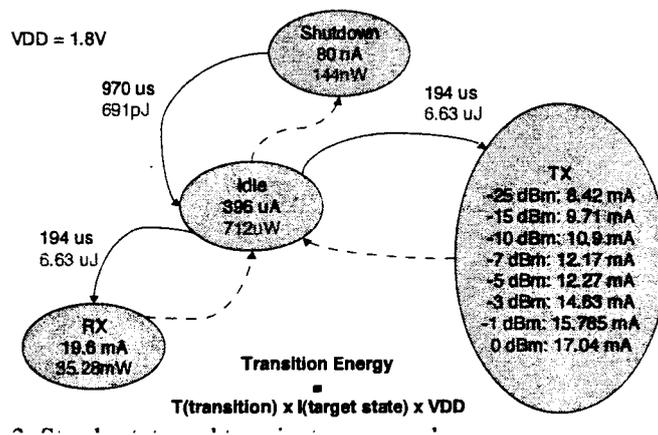


FIG. 5.8 – Résultats de mesure de la puissance et de l'énergie en régime stationnaire et transitoire.

fréquence d'utilisation [29, 30]. Ainsi, une transition du niveau haut vers le niveau bas sur la broche 4 met les noeuds capteurs dans un état à basse consommation pour prolonger leur durée d'utilisation en utilisant l'effet de récupération de la batterie [29, 30]. Comme montré dans la figure 5.9, lorsque V_{in} est inférieure au seuil de 2,5 V réglé au moyen des résistances R_1 et R_3 , la broche 4 dérive le courant vers la masse.

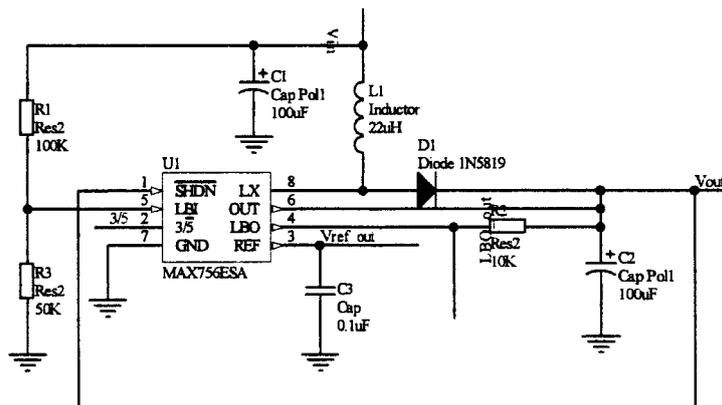


FIG. 5.9 – Schéma du MAXIN756.

Les solutions aux problèmes de gestion d'énergie pour les réseaux de capteurs sans fil sont plus complexes que pour les systèmes portables tels que les assistants programmables PDA, les lecteurs MP3 ou les téléphones mobiles. La raison fondamentale en est que les batteries des noeuds capteurs ne peuvent être facilement remplacées quand elles sont déchargées, surtout dans des réseaux comprenant un grand nombre de noeuds ou quand l'environnement de travail est hostile. D'autre part, la petite taille des noeuds capteurs restreint la taille de leurs batteries et l'énergie qu'elles peuvent délivrer, de sorte que toutes les caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil (de la couche physique à la couche application) doivent être pensées afin de minimiser l'énergie consommée par tous les traitements. Un noeud capteur isolé peut être considéré comme un composant microélectronique alimenté sur batterie, échangeant des informations avec d'autres noeuds similaires sous le contrôle de protocoles spéciaux. Les microcontrôleurs

classiques, avec leur grand nombre de périphériques intégrés ne sont également pas adaptés aux réseaux de capteurs sans fil, du fait du surcroît de consommation que cela entraîne (et souvent inutilement). Le choix de composants électroniques à basse consommation spécialisés et de batteries à capacité élevée est donc un moyen efficace pour prolonger la vie des réseaux de capteurs sans fil.

Mesure de la puissance consommée

La mesure de la puissance permettrait à l'utilisateur d'estimer de façon continue la durée de vie d'un noeud capteur d'énergie limitée et de moduler son utilisation. C'est aussi un paramètre essentiel lors de la modélisation des réseaux de capteurs [31].

Pour cela, il est possible d'utiliser le montage de la figure 5.10, composé d'une résistance de précision de $2,47 \Omega$ (précision 10^{-3}) servant d'interface pour suivre les variations de puissance du noeud, d'une source de tension de 3,3 V et d'un millivoltmètre numérique, par exemple le modèle Agilent 34401A [32].

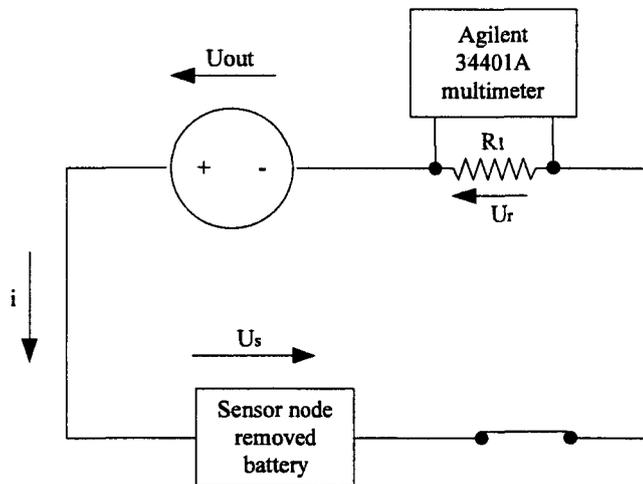


FIG. 5.10 – Système de mesure de la consommation.

Ce montage permet d'évaluer les consommations minimale, maximale et moyenne à partir des fluctuations de la puissance consommée par le noeud capteur, si possible en fonction de sa configuration (changement de microcontrôleur, réglage de sa fréquence d'horloge) et de modifications apportées aux protocoles. Le multimètre 34401A peut mémoriser les données mesurées, comme la tension, le courant, la fréquence et autres, et en calculer le minimum, le maximum et la valeur moyenne. La chute de tension dans la résistance R_1 permet de déduire le courant électrique tiré par le noeud capteur et donc la consommation de puissance du noeud :

$$i = U_r / R_1 \quad (5.28)$$

$$U_S = U_{out} - U_r \quad (5.29)$$

$$P_S = U_S i \quad (5.30)$$

La mesure ci-dessus peut être effectuée en conditions d'utilisation (programmes réseau et application actifs), du démarrage jusqu'au premier état de veille. Il est nécessaire de prendre la précaution d'inhiber tous les périphériques inutilisés pendant la phase d'initialisation (I2C, UART, ADC et autres).

Une procédure de mesure doit être définie selon plusieurs phases de même durée. Dans la première phase, le circuit radio et le microprocesseur sont tous deux actifs. Dans la seconde phase, le circuit radio est dans l'état de veille, alors que le microprocesseur reste actif. Dans la troisième phase, tous deux sont mis en veille. Ceci permet de déterminer la consommation des composants du noeud en fonction de modifications matérielles et logicielles.

5.3.2.4 Tests de communication

Il convient de tester la performance globale de la liaison radio. Pour cela, on peut utiliser un montage constitué par deux circuits radio reliés par un lien filaire, fonctionnant l'un en émetteur et l'autre en récepteur. Le taux d'erreur binaire est évalué en diminuant la puissance de sortie de l'émetteur à l'aide d'atténuateurs calibrés. L'utilisation d'un lien filaire permet de s'affranchir des problèmes rencontrés dans les canaux radio réels, tout en reproduisant les conditions d'un canal idéal à bruit blanc gaussien additif. En canal radio, l'hypothèse du bruit blanc gaussien additif est valide tant que le canal demeure cohérent pendant la transmission d'un paquet (évanouissements lents). En tenant compte de la taille maximale du paquet (123 octets) et de la cadence de transmission moyenne de 250 kbits/s, ceci correspond à un temps de cohérence requis de 4 ms, sensiblement inférieur à ce qui est observé dans un canal à 2450 MHz sans problèmes liés à la mobilité [33]. En traitant les résultats obtenus à l'aide d'une régression exponentielle, le taux d'erreur binaire Pr_{bit} peut être exprimé en fonction de la puissance reçue P_{R_x} selon une loi du type :

$$Pr_{\text{bit}} = P_0 e^{-\alpha P_{R_x}} \quad (5.31)$$

où P_0 est la probabilité d'erreur binaire à puissance reçue nulle (rapport signal sur bruit égal à $-\infty$) soit 1/2, et α est une constante traduisant la diminution de la puissance de transmission quand le rapport signal sur bruit augmente.

La puissance reçue est égale à la puissance transmise P_{T_x} diminuée des pertes de propagation A .

$$P_{R_x} = P_{T_x} - A \quad (5.32)$$

La même expérience peut être répétée avec une transmission dans l'air (non filaire). On peut alors faire varier la distance entre les deux circuits radio et la puissance de sortie de l'émetteur. Ceci permet d'observer l'effet du canal radio et d'effectuer un sondage de canal rudimentaire, utile pour choisir des positions plus favorables pour les noeuds capteurs si le réseau en comporte un nombre trop élevé.

5.3.3 Estimation de la puissance consommée par les noeuds

5.3.3.1 Connaissance de la puissance des noeuds

Les algorithmes permettant de minimiser la consommation de puissance que nous avons présentés dans le chapitre 4 précédent nécessitent la connaissance et la mise à jour continue du niveau de puissance encore disponible au niveau de chaque noeud. Il est évident qu'utiliser des méthodes triviales pour résoudre ce problème (par exemple requête d'un noeud coordinateur et réponse noeud par noeud, et ceci de façon périodique dans le temps) ne peut que générer un trafic important dans le réseau et aboutir à un gaspillage de puissance. Attacher un système de mesure de puissance comme celui présenté à la section 5.3.2.3 précédente à chaque noeud conduirait à un coût extrêmement prohibitif et à une charge de travail formidable pour le microprocesseur du noeud coordinateur, à l'encombrement de ses périphériques d'entrée-sortie à cause de l'utilisation d'un grand nombre de liaisons série filaires scrutées à tour de rôle ou de circuits radio supplémentaires utilisant un standard de communication différent.

La seule solution viable apparaît donc d'estimer la puissance restant disponible au niveau de chaque noeud en établissant ainsi une carte énergétique régulièrement mise à jour. L'estimation précédente est forcément basée sur un modèle, dont on pourra toujours observer la précision en utilisant un (ou quelques) système(s) de mesure de puissance afin de comparer les données issues du modèle aux résultats des mesures. Ceci permettra de refléter l'utilisation effective du noeud, dont l'activité se présente par rafales au cours du temps, selon qu'il est pleinement concerné par la tâche accomplie par le réseau ou temporairement non concerné.

5.3.3.2 Etats du noeud

La puissance consommée par un noeud dépend des états par lesquels il passe successivement. Chaque état décrit la tâche accomplie par le circuit radio, le microprocesseur et le capteur pendant les intervalles de temps successifs. Le circuit radio Zigbee peut se trouver dans 4 états différents, comme déjà indiqué dans la section 5.3.2.3, alors que la partie capteur, lorsqu'elle existe, peut être dans 2 états seulement (en fonctionnement ou inutilisée). Quant au microprocesseur, il possède une charge de travail plus ou moins importante selon les moments, mais pour simplifier le problème nous distinguerons 2 états, l'un à faible charge de calcul (tâches de fond) et l'autre à charge importante de calcul. Dans ce modèle, il peut donc y avoir jusque 16 états possibles pour le noeud.

Cependant, nous avons vu, dans la section 5.3.2.3, que l'état du circuit radio où l'horloge est arrêtée (et qui permet d'économiser un maximum de puissance) pose en fait des problèmes de latence et de re-synchronisation. Il est donc préférable de ne pas l'utiliser en pratique, ce qui ramène à 12 le nombre d'états possibles pour le noeud. Selon les situations particulières, ce nombre pourra encore être réduit. En effet, la consommation d'énergie de la partie capteur peut être négligeable devant celle du circuit radio (ou nulle dans certaines applications, comme celle de localisation, où le capteur est le circuit radio lui-même, la cible étant supposée être dotée d'un émetteur radio Zigbee). Dans d'autres cas, c'est celle du microprocesseur qui le devient (et parfois, les deux situations se produisent conjointement, de sorte que seul le circuit radio est alors à prendre en compte).

5.3.3.3 Modèle markovien

Nous admettrons ici que chaque noeud du réseau peut être décrit par un modèle markovien avec M états (M est alors aussi le nombre d'états possibles pour chaque noeud du réseau). Une chaîne de Markov [34] décrit un processus stochastique (séquence de variables aléatoires X_i indexées par l'indice temporel i) telle que chacune des variables aléatoires X_i ne dépend que de celle qui la précède et est conditionnellement indépendante de toutes les autres (précédentes). On peut ainsi dire que le passé n'a alors aucune influence sur le futur, dès que le présent est spécifié [35].

Chaque noeud du réseau est alors modélisé par une séquence de variables aléatoires X_0, X_1, X_2, \dots qui représente les états qu'il prend successivement au cours du temps. Les noeuds peuvent ainsi être dans des états différents à un instant donné. Nous supposons que tous les changements d'état se produisent au début d'un intervalle temporel. Si, pendant l'intervalle temporel i , un noeud est dans l'état m , on a pour ce noeud $X_i = m$ et la probabilité pour qu'il passe à l'état n pendant l'intervalle temporel suivant est [36] :

$$P_{mn} = P(X_{i+1} = n | X_i = m) \quad (5.33)$$

On peut aussi calculer des probabilités de transition à deux niveaux, c'est-à-dire par exemple celle qu'un noeud dans l'état m à l'instant i parvienne à l'état n à l'instant $i+2$ (soit après deux transitions) :

$$P_{mn}^{(2)} = P(X_{i+2} = n | X_i = m) = \sum_{k=1}^M P_{mk} P_{kn} \quad (5.34)$$

On peut aussi généraliser au cas de p niveaux (ou transitions), avec selon les équations de Chapman-Kolmogorov [36] :

$$P_{mn}^{(p)} = P(X_{i+p} = n | X_i = m) = \sum_{k=1}^M P_{mk}^{(r)} P_{kn}^{p-r}, \forall r \in]0, p[\quad (5.35)$$

Une autre représentation possible d'une chaîne de Markov est la matrice de probabilité de transition \mathbf{P} , de dimension $M \times M$, dont l'élément situé sur la ligne m et la colonne n représente P_{mn} :

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1M} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2M} \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ P_{M1} & P_{M2} & \dots & P_{MM} \end{pmatrix} \quad (5.36)$$

On peut montrer que $P_{mn}^{(2)}$ est l'élément (m, n) du produit matriciel $\mathbf{P} \times \mathbf{P} = \mathbf{P}^2$ et que $P_{mn}^{(p)}$ est l'élément (m, n) de la matrice \mathbf{P}^p . Ceci signifie que :

$$P_{mn}^{(p+q)} = \sum_{k=1}^M P_{mk}^p P_{kn}^q \quad (5.37)$$

L'utilisation du modèle ci-dessus permet de calculer un certain nombre de probabilités utiles :

1. Pour un noeud initialement dans l'état m ($X_0 = m$), le nombre d'intervalles de temps qu'il passera dans l'état s durant les T prochains intervalles de temps est :

$$\sum_{t=1}^T P_{ms}^{(t)} \quad (5.38)$$

2. Le nombre de transitions d'états subies par un noeud initialement dans l'état m pendant les T prochains intervalles de temps se calcule comme suit.

Le nombre moyen de transitions lors du premier intervalle de temps vaut $(1 - P_{mm})$, alors que celui durant le second intervalle de temps s'écrit $\sum_{k=1}^M P_{mk} (1 - P_{kk})$. En généralisant ce résultat, il vient :

$$(1 - P_{mm}) + \sum_{t=1}^{T-1} \sum_{k=1}^M P_{mk}^{(t)} (1 - P_{kk}) \quad (5.39)$$

3. On peut également calculer, pour un noeud actuellement dans l'état m , au bout de combien d'intervalles de temps se produira une transition (en moyenne). La probabilité de transition lors du premier intervalle de temps est $(1 - P_{mm})$, alors que celui durant le second intervalle de temps s'écrit $P_{mm} (1 - P_{mm})$, d'où en généralisant :

$$\sum_{t=1}^T \left[\left(\prod_{k=1}^{t-1} P_{mm} \right) (1 - P_{mm}) \right] t \quad (5.40)$$

4. Enfin, on peut obtenir la probabilité pour qu'un noeud, actuellement dans l'état m , ne prenne pas l'état s dans les T prochains intervalles de temps :

$$\prod_{t=1}^T P_{ms}^{(t)} (1 - P_{ms}^{(t)}) \quad (5.41)$$

5.3.3.4 Carte énergétique

Nous allons maintenant voir comment le modèle markovien qui vient d'être introduit permet de calculer la consommation énergétique d'un noeud.

Pour cela chaque noeud doit prévoir la quantité d'énergie qu'il dépensera dans un proche futur (disons les T prochains intervalles de temps) et communiquer ce résultat à un noeud coordinateur. Ce dernier peut mettre alors à jour une table interne concernant les noeuds dont il a la charge et n'aura pas besoin de l'envoi de nouvelles informations de la part des noeuds qu'il contrôle avant la fin des T prochains intervalles de temps. Le noeud coordinateur pourra alors établir et mettre à jour la carte énergétique des noeuds qu'il contrôle au prix d'une dépense minimale d'énergie. En effet, on conçoit que cette approche puisse économiser l'énergie si on la compare à la méthode naïve consistant à un envoi périodique (à chaque nouvel intervalle de temps) par chaque noeud de son niveau d'énergie restante vers le noeud coordinateur.

Cette méthode est basée sur le modèle markovien présenté plus haut, chaque noeud ayant en charge le calcul des éléments de sa matrice de probabilité de transition. Ceci est obtenu par le noeud en utilisant l'historique de ses transitions : ainsi P_{mn} représentera le nombre de fois où le noeud était dans l'état m et est passé à l'état n divisé par le nombre d'intervalles de temps durant lesquels le noeud était à l'état m . A partir de la matrice de probabilité de transition, chaque noeud peut prévoir la quantité d'énergie qu'il va consommer durant les T prochains intervalles de temps. Si l'on désigne par E_s l'énergie dissipée par un noeud restant durant un intervalle de temps dans l'état s , on peut, en utilisant l'équation (5.38), calculer la quantité d'énergie qu'il va consommer durant les T prochains intervalles de temps, E^T , comme :

$$E^T = \sum_{s=1}^M \left(E_s \sum_{t=1}^T P_{ms}^{(t)} \right) \quad (5.42)$$

L'énergie E^T obtenue ci-dessus permet à chaque noeud d'estimer son taux ΔE de dissipation d'énergie durant les T prochains intervalles de temps. Il peut ainsi envoyer son énergie restante et ΔE au noeud coordinateur, qui pourra soustraire ΔE de l'énergie restante à chaque intervalle de temps et intégrer la nouvelle énergie restante ainsi obtenue à sa carte énergétique. Plus les noeuds pourront effectuer des estimations fiables, moins nombreuses (fréquentes) pourront être les informations d'énergie transmises (T pouvant être augmenté) et l'établissement de la carte énergétique se fera à moindre coût énergétique. En fait, la fiabilité d'estimation est liée à la précision de la matrice de probabilité de transition, dont on peut raisonnablement penser qu'elle augmente plus le temps passe, d'où l'idée de diminuer la valeur de T au cours du temps. Dans une expérience réelle, ceci peut se faire en jugeant de la validité de la prédiction à l'aide d'un système de mesure de puissance comme celui présenté dans la section 5.3.2.3.

Lorsque l'on simule un tel système, les valeurs exactes des énergies de chaque noeud sont disponibles à chaque intervalle de temps. On peut donc calculer, pour tout noeud N et à l'instant t , l'erreur quadratique entre la valeur exacte $E_{N,t}$ et la valeur prédite $E_{N,t}^{\text{est}}$ pour l'énergie restante, $e_{N,t}^2 = (E_{N,t} - E_{N,t}^{\text{est}})^2$. Ceci conduit à l'erreur quadratique moyenne $\text{MSE}_{N,t} = e_{N,t}^2/t$.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré la mise en oeuvre d'une application des réseaux de capteurs sans fil.

Nous avons d'abord mis à jour le bilan des matériels et logiciels disponibles pour construire les noeuds capteurs. Nous avons choisi comme application la localisation et la poursuite de cibles, thème sur lequel quelques thèses et travaux ont déjà été menés au laboratoire, dans un environnement routier ou ferroviaire.

Les caractéristiques principales de cette application ont été données. Tout d'abord, les différents principes utilisables et les méthodes de résolution associées ont été présentées. Ensuite, le traitement par un réseau de capteurs a été envisagé. Ceci entraîne la distinction entre traitements centralisés ou répartis. Cet exposé est complété par des détails supplémentaires fournis dans l'annexe D.

La non-disponibilité des circuits en quantité moyenne nous a conduit à élaborer uniquement un plan d'expérience couvrant la première phase de mise en oeuvre de l'application. Ce plan est expliqué dans

la section 5.3 ainsi que dans l'annexe E. Le choix de circuits radio Zigbee y est introduit. Des choix sont effectués pour l'environnement de simulation à développer pour étudier notre application et en optimiser certains paramètres. Les mesures physiques et les travaux de programmation à effectuer sont présentés. Les prix des noeuds capteurs étant en constante diminution et ces derniers devenant disponibles en France par quantités raisonnables, notre application sera lancée fin 2008, vraisemblablement dans le cadre d'une autre thèse.

Bibliographie

- [1] url : focus.ti.com/analog/docs/gencontent.tsp?familyId=367&genContentId=24190 .
- [2] url : www.meshnetics.com .
- [3] url : www.digi.com/products/wireless/zigbee-mesh/ .
- [4] url : www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=2112 .
- [5] url : www.jennic.com/products/index.php?productID=0000000001 .
- [6] url : www.ember.com .
- [7] url : www.rfm.com/products/zigbee.shtml .
- [8] url : www.xbow.com/Home/wHomePage.aspx .
- [9] url : www.atmel.com/products/zigbee/default.asp .
- [10] url : fr.wikipedia.org/wiki/MSP430 .
- [11] url : www.atmel.com/dyn/products/datasheets.asp?family_id=607 .
- [12] url : fr.wikipedia.org/wiki/Processeur_ARM .
- [13] url : ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01066a_cn.pdf .
- [14] F. Zhao, J. Liu, J. J. Liu, L. Guibas, and J. Reich, "Collaborative signal and information processing: an information directed approach," Proc. IEEE, 91(8), 1199-1209, 2003.
- [15] J.J. Liu, J. Reich, and F. Zhao, "Collaborative in-network processing for target tracking," EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 4, 378-391, March 2003.
- [16] J. D. Gibson, ed. "The Mobile Communications Handbook," CRC Press, 1999.
- [17] A. Savvides, C-C Han, and M. B. Strivastava, "Dynamic fine-grained localization in ad-hoc networks of sensors," Proc. 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'01), 166-179, Rome, Italy, ACM Press, July 2001.
- [18] B. Karp and H. T. Kung, "GPSR: Greedy perimeter stateless routing for wireless networks," Proc. 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 2000), 243-254. ACM Press, 2000.
- [19] G. Strang, "Linear Algebra and Its Applications," 3rd edition, Saunders, 1988.
- [20] J.C. Chen, R. Hudson, and K. Yao, "Joint maximum-likelihood source localization and unknown sensor location estimation for near-field wideband signals," Proc. SPIE, 4474, July 2001.
- [21] J.C. Chen, R. Hudson, and K. Yao, "Source localization and beamforming," IEEE Signal Processing Magazine, 19(2), 40-50, 2002.

- [22] M. D. Srinath, P. K. Rajasekaran, and R. Viswanathan, "Introduction to Statistical Signal Processing with Applications," Prentice-Hall, 1996.
- [23] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Trans. of ASME, Journal of Basic Engineering*, 82D(3), 34-45, 1960.
- [24] R. Min et al., "A Framework for Energy-Scalable Communication in High-Density Wireless Networks," *Proc. ACM ISLPED*, 36-41, Monterey, Aug. 2002
- [25] E. Shih et al., "Design Consideration for Energy-Efficient Radios in Wireless Microsensor Networks," *Journal of VLSI Signal Processing*, vol. 37, pp 77-94, 2004
- [26] http://www.chipcon.com/files/CC2420_Data_Sheet_1_2.pdf .
- [27] R Amirtharajah, S. Meninger, J.O. Mur-Miranda, "A micropower programmable DSP powered using a MEMS based vibration-to-electric energy converter." *Proc. ISSCC*, 2000.
- [28] S. Hollar, A. Flynn, C. Bellew, "Solar powered 10mg silicon robot," *Micro Electro Mechanical Systems*, 706-711, 2003.
- [29] L. Kanishka, R. Anand, D. Sujit, "Battery-Driven System Design: A New Frontier in Low Power Design," *Proc. ASP-DAC'2002. IEEE CS Press*, 261-267, 2002.
- [30] R. Ravishankar, V. Sarma, N. Daler, "Battery Modeling for Energy Aware System Design," *IEEE Computer*, 36(12), 77- 87, 2003.
- [31] P. Sung, S. Andreas, B. Mani, "Simulating networks of wireless sensors," *Proc. of the 2001 Winter Simulation Conference. IEEE Press*, 1330-1338, Dec. 2001.
- [32] Agilent Technologies, "Agilent 34401A Multimeter service guide," Edition 5, 2003.
- [33] S. Thoen et al., "Channel Time-Variance for Fixed Wireless Communications: Modeling and Impact," *Proc. IASTED Wireless and Optical Communications Conference, Banff, June 2002*.
- [34] T.M. Cover, J.A. Thomas, "Elements of information theory," Wiley, 1991.
- [35] A. Papoulis, "Probability, random variables, and stochastic processes," *Series in electrical engineering*, Mc Graw Hill, 1991.
- [36] S. Rose, "A first course in probability," Prentice Hall, 1998.

Conclusion générale

Cette thèse est la première au Département d'Opto-Acousto-Electronique de l'Institut d'Electronique, Microélectronique et Nanotechnologie (UMR8520 CNRS) dans le secteur des réseaux de capteurs sans fil. Il m'a donc fallu me familiariser avec ce domaine largement pluridisciplinaire.

J'ai tout d'abord essayé d'établir un état de l'art concernant certains aspects, plus directement en rapport avec les thèmes de recherche du laboratoire. Je me suis ainsi penché de préférence sur les techniques liées à la communication, tant du point de vue de la couche physique (modulations) que de la couche réseau la plus basse (routage, gestion des liaisons). Les informations recueillies sont résumées dans les trois premiers chapitres de ce mémoire (augmentés de 3 annexes plus descriptives).

Il est très rapidement apparu qu'un point très critique dans les réseaux de capteurs sans fil est la consommation d'énergie, liée à la durée de vie du réseau. Du point de vue physique, les circuits radio, le microprocesseur et le (ou les) capteur(s) doivent être pilotés de façon à minimiser cette consommation. Du point de vue informatique, les protocoles classiques doivent être modifiés afin d'éviter tout gaspillage inutile d'énergie. J'ai donc particulièrement étudié ce point et essayé de développer des algorithmes incorporables aux protocoles de routage, ainsi que des méthodes pour optimiser le placement des noeuds dans un réseau. Ces travaux personnels font l'objet du quatrième chapitre du mémoire.

J'ai par la suite essayé de mettre en oeuvre une application des réseaux de capteurs sans fil. Une application déjà étudiée au laboratoire dans d'autres contextes (route, rail - techniques CDMA), la localisation de mobiles, et sur laquelle nous avons déjà acquis un savoir-faire de base, m'a paru la plus appropriée. Mais j'ai rencontré des problèmes de disponibilité de matériel pour constituer les noeuds du réseau. Au début de ma thèse, fin 2004 - début 2005, il existait une première génération de noeuds, assez encombrants et gourmands en énergie, basés sur le standard WiFi, dont certains étaient disponibles en France, mais par grandes quantités et avec un coût élevé. J'ai donc dû me contenter d'élaborer une sorte de plan d'expériences pour la mise en oeuvre de cette application, en insistant particulièrement sur les phases préliminaires de test. Ces travaux sont résumés dans le cinquième chapitre du mémoire (augmenté de 2 annexes descriptives).

Récemment est apparu un nouveau standard, Zigbee, qui promettait une moindre consommation de puissance tout en maintenant une portée suffisante pour bâtir des réseaux. Des firmes ont progressivement, depuis fin 2006, proposé des circuits radio à la norme Zigbee, puis des solutions complètes incorporant un microprocesseur et les piles logicielles Zigbee (liaisons, routage, ...) et des outils de simulation. Au printemps 2008, certains produits sont distribués en France avec des coûts (par grandes séries) à peine supérieurs à ceux des systèmes de première génération, ou à l'unité sous forme d'échantillons gratuits ou en prêt. Il est raisonnable d'espérer qu'au quatrième trimestre 2008 les prix auront encore diminué et

que l'application de localisation pourra être lancée. Les objectifs en seront de vérifier le fonctionnement des algorithmes de minimisation de consommation que nous avons proposés et d'étudier l'influence de l'architecture choisie pour le réseau, de tester des algorithmes de traitement centralisés et répartis et l'influence des techniques de routage, dans le cadre d'une autre thèse, à la phase de démarrage de laquelle je pourrai activement contribuer.

Annexe A

Plates-formes et outils pour réseaux de capteurs sans fil

Une application réelle de réseau de capteurs demande d'incorporer des éléments, comme la détection et l'estimation, la mise en réseau, les services d'infrastructure, la gestion de tâches, le stockage de données et le traitement de requêtes, en tenant compte des contraintes sur l'énergie, la bande passante, la puissance de calcul, la capacité de stockage et l'opération en temps réel. Cela rend les systèmes de développement d'applications de réseaux de capteurs assez différents du système traditionnel de développement informatique (comme par exemple la programmation de bases de données). Le déploiement et l'évolution de la topologie d'un réseau de capteurs peuvent difficilement assurer une infrastructure fiable, capable de fournir des services tels que le routage optimal, les annuaires mondiaux, ou un service de découverte.

Il existe deux types de programmation pour les réseaux de capteurs, celle disponible au niveau des utilisateurs finaux et celle offerte aux développeurs d'applications.

Un utilisateur final peut considérer un réseau de capteurs comme un réservoir de données et interagir avec le réseau via des requêtes. Le langage de requête est alors assez semblable à celui, SQL, utilisé dans un contexte bases de données. Il doit permettre un niveau d'abstraction élevé, être très structuré pour permettre l'exécution efficace sur la plate-forme distribuée, et, idéalement masquer les détails d'organisation du réseau et de la communication entre noeuds à l'utilisateur final.

D'autre part, un développeur doit fournir à l'utilisateur final d'un réseau de capteurs des capacités d'acquisition de données, de traitement et de stockage. Ceci nécessite un logiciel réactif, concurrent et distribué, dont une particularité est de faire massivement appel au traitement du signal et de l'information. Un autre point particulier est que les ressources sont fortement limitées et parfois peu fiables. De nombreuses incertitudes sont alors rencontrées dans un réseau de capteurs sans fil réel : les signaux sont bruités, des événements peuvent se produire en même temps, la communication peut ne pas être fiable, le temps de calcul peut s'avérer excessif, la durée de vie des batteries est limitée. En raison du grand nombre de domaines scientifiques mis en jeu dans les réseaux de capteurs, les développeurs d'applications sont généralement des spécialistes du traitement du signal et de l'information, plutôt que des systèmes d'exploitation réseaux. Mettre au point un système de développement de logiciels pour les réseaux de capteurs constitue donc un défi formidable.

Dans cette annexe, nous donnons d'abord un aperçu de quelques capteurs représentant des plates-formes matérielles. Ensuite, nous présentons les défis posés par les réseaux de capteurs pour la programmation concurrente, massivement en interaction avec le monde physique.

A.1 Plateformes matérielles

L'objectif principal est de produire des noeuds capteurs de faible coût et de petites dimensions. A l'heure actuelle, on travaille encore sur des prototypes, en comptant sur les progrès constants et futurs des technologies MEMS pour atteindre à moyen terme l'objectif visé. Un panorama maintenu à jour des plateformes matérielles, composants et technologies actuellement utilisés est disponible sur Internet [1].

Les matériels "capteurs" peuvent être regroupés en trois catégories, dont chacune correspond à des compromis différents dans la conception.

A.1.1 Performances de calcul privilégiées

On peut citer par exemple les noeuds organisés autour de microprocesseurs basse consommation (comme le Power PC), des micro-ordinateurs embarqués (par exemple PC104, architecture de type PC rencontrée dans les noeuds Sensoria WINS NG), ou encore des assistants numériques personnels (PDA). Ces noeuds utilisent en général des systèmes d'exploitation tels que Windows CE, Linux, ou systèmes d'exploitation de temps réel, ainsi que des protocoles standard de communication sans fil tels que Bluetooth ou IEEE 802.11. En raison de leur capacité de traitement relativement plus élevée, elles peuvent accueillir une vaste gamme de capteurs, allant du simple au plus sophistiquées des micro-caméras vidéo. Ce type de noeud est le plus gourmand en énergie, mais, quand leur alimentation ne pose pas de problème, il peut tirer parti de protocoles standard de mise en réseau, ainsi que des langages de programmation, logiciels et autres logiciels standard (PC).

A.1.2 Noeuds dédiés (systèmes embarqués)

Des exemples sont la famille Berkeley Mote [2], la famille Medusa de l'UCLA Medusa [3], et la famille AMP du MIT [4]. Ces plates-formes utilisent généralement un ensemble de puces électroniques du commerce, caractérisées par un petit facteur de forme, une faible puissance de traitement et de communication et des interfaces capteurs simples. Le langage de programmation le plus souvent utilisé est le C. Un exemple classique est la plateforme TinyOS et son langage de programmation, nesC.

A.1.3 Systèmes sur une puce (SoC)

Des exemples de matériel comprennent les puces SoC poussières intelligentes [5] et les noeuds pico-radio BWRC [6]. Des concepteurs de ce type de plates-formes ont tenté de repousser les limites du matériel en repensant fondamentalement de l'architecture du matériel capteur au niveau de la conception de la puce, en utilisant les technologies MEMS pour construire des circuits RF fonctionnant à très faible puissance et de faible encombrement fournissant des fonctionnalités de détection, de calcul et de communication.

A.1.4 Exemple : Berkeley Motes

Les Berkeley Motes (voir figure A.1) sont une famille de capteurs embarqués partageant tous à peu près la même architecture.

Mote type		MiC	MiC2	MiC3	MiC3P	MiC3Dot
Escrow picture						
MCU	Chip type	AT90C128/128L	AT90C128/128L	AT90C103/103L	AT90C128/128L	AT90C128/128L
	Program memory (KB)	8	16	32	32	32
	RAM (KB)	0.5	1	1	1	1
External nonvolatile storage	Chip	24LC256		AT45DB014B		
	Connections type	I2C		SPI		
Default power source	Size (KB)	32		512		
	Type	Coin cell	2xAAA		Coin cell	
RF	Typical capacity (mAh)	575	2650		1000	
	Chip	TR1000			CC1000	
	Radio frequency flow speed (Mbps)	800/916/940			800/916/940, 433, or 813 MHz	
	Modulation type	On/Off key		40	FSK	

FIG. A.1 – Famille Berkeley Motes.

Prenons le MICA Mote à titre d'exemple (voir figure A.2). Le microcontrôleur (MCU) Atmel ATmega103L prend en charge les traitements. Le MCU intègre 512 Ko de mémoire flash et 4 Ko de mémoire données. Ces petites tailles de mémoire rendent l'écriture d'un logiciel assez compliquée (optimisation de la taille du code produit au détriment de la vitesse de traitement). Le support de haut niveau et les logiciels de services ne sont pas gratuits. Une mémoire flash séparée de 512 KB est disponible, la connexion entre le MCU et cette mémoire s'effectuant par le biais d'une interface série (SPI) à faible débit. Cette mémoire externe est donc mieux adaptée pour le stockage de données que pour le traitement par lots.

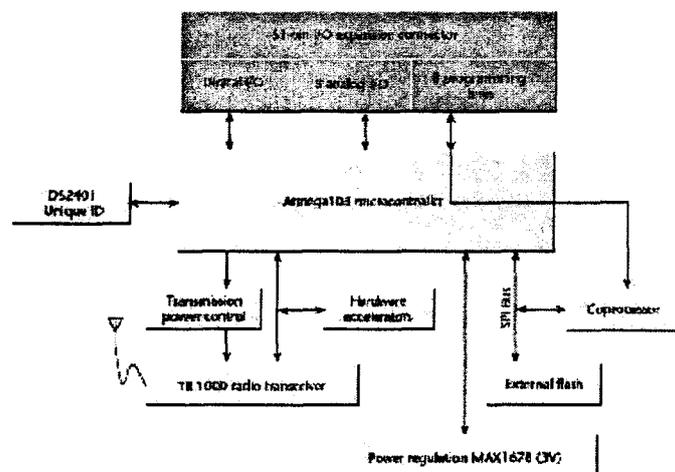


FIG. A.2 – Mica Motes.

La communication utilise la puce série TR1000 (de RF Monolithics, Inc) fonctionnant à 916 MHz, qui peut fournir un débit maximum de 50 kbits/s pour les données brutes. MICA n'utilise qu'un taux de transmission de 40 kbits/s. La puissance de transmission numérique peut être ajustée par le logiciel à l'aide d'un potentiomètre (Maxim DS1804). La portée de transmission maximum est d'environ 10m en espace libre. Capteurs (température, lumière, accéléromètre, magnétomètre, microphone, ...), actionneurs, cartes d'entrée-sortie série ou parallèle peuvent être connectés via un connecteur spécialisé. La liaison série permettant de communiquer avec un PC en temps réel, alors que la connexion parallèle est principalement utilisée pour le téléchargement de programmes. Il est intéressant de se pencher sur la consommation d'énergie des différents composants. Une transmission radio entraîne la consommation électrique maximale (voir figure A.3). Une autre constatation est qu'il existe d'énormes différences entre les niveaux de consommation d'énergie dans le mode actif, le mode inactif, et le mode de suspension du MCU. En suspendant le MCU et le récepteur RF aussi longtemps que possible, il est possible d'économiser l'énergie.

Component	Rate	Startup time	Current consumption
MCU active	4 MHz	N/A	5.5 mA
MCU suspend	32 kHz	4 ms	<20 μ A
Radio receive	40 kHz	30 ms	1.8 mA
Photodiode	100 Hz	10 ms	1.235 mA
Accelerometer	100 Hz	10 ms	5 mA/axis
Temperature	1 Hz	10 ms	0.150 mA

FIG. A.3 – Consommations du Mica Mote.

A.2 Standards

Divers protocoles de communication sont utilisés pour les réseaux de capteurs sans fil. La famille de protocoles classiques IEEE 802.11, détaillée dans le chapitre 2 et l'annexe B ont été les premiers utilisés. De même, diverses variantes de la technique de communication ultra-large bande (ULB ou UWB en anglais) peuvent être utilisées (voir chapitre 2 et annexe B).

Le point crucial est la conception d'un protocole de routage efficace. Des généralités sur les protocoles de routage sont données au chapitre 3 et dans l'annexe C. En particulier, les protocoles récents comme ZigBee, Wibree et 6lowpan sont brièvement présentés.

A.3 Aspects liés au logiciel

L'énergie est la ressource la plus critique des noeuds de réseau de capteurs et en détermine donc la durée de vie. Le déploiement de ces réseaux dans des environnements très variés, incluant des régions éloignées

et des zones hostiles, et impliquent les techniques Ad-hoc. Les algorithmes et protocoles doivent donc tenir compte des problèmes suivants : la maximisation de la durée de vie, la robustesse et la tolérance aux défauts, l'auto-configuration, la prise en compte de la mobilité, le développement de primitives à un niveau intermédiaire entre logiciels et matériels.

A.3.1 Systèmes opératoires

Les moyens traditionnels de programmation reposent sur les technologies fournies par les systèmes d'exploitation pour le traitement de l'abstraction, les entrées-sorties, les réseaux, le matériel et l'interaction avec l'utilisateur. Les systèmes opératoires pour les réseaux de capteurs sans fil sont moins complexes que ceux à usage général à cause des besoins spéciaux et des contraintes sur les ressources liés à ce type de réseaux. Les programmeurs d'applications doivent traiter explicitement le passage de messages, les événements de synchronisation, les requêtes et la lecture du capteur. En conséquence, la demande est généralement mise en oeuvre comme une machine à états finis (FSM), qui couvre l'ensemble des cas extrêmes : manque de fiabilité des voies de communication, retards longs, arrivée irrégulière des messages, événements simultanés, et ainsi de suite. Dans le cas de la réalisation d'une application sous le système d'exploitation Linux, avec un routage utilisant la technique d'inondation, près de 40 pour cent du code implémente la FSM et la "colle" logique de l'interface de calcul et de communication [7]. Les applications pour les réseaux de capteurs sont en général moins interactives avec l'utilisateur que les applications PC classiques, de sorte que les systèmes opératoires ne doivent pas supporter d'interface utilisateur sophistiquée. Les contraintes de mémoire et l'absence de support matériel de gestion d'adresses rend des mécanismes comme celui de la mémoire virtuelle non implémentables.

A.3.1.1 Systèmes opératoires pour systèmes embarqués

Les réseaux de capteurs ne diffèrent pas du point de vue matériel des systèmes embarqués traditionnels et il est donc possible d'utiliser des systèmes d'exploitation orientés systèmes embarqués comme eCos ou uC/OS pour ces réseaux (voir figure A.4).

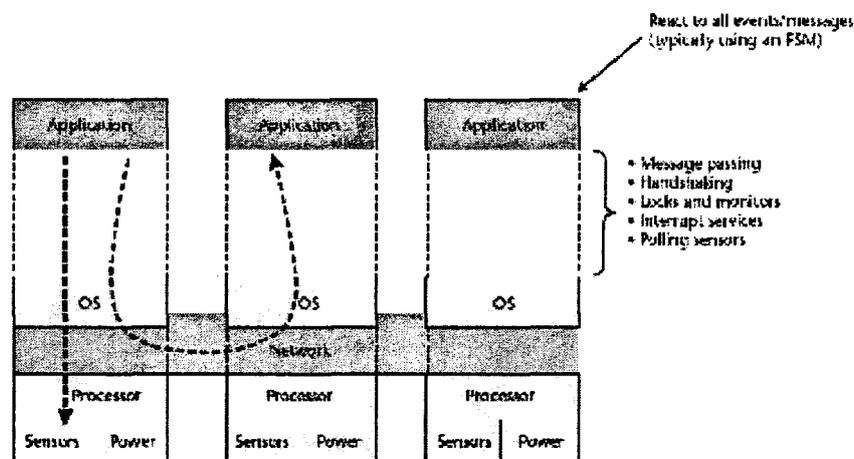


FIG. A.4 – Interface de programmation standard pour systèmes embarqués.

Compte-tenu des ressources limitées des systèmes embarqués en temps réel, plusieurs mécanismes sont utilisés dans les systèmes d'exploitation embarqués pour réduire la taille du code, améliorer le temps de réponse et réduire la consommation d'énergie. Micro-technologies [8] rend le système d'exploitation modulaire, de sorte que seuls les éléments nécessaires sont inclus à la demande. L'ordonnancement temps réel [9] alloue les ressources à des tâches plus urgentes, afin qu'elles puissent être achevées le plus tôt possible. Dans l'exécution pilotée par événements, le système peut tomber en mode veille (basse consommation) lorsqu'aucun événement intéressant ne doit être traité. Les systèmes d'exploitation embarqués ont tendance à laisser à la charge des programmeurs la mise au point des pilotes de périphériques et la programmation d'algorithmes, et à optimiser le code au niveau de l'assemblage. Bien que toutes ces techniques puissent bien fonctionner pour de petits systèmes embarqués, ils ne sont pas très performants pour la programmation des réseaux de capteurs.

A.3.1.2 Systèmes orientés réseaux de capteurs

Contrairement aux systèmes opératoires traditionnels pour systèmes embarqués, ceux destinés aux réseaux de capteurs ne supportent généralement pas le temps réel.

TinyOS [10, 11] est le premier système opératoire à avoir été conçu pour les réseaux de capteurs. Libre de droits, il est basé sur un modèle de programmation contrôlé par les événements plutôt que sur un modèle multi-tâches. Sa conception a été entièrement réalisée en NesC, langage orienté composant syntaxiquement proche du C. La bibliothèque de composants de TinyOS est particulièrement complète puisqu'on y retrouve des protocoles réseaux, des pilotes de capteurs et des outils d'acquisition de données. Un programme s'exécutant sur TinyOS est constitué d'une sélection de composants systèmes et de composants développés spécifiquement pour l'application à laquelle il sera destiné (mesure de température, du taux d'humidité, etc). TinyOS s'appuie sur un fonctionnement événementiel, c'est-à-dire qu'il ne devient actif qu'à l'apparition de certains événements, par exemple l'arrivée d'un message radio. Le reste du temps, le capteur se trouve en état de veille, garantissant une durée de vie maximale. TinyOS occupe un espace mémoire très faible puisqu'il ne prend que 300 à 400 octets dans sa distribution minimale.

TinyOs est basé sur quatre grandes propriétés qui font que ce système d'exploitation s'adapte particulièrement bien aux systèmes à faibles ressources :

- Évènementiel : le fonctionnement d'un système basé sur TinyOS s'appuie sur la gestion des événements. Ainsi, l'activation de tâches, leur interruption ou encore la mise en veille du capteur s'effectue en réponse à l'apparition d'événements, ceux-ci ayant la plus forte priorité. Ce fonctionnement événementiel (event-driven) s'oppose au fonctionnement dit temporel (time-driven) où les actions du système sont gérées par une horloge donnée.
- Non préemptif : Le caractère préemptif d'un système d'exploitation précise si celui-ci permet l'interruption d'une tâche en cours. TinyOS ne gère pas ce mécanisme de préemption entre les tâches, mais donne la priorité aux interruptions matérielles. Ainsi, les tâches ne s'interrompent pas directement entre elles, mais une interruption peut stopper l'exécution d'une tâche.
- Pas de temps réel : un système est dit temps réel s'il gère des niveaux de priorité pour ses tâches permettant d'en respecter les échéances fixées par son environnement. Dans le cas d'un système strict,

aucune échéance ne tolère de dépassement contrairement à un système temps réel mou. Dans TinyOS il n'est pas prévu de fonctionnement temps réel.

- Consommation : TinyOS a été conçu pour réduire au maximum la consommation en énergie du capteur. Ainsi, lorsqu'aucune tâche n'est active, il se met automatiquement en veille.

La gestion de la mémoire possède de plus quelques propriétés. Ainsi, il n'y a pas d'allocation dynamique de mémoire et pas de pointeurs de fonctions. Cela simplifie grandement l'implémentation. Par ailleurs, il n'existe pas de mécanisme de protection de la mémoire sous TinyOS, ce qui rend le système particulièrement vulnérable aux crashes "plantages" et corruptions de la mémoire.

Le noyau TinyOS est au coeur de la gestion des tâches et des événements du système. Il comporte deux niveaux de priorité (bas pour les tâches, haut pour les événements) et une file d'attente FIFO (disposant d'une capacité de 7 places). Par ailleurs, entre les tâches, un niveau de priorité est défini permettant de classer les tâches, tout en respectant la priorité des interruptions (ou événements). Lors de l'arrivée d'une nouvelle tâche, celle-ci sera placée dans la file d'attente en fonction de sa priorité (plus elle est grande, plus le placement est proche de la sortie). Dans le cas où la file d'attente est pleine, la tâche dont la priorité est la plus faible est enlevée de la FIFO.

Parmi les autres plates-formes logicielles, on peut citer Maté [12], une machine virtuelle pour les Berkeley Motes. Constatant que les opérations telles que l'accès aux états internes des capteurs sont communes à toutes les applications réseau de capteurs, Maté définit par exemple des instructions spécifiques de la machine virtuelle traitant ces opérations.

D'autres systèmes opératoires permettent la programmation en C, comme par exemple Contiki [13], MANTIS [14], BTnut [15], SOS [16] et Nano-RK [17].

Contiki est conçu pour supporter le chargement de modules à travers le réseau et celui de fichiers ELF standards durant l'exécution [18]. Comme TinyOS, le noyau Contiki est piloté par les événements, mais le système supporte le multi-tâche entre applications [19].

Contrairement au noyau de Contiki piloté par les événements, les noyaux MANTIS and Nano-RK sont basés sur le multi-tâches préemptif [20,21]. Le noyau répartit le temps entre les processus actifs et décide lequel sera exécuté à un moment donné. Nano-RK est un noyau temps réel permettant un contrôle fin de la façon dont les tâches ont accès au temps processeur, au réseau et aux capteurs. tasks get access to CPU time, networking and sensors.

Comme TinyOS et Contiki, SOS est piloté par les événements [22]. La caractéristique principale de SOS est son support des modules chargeables. Un système complet est bâti à partir de modules plus petit, éventuellement en cours d'exécution. Ceci nécessite évidemment le support de la gestion dynamique de la mémoire [23].

BTnut [24] est basé sur le multi-tâche coopératif et le langage C et est livré avec un kit de développement et un tutoriel [25].

A.3.2 Routines d'interface (middleware)

Des efforts de recherche très importants sont actuellement consacrés à la conception de routines d'interface entre applications et matériel pour les réseaux de capteurs [26]. De façon générale, les approches

sont basées sur des gestionnaires de données distribuées, des agents mobiles ou sont pilotées par évènements [27].

A.3.3 Langages de programmation

Programmer les noeuds capteurs est difficile en comparaison des ordinateurs classiques. Les contraintes sur les ressources des noeuds nécessite l'utilisation de nouveaux modèles de programmation. Des exemples de langages disponibles sont galsC [28], nesC [29], Protothreads [30], SNACK [31] et SCTL [32].

Le système TinyOS et les programmes développés avec lui sont écrits dans un langage de programmation spécial appelé nesC, qui constitue une extension du langage C (voir figure A.5).

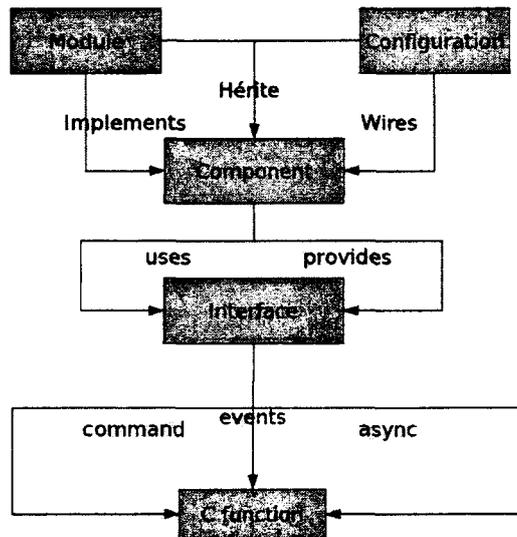


FIG. A.5 – Architecture du langage NesC.

NesC est conçu pour détecter les conflits entre tâches et gestionnaires d'évènements. Il propose une architecture basée sur des composants permettant de réduire considérablement la taille mémoire du système et de ses applications. Chaque composant correspond à un élément matériel (LED, timer, convertisseur ADC, etc) et peut être réutilisé dans différentes applications. Les applications sont des ensembles de composants associés dans un but précis. Les composants peuvent être des concepts abstraits ou bien des interfaces logicielles aux entrées sorties matérielles de la cible étudiée (carte ou dispositif électronique). NesC permet de déclarer 2 types de fichiers : les modules et les configurations.

- Le fichier configuration est la définition du ou des composants qui seront utilisés par l'application déployée sur le capteur.
- Les modules constituent les briques élémentaires de code et implémentent une ou plusieurs interfaces. Les interfaces sont des fichiers décrivant les commandes et évènements proposés par le composant qui les implémente.

Les capteurs possèdent en général la même architecture et sont programmables via le langage NesC. Cependant plusieurs firmes fabriquent de tels capteurs, ce qui implique quelques différences qui sont

prises en compte par le compilateur de NesC appelé ncc. Pour effectuer une compilation, les fichiers doivent se situer dans le même répertoire, contenant aussi un makefile.

Un autre type de langage TinyGals [33], basé sur le traitement de flux de données, a également été proposé pour le système TinyOS. Il est basé sur des acteurs possédant des portes pour recevoir ou produire des données, les connexions directives entre acteurs correspondant à des queues de type FIFO. Ce langage permet une exécution pilotée par les événements, globalement asynchrone mais localement synchrone, où les problèmes d'exécution concurrente sont résolus au niveau système et non pas au niveau du composant, comme avec NesC. Un acteur est construit en faisant appel à des méthodes synchrones de composants TinyOS

A.3.4 Algorithmes

A.3.4.1 Approche algorithmique

Les réseaux de capteurs sans fil comportent en général un grand nombre de noeuds capteurs, de sorte qu'un algorithme destiné à ces réseaux est implicitement distribué. Dans les réseaux de capteurs, la ressource la plus critique est l'énergie et l'opération la plus gourmande en énergie est la transmission de données. La recherche algorithmique est donc focalisée sur l'étude et la conception d'algorithmes tenant compte de l'énergie pour la transmission de données des noeuds capteurs vers les stations de base. La méthode utilisée généralement est celle des multi-sauts (de noeud à noeud, en partant du noeud source jusqu'à la station de base), du fait de la croissance polynomiale du coût énergétique d'une transmission radio en fonction de la distance de transmission.

L'approche algorithmique se différencie de l'approche protocole par le fait que des modèles mathématiques qu'elle utilise sont plus abstraits, plus généraux, mais parfois moins réalistes que les modèles utilisés dans la conception des protocoles.

A.3.4.2 Programmation centrée sur les états

De nombreuses applications de réseaux de capteurs ne sont pas simplement des programmes génériques distribués sur un réseau ad-hoc comportant des noeuds d'énergie. La notion d'états représentant des phénomènes physiques et les modèles de leur évolution dans l'espace et le temps sont étroitement liés aux réseaux de capteurs. Certains états peuvent être représentés sur un petit nombre de noeuds et évoluer dans le temps, comme dans la poursuite de cibles, tandis que d'autres peuvent être représentés sur une zone géographique comportant un grand nombre de noeuds, comme dans le suivi d'un contour de température. Un trait distinctif des propriétés des états physiques, comme la position, la forme et le mouvement des objets, est leur continuité dans l'espace et le temps. Leur détection et le contrôle se fait en général par le biais de mises à jour séquentielles des états. La théorie des systèmes, base des algorithmes de traitement des signaux et de l'information, fournit des abstractions de l'état de mise à jour, telles que :

$$\mathbf{x}_{k+1} = f(\mathbf{x}_k, u_k) \quad (\text{A.1})$$

$$y_k = g(\mathbf{x}_k, u_k) \quad (\text{A.2})$$

où x est l'état d'un système, et les u sont les entrées, les résultats sont y , k est un entier représentant un indice d'actualisation dans l'espace et/ou de temps, f est la fonction de mise à jour de l'état et g est la fonction de sortie ou d'observation.

Cette formulation est suffisamment générale pour englober une grande variété d'algorithmes de fusion des données issues de capteurs, le traitement du signal et le contrôle (par exemple, filtrage de Kalman, estimation bayésienne, système d'identification, lois de rétroaction et automates à nombre d'états finis).

Toutefois, dans le cas de systèmes embarqués distribués et temps réel tels que les réseaux de capteurs, la formulation ci-dessus n'est pas parfaitement adaptée. Les relations entre sous-systèmes peuvent être extrêmement complexes et dynamiques dans l'espace et le temps. Afin d'assurer un fonctionnement correct et efficace du système, les questions suivantes doivent être traitées lors de la conception :

- où les variables d'état sont-elles conservées ?
- d'où les entrées proviennent-elles ?
- d'où viennent les produits ?
- où les fonctions f et g sont-elles évaluées ?
- combien de temps dure l'acquisition d'entrées ?
- les entrées u_k recueillies sont-elles synchrones ?
- les entrées arrivent-elles dans le bon ordre lors de la communication ?
- quelle est la durée temporelle exacte entre les indices k et $k + 1$? S'agit-il d'une constante ?

Cependant, ces aspects non-fonctionnels du calcul, liés à la concurrence, la réactivité, la mise en réseau et la gestion des ressources, ne sont pas bien traités dans les modèles et langages de programmation traditionnels. Une programme centrée sur les états a pour but de fournir des méthodes et outils de conception fournissant des abstractions utilisables des aspects précédents qui permettent au concepteur d'écrire encore des équations telles que A.1 et A.2 en ayant une compréhension intuitive de l'endroit et du moment où et auquel les opérations sont exécutées.

A.3.4.3 Groupes collaboratifs

Un groupe collaboratif est un ensemble d'entités qui contribuent à la mise à jour d'un état. Ces entités peuvent être des noeuds de capteurs physiques, ou ils peuvent être plus abstraits tels que les composants du système (capteurs virtuels ou agents mobiles gérant la communication par sauts entre capteurs). Intuitivement, un groupe collaboratif fournit deux abstractions : son champ d'application pour l'encapsulation des topologies de réseau et sa structure pour encapsuler des protocoles de communication. La portée d'un groupe définit les noeuds participant au groupe. Elle peut être spécifiée directement ou en appliquant une fonction (par exemple, appartenance des noeuds à une certaine zone géométrique, noeuds situés à moins d'un certain nombre de sauts d'un point (noeud) d'ancrage, ou tous les noeuds qui fournissent une mesure "assez proche" d'une valeur donnée). La possibilité de grouper les noeuds selon certains attributs physiques plutôt que selon leurs adresses est un élément important et caractéristique des réseaux de capteurs.

La structure d'un groupe définit le rôle joué par chaque membre, et donc le flux de données. Les membres du groupe sont-ils tous identiques du point de vue communication ? Existe-t-il dans le groupe un noeud principal (chef de groupe) consommateur de données fournies par les autres ? La notion de groupe permet

au programmeur de n'adresser les noeuds ni par un nom ni par une adresse. La multiplicité des noeuds jouant le même rôle introduit une certaine redondance et une robustesse vis à vis des défaillances de noeuds et de liens de communication.

On peut définir un groupe comme un ensemble de 4 valeurs :

$$G = (A, L, p, R) \quad (\text{A.3})$$

avec

- A un ensemble d'agents (ou de noeuds virtuels),
- L un ensemble d'étiquettes représentant les rôles joués par les noeuds,
- $p : A \rightarrow L$ une fonction attribuant un rôle à chaque agent,
- $R \subseteq L \times L$ les relations de connexion entre les rôles.

Etant données les relations entre les rôles, un groupe peut induire un plus faible niveau de connectivité E entre les agents, :

$$\forall a, b \in A, (p(a), p(b)) \in R \implies (a, b) \in E \quad (\text{A.4})$$

Au moment de l'exécution, la portée et la structure dynamique des groupes sont gérées par des protocoles de gestion de groupe, qui sont fortement dépendants des types de groupes. Une spécification détaillée des protocoles de gestion de groupe dépasse la portée de cette section. Des protocoles tels que Geocasting [34], GEAR [35] et Mobicast [36] peuvent par exemple être utilisés pour maintenir la communication entre les membres, même en présence de "trous" de communication dans le cas de groupes géographiquement restreints. Par contre, un protocole comme GPSR [37] ou RoamHBA [38] peut être utilisé dans le cas d'un groupe par invitation (chaque noeud du groupe pouvant inviter d'autres noeuds à participer au groupe).

A.3.5 Simulateurs

Il existe des plateformes spécifiquement conçues pour la simulation des réseaux de capteurs sans fil, comme TOSSIM, le simulateur intégré à TinyOS. Des simulateurs de réseaux classiques, comme ns-2 ont aussi été utilisés. Une liste extensive des simulateurs pour les réseaux de capteurs sans fil est disponible sur Internet dans la base de données "CRUISE WSN Simulation Tool Knowledgebase" [39].

Les méthodologies de conception sont habituellement associées à des simulateurs permettant de simuler le comportement d'un réseau de capteurs pour chaque noeud de base. En utilisant la simulation, les concepteurs peuvent rapidement étudier les performances (en termes de temps d'exécution, de puissance, de bande passante et d'évolutivité), sans mettre en oeuvre des algorithmes particularisés pour le matériel présent ni faire face aux aléas de la réalité des phénomènes physiques. Un simulateur affiche généralement les éléments suivants :

- Un modèle du noeud capteur : un noeud dans un simulateur logiciel agit comme une plate-forme d'exécution, un capteur d'accueil, ainsi qu'un terminal de communication. Pour les concepteurs d'application, un modèle de noeud prévoit généralement, au niveau du code, de simuler des protocoles

de communication de pile, des capteurs de comportement (par exemple, détection de bruit), et un système d'exploitation de services. Si les noeuds sont mobiles, les positions et les mouvements des noeuds doivent être modélisés. Si l'énergie fait partie des caractéristiques de la conception, la consommation électrique des noeuds doit être modélisée.

- Un modèle de communication : selon les détails de la modélisation, la communication peut être obtenue au niveau de différentes couches. La plupart des simulateurs de modèle élaborent les moyens de communication à partir de la couche physique, de la simulation de la propagation RF (retards et collisions des transmissions simultanées). Sinon, la communication peut aussi être simulée au niveau de la couche MAC ou couche réseau, en utilisant, par exemple, des processus stochastiques pour représenter les comportements de bas niveau.
- Un modèle d'environnement physique : un élément clé de l'environnement dans lequel opère un réseau de capteurs est le phénomène physique étudié. L'environnement peut également être simulé à différents niveaux de détail. Par exemple, un objet en mouvement dans le monde physique peut être résumé en un point source de signal. Le déplacement du point de source peut être modélisé par des équations différentielles ou interpolés à partir d'un profil de trajectoire. Si le réseau de capteurs est passif, c'est-à-dire n'a pas d'impact sur le comportement de l'environnement, alors l'environnement peut être simulé séparément ou même être stocké dans les fichiers de données. Si, en plus de la détection, le réseau réalise également des actions qui influencent le comportement de l'environnement, un mécanisme de simulation plus étroitement intégré est nécessaire.
- Statistiques et visualisation : Les résultats de la simulation doivent être collectés pour analyse. Etant donné que l'objectif d'une simulation est généralement de tirer des propriétés globales de l'exécution de chacun des noeuds, la visualisation de comportements globaux est extrêmement importante. Un outil de visualisation idéal devrait permettre aux utilisateurs de facilement observer, à la demande, la répartition spatiale de la mobilité des noeuds, la connectivité entre les noeuds, des qualités des liens (de bout en bout des voies de communication) et des retards, des phénomènes et de leur dynamique spatio-temporelle, des lectures du capteur sur chaque noeud, la durée de vie (l'énergie de la batterie) et divers paramètres des noeuds.

Un simulateur de réseau de capteurs simule le comportement d'un sous-ensemble de noeuds en fonction du temps. Selon la façon dont le temps est pris en compte dans la simulation, il existe deux types de modèles d'exécution : cycles axés sur la simulation incrémentale et la simulation à événements discrets.

Un cycle axé sur la simulation incrémentale discrétise le temps en échantillons (généralement régulièrement espacés) et simule le comportement du système aux instants correspondant à ces échantillons. Les phénomènes physiques sont d'abord simulés, et ensuite tous les noeuds sont vérifiés pour voir s'ils ont une information à capter, traiter ou communiquer. La détection et le calcul sont supposés être terminés avant le prochain échantillon. L'envoi d'un paquet est également supposé être achevé d'ici là. Cependant, le paquet ne sera disponible pour le noeud de destination qu'au prochain cycle temporel. En fait, l'une des questions les plus subtiles dans la conception d'un simulateur incrémental est la façon de dépister et de traiter les dépendances cycliques entre les noeuds ou algorithmes de composants. La plupart des simulateurs ne permettent pas d'interdépendance au sein d'un même cycle. C'est le cas des langages synchrones [40], qui sont généralement utilisés dans la conception des systèmes de contrôle.

Les simulateurs basés sur les événements discrets supposent que le temps est continu et qu'un événement peut se produire à tout moment. Un événement est un doublet, avec une valeur et un marqueur temporel,

indiquant quand l'évènement est censé être produit. Un rôle essentiel des composants intervenant dans une simulation est de réagir aux évènements d'entrée-sortie et de produire des évènements. Dans les simulateurs pour réseaux de capteurs, un composant peut être un capteur de noeud et les évènements peuvent être des paquets de communication, ou un composant peut être un module logiciel à l'intérieur d'un noeud et les évènements peuvent être des messages passés entre ces modules. Habituellement, les composants sont causaux, en ce sens que le marqueur temporel de la sortie évènement ne doit pas être antérieure à celle de l'entrée évènement. Dans le cas non causal, il faudrait être en mesure de reculer dans le temps, ce qui interdit en fait la définition du comportement déterministe d'un système [41]. Un simulateur orienté évènements requiert généralement une file d'attente. Tous les évènements intervenant entre les noeuds ou les modules sont mis en file d'attente et triés en fonction de leur ordre chronologique. A chaque itération de la simulation, le simulateur enlève l'évènement le plus ancien de la file d'attente et déclenche le composant qui réagit à cet évènement. Ces simulateurs sont en général plus précis que ceux du type incrémental, plus proche de la réalité (temps continu), mais sont d'exécution plus lente (gestion de la file d'attente, des évènements, etc).

On rencontre un certain nombre de simulateurs écrits en Matlab, Java, et C + +. Beaucoup d'entre eux sont conçus pour des applications particulières et exploitent les hypothèses spécifiques à l'application pour obtenir l'efficacité. Il y a plusieurs simulateurs du domaine public ou commerciaux disponibles.

Une classe de ces simulateurs comprend les extensions de simulateurs de réseau classiques, comme ns-2, J-Sim (précédemment connu sous le nom de JavaSim) [42], et GloMoSim/QualNet [43, 44]. Ces simulateurs mettent l'accent sur la modélisation du réseau, des piles de protocoles, et la simulation de la performance.

Une autre classe de simulateurs incorpore les noeuds dans le logiciel de simulation. Pour cette raison, ils sont généralement attachés à des plates-formes matérielles et sont moins portables. On peut citer par exemple TOSSIM [45] de Berkeley et de l'Emstar [46] pour Linux, basée sur des noeuds tels que Sensoria WINS NG plateformes.

A.3.5.1 Le simulateur ns-2 et ses extensions pour les réseaux de capteurs

Le simulateur ns-2 est libre et était à l'origine conçu pour les réseaux filaires, les réseaux IP. Des extensions ont été effectuées pour simuler les réseaux mobiles sans fil (par exemple, TDMA et 802,11 MAC) et, plus récemment, des réseaux de capteurs. Bien qu'à l'origine, ns-2 ne prenne en charge que les adresses logiques pour chaque noeud, les extensions sans-fil /mobiles de celui-ci (par exemple, [47]) introduisent la notion de noeuds lieux et un modèle simple de canal sans fil. Ce n'est pas une extension triviale, car une fois que les noeuds se déplacent, le simulateur doit vérifier, pour chaque évènement lié à la couche physique, si le noeud de destination est dans la portée de communication. Pour un grand réseau, cela ralentit considérablement la vitesse de simulation. Il y a au moins deux efforts pour étendre ns-2 pour simuler des réseaux de capteurs : SensorSim de l'UCLA et LNR, l'extension capteur de la Marine Research Laboratory.

SensorSim vise à fournir un modèle énergétique de noeuds et de la communication, afin que la consommation de puissance puisse être simulée [48]. Il soutient également la simulation hybride, où de véritables noeuds, participant à des applications réelles, peuvent être exécutés en même temps qu'une simulation.

LNR fournit un moyen souple de modélisation des phénomènes physiques dans un simulateur à évènements discrets. Les phénomènes physiques sont modélisés comme des noeuds de réseau qui communiquent avec de vrais noeuds à travers les couches physiques. Tous les évènements intéressants sont communiqués aux noeuds pour qui ils ont une signification. Le noeud récepteur peut simplement avoir une pile capteur parallèle à la pile de réseau assurant la transformation de ces évènements. Les principales fonctionnalités de ns-2 sont implémentées en C++, alors que la dynamique de la simulation (par exemple, le temps dépend des caractéristiques d'application) est contrôlé par des scripts Tcl. Les éléments fondamentaux dans ns-2 sont les couches dans la pile de protocoles. Elles mettent en oeuvre les gestionnaires d'interface indiquant qu'elles traitent les évènements. Les évènements de communication sont les paquets qui sont transmis entre les couches consécutives, dans un délai d'un noeud, ou entre les mêmes couches à travers les noeuds. Le principal avantage de ns-2 est la richesse de sa bibliothèque de protocoles pour presque toutes les couches du réseau et pour de nombreux mécanismes de routage. Ces protocoles sont modélisés en détail, de sorte qu'ils ressemblent aux protocoles réellement mis en oeuvre. En voici quelques exemples :

- TCP : implémentations de reno, tahoe, vegas, et SACK
- MAC : 802,3, 802,11, et TDMA
- Routage ad hoc : DSDV, DSR, AODV, et TORA.
- Capteur de routage réseau : GEAR et GAF.

A.3.5.2 TOSSIM

TOSSIM est le simulateur de TinyOs. Il permet de simuler le comportement d'un capteur (envoi/réception de messages via les ondes radios, traitement de l'information, etc) au sein d'un réseau de capteurs. Pour une compréhension simplifiée de l'activité d'un réseau, TOSSIM peut être utilisé avec une interface graphique, TinyViz, permettant de visualiser de manière intuitive le comportement de chaque capteur au sein du réseau.

A.3.5.3 Utilisation de la programmation centrée sur les états

PIECES (interface de programmation et d'environnement collaboratif pour les systèmes embarqués [49]) est un cadre logiciel qui implémente la méthodologie de programmation centrée sur les états et les groupes collaboratifs. Il permet la modélisation, la simulation, la conception d'applications de réseau de capteurs. Il est mis en oeuvre dans un environnement mixte Java Matlab.

PIECES est basé sur les notions de portes d'entrée et de sortie et de principes. Ces derniers sont chargés de la maintenance d'un état (par des mises à jour successives de cet état, correspondant à l'évaluation de la fonction f de l'équation A.1) et peuvent également honorer des demandes sur cet état émanant d'autres principes, ce qui correspond à l'évaluation de la fonction g de l'équation (A.2), (voir figure A.6). Ces actions sont effectuées en attachant des agents à ses portes d'entrée/sortie ou à celles d'autres principes, ces agents de portes capturant les communications entre principes.

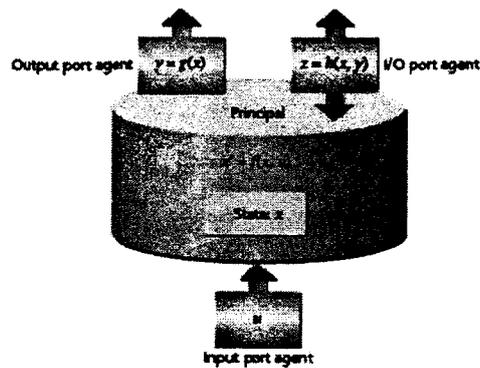


FIG. A.6 – Principes et agents de portes.

L'exécution des principes peut être pilotée par les événements (arrivée de données, demandes d'autres principes) ou régulière dans le temps. Pour maintenir la consistance des données, un seul principe peut maintenir un état donné (les autres pouvant en conserver la valeur dans un cache et "suggérer" au principe gestionnaire des modifications de la valeur de l'état). Cette asymétrie dans l'accès des variables simplifie la gestion des variables partagées. Les principes peuvent se former en groupes et un principe donné peut appartenir à plusieurs groupes de principes. Cependant un agent de porte ne peut appartenir qu'à un seul groupe.

La mobilité introduit des contraintes supplémentaires pour la maintenance des états. Une solution consiste à introduire des dispositifs de synchronisation (triggers) qui interdisent toute mobilité durant la mise à jour d'un état [50].

A.3.6 Visualisation des données

Les données récupérées par un réseau de capteurs sont en général sauvegardées sous la forme de données numériques dans une station de base centralisatrice. Il existe un certain nombre de programmes, comme TosGUI et MonSense [51], GSN [52] qui facilitent la représentation de ces quantités importantes de données. De plus, Open Geospatial Consortium (OGC) spécifie des standards d'interfaces inter-opérables et de codage de méta-données qui permettent une intégration en temps réel sur Internet de réseaux de capteurs, ce qui permet leur contrôle et leur gestion à partir d'un navigateur Web standard.

TinyViz est une application graphique, associée au simulateur TOSSIM de TinyOs, qui donne un aperçu du réseau de capteurs à tout instant, ainsi que des divers messages qu'ils émettent (voir figure A.7).

Elle permet de déterminer un délai entre chaque itération des capteurs afin de permettre une analyse pas à pas du bon déroulement des actions. L'interface graphique TinyViz permet également la visualisation des échanges radios, conjointement aux messages de débogage, ce qui permet, à chaque instant de la simulation, d'avoir une vue globale de l'activité du réseau étudié. TinyViz offre la possibilité de ralentir la simulation par un délai afin d'observer le déroulement des événements, ce qui est très intéressant lorsque le réseau est surchargé de messages.

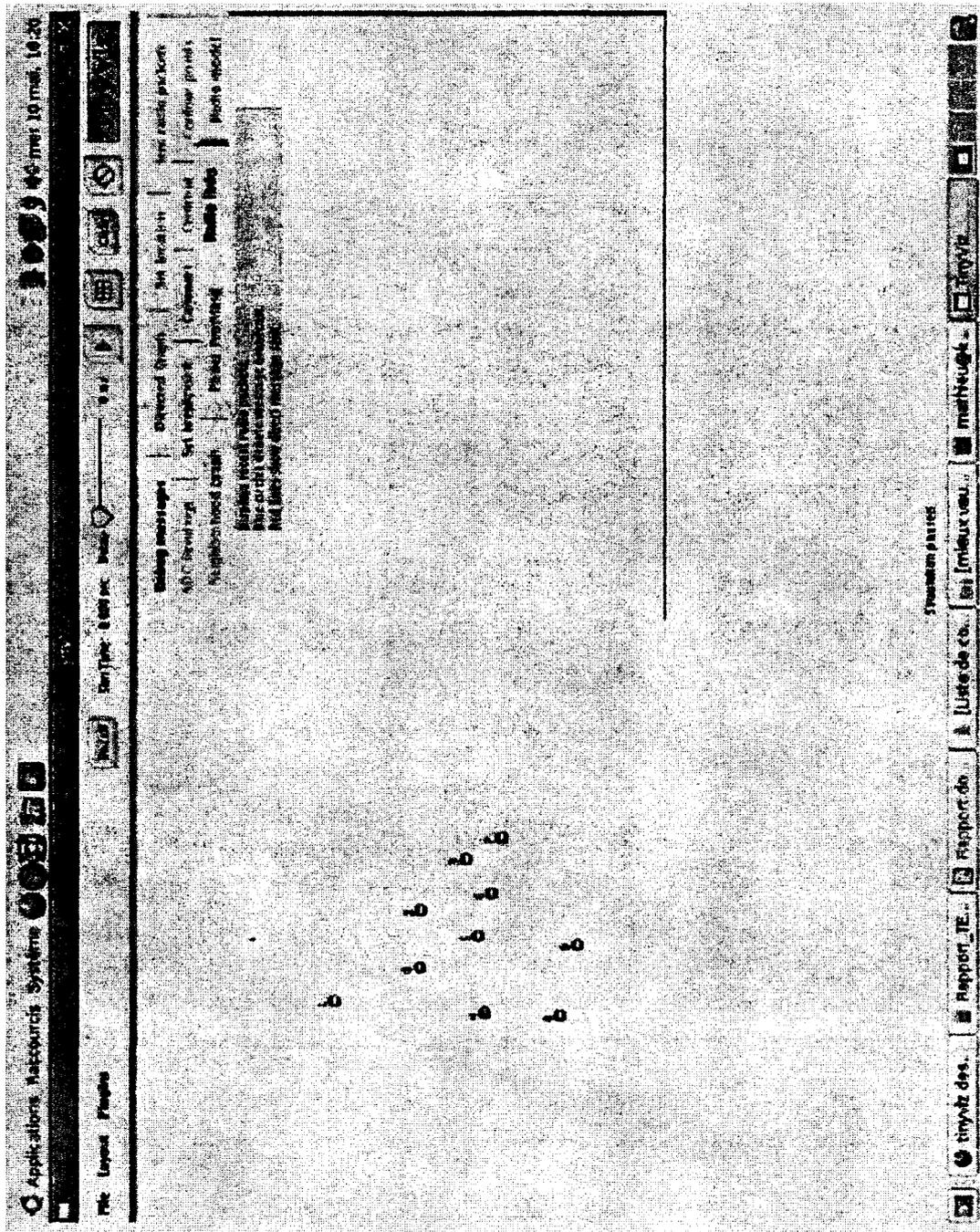


FIG. A.7 – Exemple d'écran de l'interface graphique TiniViz.

Bibliographie

- [1] <http://www.btnode.ethz.ch/Projects/SensorNetworkMuseum>
- [2] J. Hill, R. Szewcyk, A. Woo, D. Culler, S. Hollar, and P. Kister, "System architecture directions for networked sensors," Proc. 8th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems (ASPLOS IV), Cambridge (MA), 93-104, 2000.
- [3] A. Savvides, and M.B. Srivastava, "A distributed computation platform for wireless embedded sensing," Proc. International Conference on Computer Design (ICCD02), 220-225, Freiburg (Germany), September 2002.
- [4] A. Chandrakasan, R. Min, M. Bhardwaj, S-H Cho, and A. Wang, "Power aware wireless microsensor systems," Proc. of 32nd European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC02), Florence, Italy, September 2002.
- [5] J. M. Kahn, R. H. Katz, and K. Pister, "Next century challenges: Mobile networking for smart dust," Proc. 5th International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 1999), pages 271-278. Seattle, WA, ACM Press, August 1999.
- [6] J. Rabaey, J. Ammer, J. da Silva, D. Patel, and S. Roundy, "Picoradio supports ad-hoc ultra-low power wireless networking," IEEE Computer Magazine, 42-48, July 2002.
- [7] J.J. Liu, J. Liu, J. Reich, P. Cheung, and F. Zhao, "Distributed group management for track initiation and maintenance in target localization applications," Proc. 2nd International Workshop on Information Processing in Sensor Networks (IPSN03), 113-128, Palo Alto, CA, Springer, April 2003.
- [8] A. Silberschatz, P.B. Galvin, and G. Gagne, "Operating System Concepts," 6th Edition, Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] G. Buttazzo, "Hard Real-Time Computing Systems," The Netherlands, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [10] <http://www.tinyos.net/> .
- [11] J. Hill, R. Szewcyk, A. Woo, D. Culler, S. Hollar, and K. Pister, "System architecture directions for networked sensors," Proc. 8th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems (ASPLOS IV), Cambridge, MA, pages 93-104. 2000.
- [12] P. Levis, and D. Culler, "Maté: A tiny virtual machine for sensor networks," Proc. 10th International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems (ASPLOS X), pages 85-95, San Jose, CA, October 2002.
- [13] <http://www.sics.se/contiki/> .
- [14] <http://mantis.cs.colorado.edu/tikiwiki/tiki-index.php> .
- [15] <http://www.btnode.ethz.ch> .
- [16] <http://nesl.ee.ucla.edu/projects/sos-1.x/> .
- [17] <http://www.nano-rk.org> .
- [18] A. Dunkels, N. Finne, J. Eriksson, and T. Voigt, "Run-Time Dynamic Linking for Reprogramming Wireless Sensor Networks," <http://www.sics.se/~adam/dunkels06runtime.pdf>, Proceedings of the

Fourth ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys 2006), Boulder, Colorado, USA, November 2006.

- [19] A. Dunkels, B. Grönvall, and T. Voigt, "Contiki - a Lightweight and Flexible Operating System for Tiny Networked Sensors," <http://www.sics.se/~adam/dunkels04contiki.pdf>, Proceedings of the First IEEE Workshop on Embedded Networked Sensors 2004 (IEEE EmNetS-I), Tampa, Florida, USA, November 2004.
- [20] S. Bhatti, J. Carlson, H. Dai, J. Deng, J. Rose, A. Sheth, B. Shucker, C. Gruenwald, A. Torgeron, R. Han, "MANTIS OS : An Embedded Multithreaded Operating System for Wireless Micro Sensor Platforms," ACM/Kluwer Mobile Networks & Applications (MONET), Special Issue on Wireless Sensor Networks, 10(4), August 2005.
- [21] A. Eswaran, A. Rowe, and R. Rajkumar, "Nano-RK : An Energy-Aware Resource-Centric Operating System for Sensor Networks," <http://www.andrew.cmu.edu/~agr/pubpg/> IEEE Real-Time Systems Symposium, December 2005.
- [22] C.C. Han, R.K. Rengaswamy, R. Shea, E. Kohler, and M. Srivastava, "SOS : A dynamic operating system for sensor networks," Proc. of the Third International Conference on Mobile Systems, Applications, And Services (Mobisys), 2005.
- [23] C.C. Han, R. Kumar, R. Shea, E. Kohler, and M. Srivastava, M. 2005. "A dynamic operating system for sensor nodes," Proceedings of the 3rd international Conference on Mobile Systems, Applications, and Services (Seattle, Washington, June 2005). MobiSys '05, ACM Press, New York, NY, 163-176, 2005.
- [24] <http://www.btnode.ethz.ch> .
- [25] "BTnode Programming - An Introduction to BTnut Applications," <http://www.btnode.ethz.ch/Documentation/Tutorials>.
- [26] S. Hadim Salem, N. Mohamed (2006). "Middleware Challenges and Approaches for Wireless Sensor Networks," IEEE Distributed Systems Online 7 (3). art. no. 0603-o3001.
- [27] K. Römer, (February 2004), "Programming Paradigms and Middleware for Sensor Networks," http://www.vs.inf.ethz.ch/publ/papers/GI/ITG_Fachgespräch_Sensornetze_Karlsruhe.
- [28] <http://galsc.sourceforge.net> .
- [29] <http://nesc.sourceforge.net> .
- [30] <http://www.sics.se/~adam/pt/> .
- [31] B. Greenstein, E. Kohler, and D. Estrin, "A Sensor Network Application Construction Kit (SNACK)," Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems, Baltimore (USA), 69-80, 2004.
- [32] S.C. Jaikao, and C.C.g Shen, "Sensor Information Networking Architecture," International Workshops on Parallel Processing, 23-30, 2000.
- [33] <http://ptolemy.berkeley.edu/presentations/03/TinyGALS.pdf>, "TinyGALS : A Programming Model for Event-Driven Embedded systems".
- [34] Y-B. Ko, and N.H. Vaidya, "Geocasting in mobile ad hoc networks: Locationbased multicast algorithms," Proc. IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications, 101-110, New Orleans, LA, February 1999.

- [35] Y. Yu, R. Govindan, and D. Estrin, "Geographical and energy aware routing: A recursive data dissemination protocol for wireless sensor networks," Technical Report UCLA/CSD-TR-01-0023, UCLA Computer Science Department, May 2001.
- [36] Q. Huang, C. Lu, and G.-C. Roman, "Mobicast: Just-in-time multicast for sensor networks under spatiotemporal constraints," Proc. 2nd International Workshop on Information Processing in Sensor Networks (IPSN03), 442-457, Palo Alto, CA, Springer, April 2003.
- [37] B. Karp, and H.T. Kung, "GPSR: Greedy perimeter stateless routing for wireless networks," Proc. 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 2000), 243-254. ACM Press, 2000.
- [38] Q. Fang, J. Liu, L. Guibas, and F. Zhao, "Roam HBA: Maintaining group connectivity in sensor networks," Proc. 3rd International Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN 2004), 151-160, Berkeley, CA, April 2004.
- [39] http://mobilesummit2006.telecom.ece.ntua.gr/cruise/Public_documents/wp123-wnsimulation-tool-knowledgebase .
- [40] N. Halbwachs, "Synchronous Programming of Reactive Systems," Kluwer International Series in Engineering and Computer Science, 215. Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [41] E. A. Lee, "Modeling concurrent real-time processes using discrete events," *Annals of Software Engineering*, 7, 25-45, 1999.
- [42] <http://www.j-sim.org/> .
- [43] <http://pcl.cs.ucla.edu/projects/glomosim/> .
- [44] <http://www.qualnet.com/products/qualnet.php> .
- [45] P. Levis, N. Lee, M. Welsh, and D. Culler, "TOSSIM: Accurate and scalable simulation of entire TinyOS applications," Proc. 1st ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys2003), 126-137. Los Angeles, CA, November 2003.
- [46] J. Elson, S. Bien, N. Busek, V. Bychkovskiy, A. Cerpa, D. Ganesan, L. Girod, B. Greenstein, T. Schoellhammer, T. Stathopoulos, and D. Estrin, "EmStar: An environment for developing wireless embedded systems software," Cens Technical Report 0009, University of California, Los Angeles, March 2003.
- [47] J. Broch, D.A. Maltz, D.B. Johnson, Y-C Hu, and J. Jetcheva, "A performance comparison of multi-hop wireless ad hoc network routing protocols," Proc. 4th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 1998), 85-97. Dallas, TX, ACM Press, October 1998.
- [48] S. Park, A. Savvides, and M.B. Srivastava, "SensorSim: A simulation framework for sensor networks," Proc. 3rd ACM International Workshop on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems (MSWiM 2000), Boston, MA, 104-111. ACM Press, August 2000.
- [49] J. Liu, M. Chu, J.J. Liu, J. Reich, and F. Zhao, "State-centric programming for sensor and actuator network systems," *IEEE Pervasive Computing Magazine*, 50-62, October 2003.
- [50] J. Liu, "Responsible Frameworks for Heterogeneous Modeling and Design of Embedded Systems," Ph.D. thesis, University of California, Berkeley, 2001.

[51] <http://whale.fe.up.pt/wsnwiki/index.php/MonSense> .

[52] <http://gsn.sourceforge.net> .

Annexe B

Détails sur les couches physiques IEEE 802.11, Zigbee, CDMA et ULB

B.1 Les modulations BPSK, QPSK, DBPSK et DQPSK

Les télécommunications ont pour rôle de transmettre, à distance et à travers un canal, des informations d'un émetteur vers un ou plusieurs récepteurs d'une manière aussi fiable que possible et à un coût réduit.

Aujourd'hui, tous les systèmes de communications avancés sont numériques. Ils sont construits selon l'architecture illustrée à la figure B.1 [1].

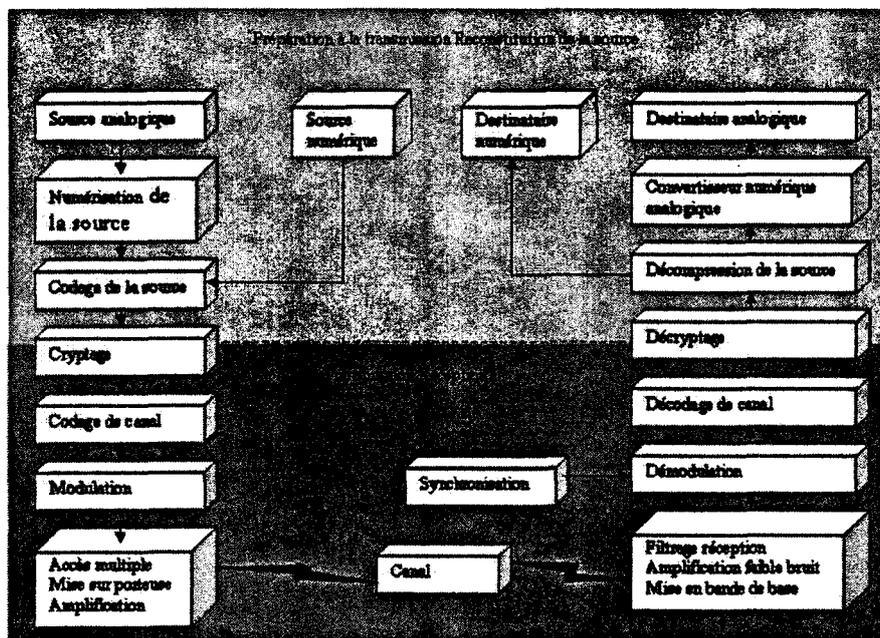


FIG. B.1 – Architecture générale d'un système de transmission numérique.

Modulation-Démodulation

Une fois les informations protégées pour la transmission sur le canal grâce au codage correcteur d'erreurs, elles doivent être transformées en un signal radiofréquence pouvant se propager entre l'émetteur et le récepteur. Réciproquement, le récepteur doit récupérer le signal radiofréquence et en déduire les informations transmises.

La modulation

L'opération de modulation numérique peut être séparée en trois étapes distinctes : le codage, la mise en forme et la mise sous porteuse.

– Le codage (mapping)

Le codage consiste à transformer les bits à transmettre en symboles complexes appartenant à une constellation. Le cas le plus simple consiste, par exemple, à associer le bit 0 au symbole complexe $(-1 + 0j)$ et le bit 1 au symbole $(+1 + 0j)$. On est alors en présence d'une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). Cette modulation est à deux états et correspond donc à 1 bit par symbole.

Il est évidemment possible d'utiliser des constellations possédant plus de symboles et donc à plus de bits par symbole, telle une QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), avec 2 bits par symbole, comme illustré sur la figure B.1.

♦ Modulation de phase

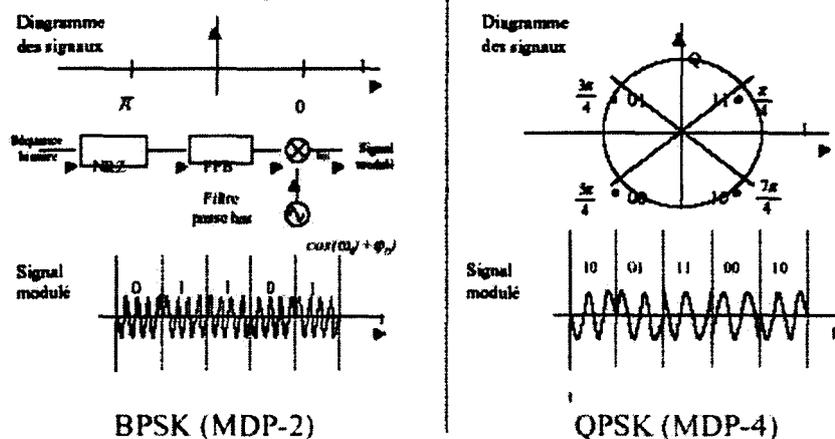


FIG. B.2 – La modulation numérique.

– La mise en forme

La deuxième étape de la modulation consiste à mettre en forme le signal à transmettre en filtrant le train de symboles issus du codage par une impulsion, dont la forme caractérisera le spectre du signal modulé. Ces impulsions sont aussi appelées codes en ligne. La figure (B.3) illustre cette notion et donne le résultat des opérations de codage et de mise en forme pour une BPSK et deux types d'impulsions lorsque la séquence binaire à transmettre est 1001. L'impulsion peut durer plus longtemps qu'un temps symbole, le temps symbole étant, par définition, l'inverse du débit symbolique. Dans ce cas, le

signal résultant à un instant donné est simplement la somme de toutes les contributions non nulles à cet instant.

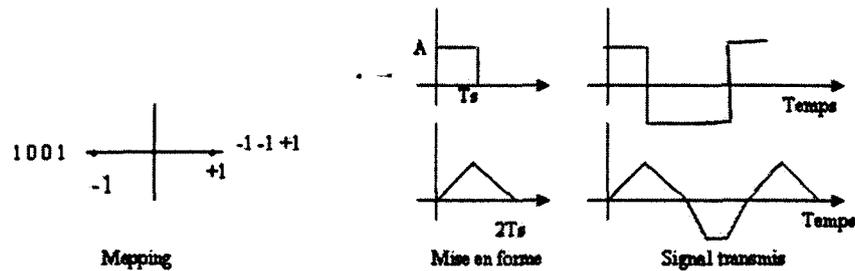


FIG. B.3 – Exemple de mise en forme d'un signal.

Dans le cas d'une impulsion rectangulaire, telle qu'illustrée dans le premier exemple de la figure B.3, le spectre du signal transmis est un sinus cardinal de durée infinie. Pour avoir un spectre fini, il faut, en théorie, une impulsion de mise en forme de durée infinie. En pratique, on utilise des impulsions qui s'étalent sur quelques temps symboles. Toutes ces opérations s'effectuent sans fréquence porteuse, ou plus exactement en bande de base.

– La mise sous porteuse

La mise sous porteuse consiste à translater le spectre du signal en bande de base autour de la fréquence porteuse ce qui, en terme mathématiques, revient à multiplier le signal complexe par $\exp(2j\pi ft)$ et à prendre la partie réelle. En pratique, cette translation se fait en plusieurs étapes. On parle de fréquences intermédiaires, les dernières translations étant effectuées dans le monde analogique à l'aide de mélangeurs. Finalement, le signal est amplifié puis transmis. Il subit les déformations du canal et est récupéré par le récepteur.

La démodulation

La démodulation consiste à effectuer les opérations inverses de la modulation. Le signal reçu est sur porteuse, et il faut le ramener en bande de base. Les symboles ayant été mis en forme, il faut effectuer un filtrage similaire en réception et finalement déduire des symboles démodulés le train binaire le plus vraisemblablement émis.

Avant toute opération, il est nécessaire que le récepteur se synchronise sur le signal reçu, à la fois en rythme, en fréquence et en phase. La synchronisation en rythme permet d'échantillonner au même temps symbole que celui utilisé par le transmetteur en suivant les dérives des horloges numériques. La synchronisation fréquentielle évite des distorsions du signal pendant la translation en bande de base et corrige similairement les dérives des oscillateurs locaux. Enfin, la synchronisation en phase, ou récupération de phase, permet de retrouver la constellation a priori sans déformations. On parle alors de démodulation cohérente. Il existe des schémas de modulation-démodulation non cohérents s'affranchissant de la récupération de phase, mais moins performants. Pour récupérer rythme, fréquence et phase à partir de signal reçu, on utilise le plus souvent des traitements bouclés incluant une non-linéarité.

Le filtrage de récupération réalise non seulement l'opération inverse du filtre de mise en forme, mais

surtout limite le bruit avant la prise de décision. On serait donc tenté d'utiliser un filtre le plus étroit possible pour éliminer une quantité maximale de bruit, mais on risque alors de provoquer des distorsions du signal et donc de diminuer les performances. On montre que le filtre optimal en réception, ou filtre adapté, doit être égal au filtre d'émission « retourné conjugué » – si $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre d'émission, alors celle du filtre de réception doit être $h^*(-t)$.

Comme expliqué précédemment, le filtre de mise en forme peut s'étaler sur plusieurs périodes symbole, et le signal transmis est la somme des contributions de tous les symboles. Or le récepteur cherche à trouver le train de symboles émis et doit ainsi réussir à séparer les contributions de tous les symboles. Lorsque, à l'instant d'échantillonnage, les contributions des symboles passés et futurs sont non nulles, le récepteur est en présence d'interférences entre symboles.

Filtrage

Pour s'affranchir des interférences précédentes, l'ensemble filtre de mise en forme-filtre de réception doit vérifier un critère, appelé critère de Nyquist, dont l'interprétation fréquentielle est assez intuitive : il faut que la somme du spectre du filtre global et de toutes ses répliques, décalées d'un nombre entier de fréquences symboles soit constant. On en déduit que la bande minimale théorique pour transmettre sans interférence entre symboles un débit symbolique de D_s bauds et de D_s Hz.

Par conséquent, les filtres d'émission et de réception doivent être répartis de façon équilibrée, de sorte à maximiser le rapport signal sur bruit avant la prise de décision, et l'ensemble doit vérifier le critère de Nyquist, de façon à lutter contre les interférences entre symboles. C'est la raison pour laquelle on parle souvent du filtre en racine carrée de Nyquist. La famille des « filtres en racine de cosinus surélevé » est couramment utilisée.

– Les filtres en cosinus surélevé

Les filtres en cosinus surélevé vérifient le critère de Nyquist. Largement utilisés dans les systèmes de communications numériques, ils introduisent un facteur de retombée, ou roll-off, β , qui caractérise le surplus de bande utilisé, comparativement à la bande minimale nécessaire pour transmettre sans interférence entre symboles. La réponse impulsionnelle du filtre complet est donnée par :

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \left[\frac{\sin\left(\beta \frac{\pi t}{T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\beta t}{T}\right)^2} \right] \quad (\text{B.1})$$

La réponse en fréquence correspondante est :

$$H(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & |f| \geq \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Elle est représentée à la figure (B.4) pour différentes valeurs de roll-off.

Dans le cadre de la répartition optimale de filtre de Nyquist entre émission et réception, le filtre de mise en forme est un filtre en racine de cosinus surélevé, dont les expressions temporelles et fréquentielles sont :

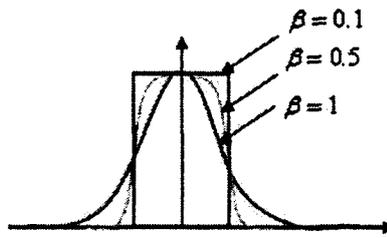


FIG. B.4 – Réponse en fréquence de filtre en cosinus surélevé.

$$h_{RC}(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{T}(1-\beta)\right) + 4\beta\frac{t}{T}\cos\left(\frac{\pi}{T}(1+\beta)\right)}{\pi\frac{t}{T}\left(1 - \left(4\beta\frac{t}{T}\right)^2\right)} \quad (\text{B.3})$$

et $H_{RC}(f) = \sqrt{H(f)}$.

Il a été considéré implicitement jusqu'à présent que le canal n'avait pas d'autre effet que de bruite le signal. En pratique, et particulièrement dans le cadre des communications mobiles, le canal provoque cependant une distorsion du signal. Comme expliqué précédemment, cette distorsion se modélise par un filtrage supplémentaire entre le filtre de mise en forme et le filtre de réception. Lorsque l'ensemble de ces filtres ne vérifie pas le critère de Nyquist, des interférences entre symboles apparaissent en réception, qu'il faut corriger afin de maintenir un niveau de performance correct. C'est le but de l'opération d'égalisation.

La modulation DQPSK

L'information est portée dans la différence de phase qui dépend du symbole d'entrée. Les bits d'information sont codés en l'une des quatre phases de transition possibles.

B_{11}	B_{12}	$\Delta\theta_1 = f(B_{11}-B_{12})$
0	0	$\pi/4$
0	1	$(3 * \pi)/4$
1	0	$-(3 * \pi)/4$
1	1	$-\pi/4$

TAB. B.1 – Le codage DQPSK.

Le décodage de $\pi/4$ -DQPSK est généralement réalisé en utilisant la détection différentielle cohérente qui fait appel aux étapes suivantes :

- Calculer les angles de phases correspondants aux symboles reçus.
- Calculer la différence des angles de phase entre tous les symboles successifs.
- Application de la règle de décision suivante :

$$\begin{aligned} B_{1K} &= (\sin \Delta\theta > 0) \\ B_{2K} &= (\cos \Delta\theta > 0) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

B.2 La modulation CCK

B.2.1 Les séquences complémentaires

Soit les séquences des codes complémentaires [2,3] a_i et b_i , où $i = 1, 2, \dots, n$. Leurs auto-corrélations sont données par :

$$c_j = \sum_{i=1}^{n-j} a_i a_{i+j} \quad (\text{B.5})$$

et

$$d_j = \sum_{i=1}^{n-j} b_i b_{i+j} \quad (\text{B.6})$$

Dans le cas idéal, deux séquences a_i et b_i sont complémentaires si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

$$c_j + d_j = 0 \quad \text{si } j \neq 0 \quad (\text{B.7})$$

$$c_0 + d_0 = 2n \quad (\text{B.8})$$

où n est la longueur du mot de code.

Dans la pratique, il est difficile de vérifier les deux conditions, mais les codes à utiliser sont préférentiellement ceux qui possèdent un pic principal et des pics minimaux résiduels.

Un exemple simple de deux codes binaires complémentaires est illustré sur le tableau B.2.

Le deuxième exemple représente la méthode pour construire un code complémentaire polyphasé. Soit le tableau (B.3) de codage basé sur la modulation QPSK.

Soit la suite des bits de données $d_7, \dots, d_0 = 10110101$. En utilisant le tableau (B.3) il vient :

$$d_1, d_0 = 01 \quad \varphi_1 = \pi$$

$$d_3, d_2 = 01 \quad \varphi_2 = \pi$$

$$d_5, d_4 = 11 \quad \varphi_3 = -\pi/2$$

$$d_7, d_6 = 10 \quad \varphi_4 = \pi/2$$

En utilisant alors la formule des symboles de la modulation CCK et la relation entre exponentielle, cosinus et sinus, on trouve :

$$C = 1, -1, j, j, -j, j, -1, -1$$

Séquence 1				Séquence 2				
Nombre	Code			C_i	Code			d_i
0	-1	1	-1	8	-1	-1	-1	8
	1	1	1		1	-1	-1	
1	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	0
	1	-1	-1		1	-1	-1	
2	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	0
	1	1	1		1	-1	-1	
3	-1	-1	-1	-4	-1	-1	-1	4
	1	-1	-1		1	-1	-1	
4	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	0
	1	1	-1		1	-1	-1	
5	-1	-1	-1	-4	-1	-1	-1	4
	1	1	1		1	-1	-1	
6	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	0
	1	1	1		1	-1	-1	
7	-1	-1	-1	0	-1	-1	-1	0
	1	-1	-1		1	-1	-1	

TAB. B.2 – Les codes binaires complémentaires.

Débit (dj+1,dj)	Phase
00	0
01	π
10	$\pi/2$
11	$-\pi/2$

TAB. B.3 – Les paramètres de phase.

Pour la modulation CCK (5.5 Mbps), les deux bits permettent de sélectionner 4 codes complexes, chacun de 8 symboles comme suit :

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
(0, i)	(1, 0)	(0, i)	(-1, 0)	(0, i)	(1, 0)	(0, -i)	(1, 0)
(0, -i)	(1, 0)	(0, -i)	(-1, 0)	(0, -i)	(1, 0)	(0, i)	(1, 0)
(0, -i)	(-1, 0)	(0, -i)	(1, 0)	(0, i)	(1, 0)	(0, -i)	(1, 0)
(0, i)	(-1, 0)	(0, i)	(1, 0)	(0, -i)	(1, 0)	(0, i)	(1, 0)

Par contre, pour la modulation cck (11 Mbps), les 6 bits permettent de selectionner 64 codes complexes de 8 symboles comme suit :

Codes 1 à 8

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)
(-1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)
(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)
(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)
(1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)

Codes 9 à 16

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
(0, <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(1, 0)
(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(1, 0)
(0, <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(1, 0)
(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)

Codes 17 à 24

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)
(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)
(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)
(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(1, 0)	(-1, 0)	(1, 0)	(1, 0)
(1, 0)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, - <i>i</i>)	(1, 0)
(-1, 0)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)	(0, <i>i</i>)	(-1, 0)	(0, <i>i</i>)	(1, 0)

Codes 25 à 32

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$

Codes 33 à 40

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$

Codes 41 à 48

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$

Codes 49 à 56

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$

Codes 57 à 64

Symb 1	Symb 2	Symb 3	Symb 4	Symb 5	Symb 6	Symb 7	Symb 8
$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$
$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$
$(1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$	$(1, 0)$
$(0, -i)$	$(-1, 0)$	$(1, 0)$	$(0, i)$	$(1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, -i)$	$(1, 0)$
$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(-1, 0)$	$(0, i)$	$(-1, 0)$	$(0, -i)$	$(0, i)$	$(1, 0)$

Le fonctionnement de la porte XOR est représenté sur la figure (B.5)

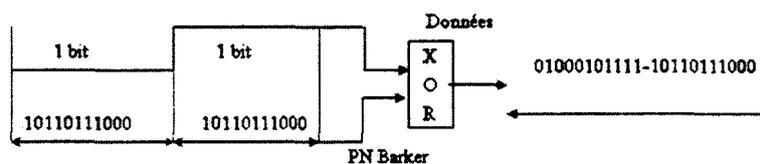


FIG. B.5 – La porte XOR.

B.3 Expérimentations : Exemple d'application d'IEEE 802.11b (WIFI)

B.3.1 Choix des paramètres pour la simulation

B.3.1.1 Choix du paramètre de mesure de performance

Cette partie de l'annexe est dédiée à une comparaison entre diverses techniques de modulation de la norme 802.11b présentées ci-dessus [4]. La performance de chacune d'entre-elles est déterminée en

calculant le taux d'erreur binaire TEB (Bit Error Rate, BER) en fonction du rapport E_s/N_0 (énergie moyenne du symbole normalisée à la densité spectrale bi-latérale du bruit).

Le TEB est, en fait, un estimateur de probabilité d'erreur par bit transmis, défini comme :

$$\text{BER} = N_e/N \quad (\text{B.9})$$

avec N_e le nombre de bits erronés reçus et N le nombre total de bits transmis.

B.3.1.2 Mise en forme d'impulsions

Le signal transmis doit être mis en forme, en employant un filtre global en cosinus surélevé à l'émission et à la réception [5]. Le filtre a un facteur de retombée (roll-off) de 0.35.

B.3.1.3 L'instant de décision

Le filtre passe-bas introduit un retard de transmission du signal et, pour que le signal soit parfaitement reçu, le point de décision doit être correctement déterminé. Pour cette raison le diagramme de l'oeil est introduit [5].

B.3.1.4 Le canal

Le canal simulé est l'air, où l'interférence de différentes sources est ajoutée au signal transmis. Un bruit blanc gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise) est ajouté au signal transmis.

B.3.1.5 Le filtre passe bas

Le filtre passe-bas possède une bande passante sélective de 22MHz à la réception. On a l'habitude d'utiliser une bande passante à -3dB, c'est-à-dire mesurée entre les points du spectre où le gain en puissance est la moitié du gain maximal [5].

B.3.1.6 Chaîne de transmission

Une simple description de la chaîne de transmission pour le standard IEEE802.11b est présentée sur la figure B.6.

D'abord les données aléatoires sont injectées à l'entrée d'un codeur CCK. Après le codage, chaque impulsion doit être mise en forme en utilisant un filtre en cosinus surélevé RRC (pour Root Raised Cosine filter). Le signal modulé est modifié lors de son passage à travers le canal (interférences, bruit blanc). Ensuite, le signal reçu est filtré par un filtre passe-bas ainsi que par un filtre en racine de cosinus surélevé

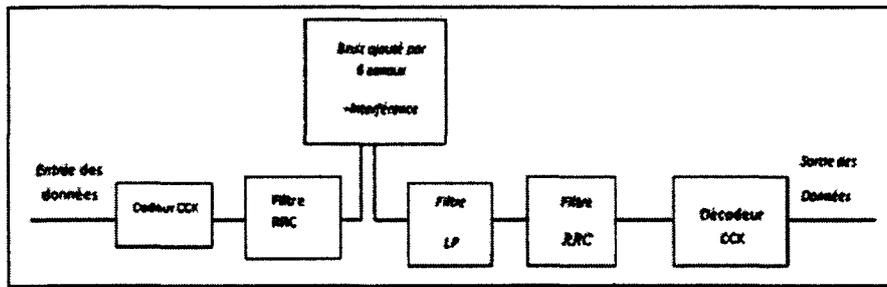


FIG. B.6 – Chaîne de transmission pour le standard IEEE802.11b.

RRC, ce dernier évitant les interférences entre symboles successifs et améliorant ainsi le rapport signal sur bruit. L'estimation des données transmises est effectuée après la démodulation CCK. Le nombre des bits erronés permet de calculer le taux d'erreur par bit transmis.

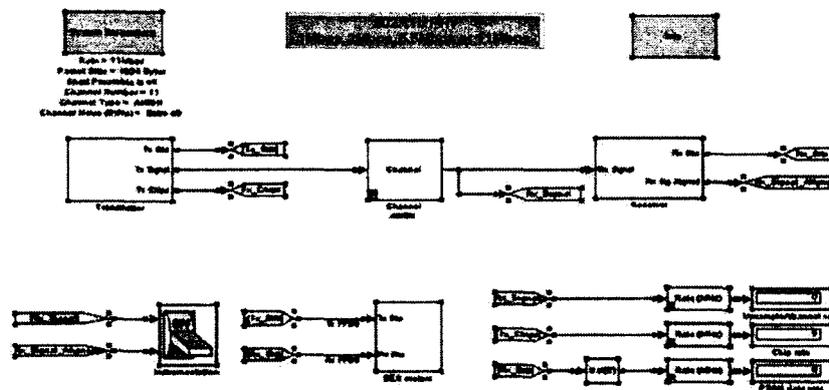


FIG. B.7 – Chaîne de transmission de WIFI.

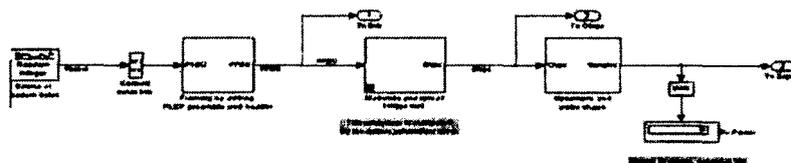


FIG. B.8 – L'émetteur WIFI.

B.3.1.7 Simulations et interprétations

Dans la figure B.10, il est bien montré que la modulation 8-bit CCK est plus performante que la modulation 4-bits CCK, elle-même plus performante que DBPSK et DQPSK. Cependant un rapport SNR plus élevé s'avère nécessaire.

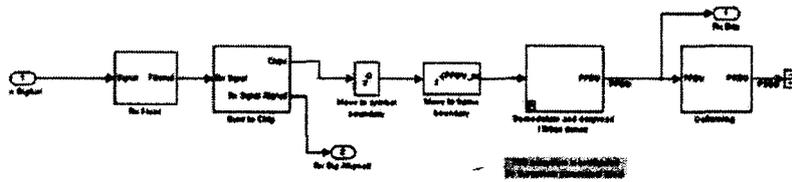


FIG. B.9 – Le récepteur WIFI.

Il faut remarquer que les formules donnant le taux d'erreur pour les CCK à 11 et 5.5 Mbits/s sont des approximations précises pour des taux d'erreurs inférieurs à 10^{-3} . Elles correspondent à un décodage optimal de la CCK considérée comme un code correcteur.

Dans la pratique, les méthodes implémentées par les constructeurs peuvent être parfois sous-optimales, entraînant alors une dégradation des performances.

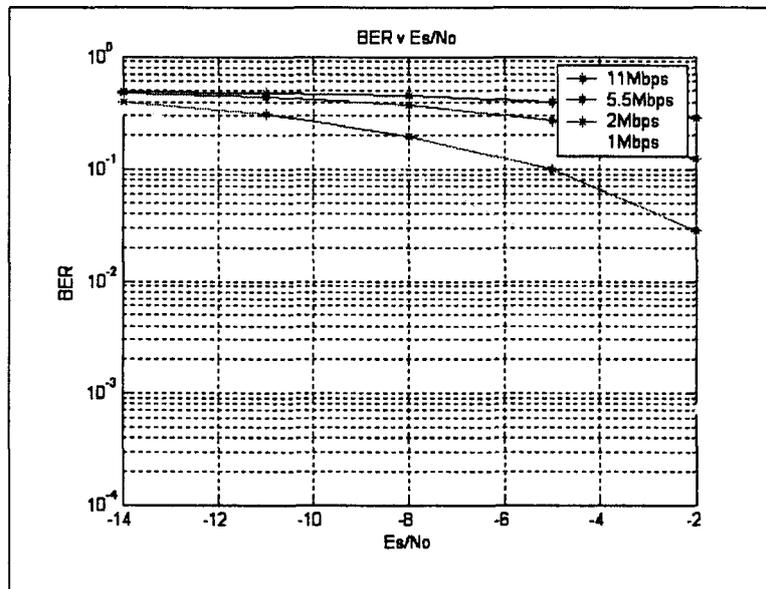


FIG. B.10 – Performances de la modulation CCK.

B.4 CDMA et spectre étalé

B.4.1 Généralités

La réglementation concernant les communications sans licence utilisant des schémas de modulation non spécifiés, aux Etats-Unis comme en Europe, impose des puissances d'émission allant de dizaines de μW à 10 mW, selon les pays. Ceci limite les possibilités de remplacer des réseaux câblés par des réseaux sans fil en conservant la même fiabilité. Cependant certaines bandes de fréquences sont disponibles, pour des puissances allant jusqu'à 1 W aux Etats-Unis et 100mW en Europe, à condition d'utiliser un type

de modulation bien spécifié. Ceci rend plus plausible l'utilisation fiable des réseaux sans fil pour une communication à courte distance et libre de droits.

L'étalement de spectre a permis aux organismes de gestion des télécommunications d'autoriser des puissances d'émission encore plus élevées, car cette technique peut co-exister dans les mêmes bandes de fréquences avec d'autres modulations à bande étroite autorisées sans provoquer d'interférences mutuelles sensibles. Ceci est illustré par la figure B.11. La figure B.11a montre le signal à spectre étalé occupant une bande bien plus large que celle du signal à bande étroite. Sa puissance, si elle était transmise dans une bande étroite, masquerait complètement celle de tout autre signal à bande étroite. En réalité, la fraction de sa puissance totale observable dans la bande étroite est extrêmement faible, de sorte qu'il ne produit pas d'interférence notable sur des signaux à bande étroite.

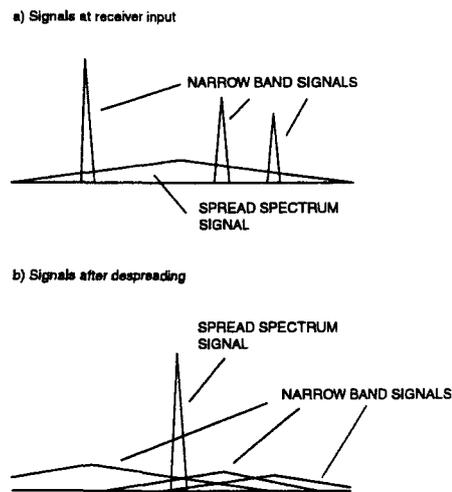


FIG. B.11 – Signaux à bande étroite et à spectre étalé.

La figure B.11b montre comment l'étalement de spectre réduit les interférences produites par les autres signaux co-existants. Le processus de désétalement concentre la puissance totale du signal à spectre étalé dans un signal à bande étroite et puissance crête élevée, alors que les signaux à bande étroite concurrents sont eux étalés sur une très large bande et donc inoffensifs du point de vue interférences.

Parmi les avantages de la communication en spectre étalé on peut citer :

- elle peut utiliser des puissances d'émission supérieures,
- l'interférence de canal commun (avec des signaux occupant la même bande) est réduite,
- les bandes ISM libres de droit et donc congestionnées sont utilisables de façon fiable,
- les interférences dues aux multitrajets sont réduites,
- la résistance aux brouillages, intentionnels ou non, est très bonne,
- le multiplexage de plusieurs utilisateurs sur un même canal par répartition de codes est possible.

Les signaux à spectre étalé occupent donc en général une bande beaucoup plus étendue que celle nécessaire pour véhiculer l'information qu'ils transportent. Le signal transmis est étalé en utilisant une méthode d'étalement (ou plusieurs simultanément). Les méthodes utilisées sont le saut de fréquence (Frequency Hopping Spread Spectrum - FHSS), l'étalement par séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum - DSSS), la modulation de fréquence par impulsions ou continue (chirp) et le saut temporel (time Hopping - TH). Les deux dernières méthodes ne sont en principe pas autorisées réglementairement sans licence.

B.4.2 Techniques d'étalement de spectre

1. FHSS - La fréquence de la porteuse est modifiée à un rythme rapide (du même ordre que la bande passante de la source d'information analogique ou numérique). Plusieurs dizaines de fréquences sont généralement utilisées et leur sélection est basée sur un motif pseudo-aléatoire connu à la fois de l'émetteur et du récepteur. La bande occupée est approximativement égale au produit du nombre de fréquences utilisées par la bande passante de la source d'information.
2. DSSS - Le signal est modulé par un code numérique pseudo-aléatoire connu également du récepteur. L'horloge de ce code est beaucoup plus élevée que celle des données d'information, d'où une bande finale considérablement plus élevée que celle d'origine.
3. Chirp - La fréquence transmise est modifiée pendant un intervalle de temps donné entre deux valeurs. Le récepteur connaît la valeur de départ de la fréquence et le temps que dure le balayage de fréquence, ce qui lui permet de désétalement le signal.
4. TH - Des impulsions à faible taux de répétition sont envoyées par l'émetteur, avec des intervalles de temps pseudo-aléatoires entre elles. Le récepteur désétalement le signal à l'aide de portes de réception qu'il déplace en accord avec le même code pseudo-aléatoire que celui utilisé par l'émetteur.

En fait, toutes ces méthodes (et leurs combinaisons) équivalent à l'utilisation d'une modulation pseudo-aléatoire ou arbitraire au niveau de l'émetteur, qui est dupliquée à l'envers au niveau du récepteur pour recouvrer l'information initiale.

La performance des méthodes d'étalement de spectre est décrite par un facteur appelé gain de traitement, égal à la différence en dB entre le rapport signal sur bruit de sortie (après désétalement) et le rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur $PG (dB) = (S/N)_{out} - (S/N)_{in}$. Il peut être approximativement calculé (en échelle linéaire) comme le rapport de la bande passante RF à la cadence des informations $PG (lin) = RFbandwidth - information\ rate$. Un autre paramètre significatif est la marge de brouillage (jamming margin) $JM = PG - (L_{sys} + (S/N)_{out})$, où L_{sys} représente les pertes du système (implémentation), qui peuvent atteindre 2 dB. Cette marge indique de combien un signal, potentiellement interférant dans la bande du récepteur, doit être plus puissant que le signal désiré sans causer véritablement de problème.

B.4.3 FHSS en détail

La technique FHSS peut être divisée en deux classes, celles à sauts rapides et lents. Une transmission à sauts rapides change de fréquence plusieurs fois pendant la durée d'un bit de données, alors que dans

une transmission à sauts lents, plusieurs bits de données sont transmis avant d'effectuer un nouveau saut de fréquence. Cette seconde classe correspond en général aux cadences de données rapides, pour lesquelles les synthétiseurs de fréquence dans l'émetteur et le récepteur seraient incapables de modifier suffisamment vite sa fréquence (plusieurs fois, voire une seule fois, par bit de données). Le spectre d'un signal à saut de fréquence est montré à la figure B.12. La figure B.13 présente les diagramme blocs de l'émetteur et du récepteur FHSS. Les fréquences des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur sont contrôlées par des synthétiseurs de fréquence. Le récepteur doit détecter le début d'une transmission et synchroniser son synthétiseur sur celui de l'émetteur. Connaissant le motif pseudo-aléatoire utilisé par l'émetteur, il peut se verrouiller sur le signal reçu et changer sa fréquence aux mêmes instants que l'émetteur. Le signal peut ainsi être démodulé comme dans le cas du récepteur superhétérodyne à bande étroite (fréquence intermédiaire IF constante). La transmission occupe de façon momentanée des fréquences sur lesquelles des signaux peuvent parfois interférer, ce qui conduit ou non à la perte des bits correspondants. Il faut donc prévoir une certaine redondance dans le message transmis ou coder ce dernier avec un code correcteur d'erreurs si l'on veut pouvoir reconstruire les bits perdus.

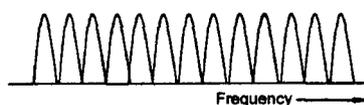


FIG. B.12 – Spectre d'un signal à saut de fréquence.

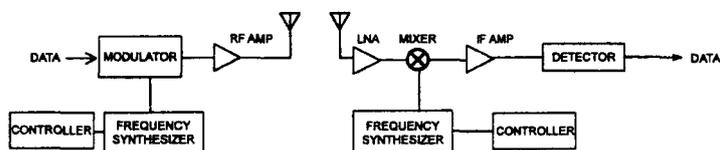


FIG. B.13 – Emetteur et récepteur FHSS.

B.4.4 DSSS en détail

La figure B.14 présente le diagramme d'un système DSSS. Un code pseudo-aléatoire module la fréquence porteuse de l'émetteur, qui est ensuite modulé par les données. Les éléments du code sont appelés chips. Le spectre résultant est illustré par la figure B.15. La bande passante nécessaire est égale à la largeur du lobe principal du spectre, désignée sur la figure par $2R_c$, soit 2 fois la cadence des chips. Du fait de la très large bande occupée, le rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur est généralement très faible et inférieure à 0 dB. Le récepteur multiplie son oscillateur local par une réplique du code pseudo-aléatoire utilisé par l'émetteur et le résultat est mélangé avec le signal reçu. Si les codes pseudo-aléatoires de l'émetteur et du récepteur sont identiques et synchrones, un signal IF à bande étroite est obtenu, qui peut être démodulé de façon conventionnelle.

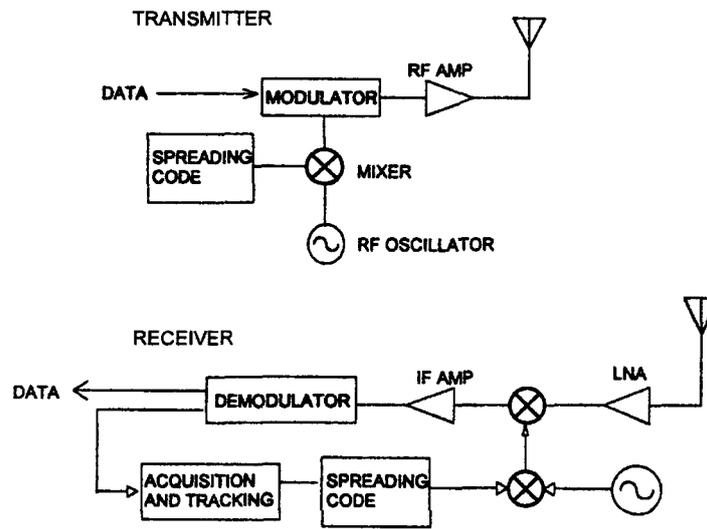


FIG. B.14 – Emetteur et récepteur DSSS.

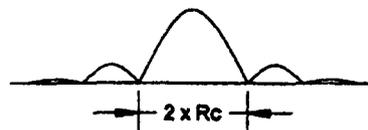


FIG. B.15 – Spectre d'un signal DSSS.

Deux opérations sont nécessaires pour synchroniser l'émetteur et le récepteur, l'acquisition et la poursuite. Dans la phase d'acquisition, le récepteur multiplie le signal RF reçu par le code attendu et connu. Le résultat est un bruit blanc en l'absence du signal désiré sur le canal. Dans le cas contraire, une sortie significative est obtenue, mais il faut effectuer une synchronisation plus précise pour la rendre maximale. La méthode la plus utilisée est de modifier la cadence des chips du récepteur dans une certaine plage, jusqu'à obtention d'un pic en sortie du multiplicateur, traduisant une synchronisation parfaite ou quasi-parfaite des codes de l'émetteur et du récepteur. C'est le corrélateur glissant. La seconde phase de poursuite est destinée à maintenir les bits des codes transmis et reçus alignés pendant la durée totale du message. Dans la méthode dite $\tau - \delta$, la cadence du code du récepteur est modifiée légèrement par rapport à celle du code reçu, de façon à obtenir un signal d'erreur permettant de maintenir une cadence moyenne égale à celle de l'émetteur. De nombreuses autres méthodes d'acquisition et de poursuite peuvent être trouvées dans la littérature abondante concernant l'étalement de spectre, comme par exemple dans [6].

Après synchronisation, le signal IF obtenu possède un rapport signal sur bruit égal à celui du signal reçu augmenté du gain de traitement et peut être démodulé comme tout signal à bande étroite.

B.4.5 Comparaison FHSS - DSSS

Les avantages comparés des deux méthodes ont souvent été débattus. Aucune conclusion n'a été en fait universellement adoptée quant à la méthode qui serait la meilleure et les deux sont fréquemment utilisées. Toutes deux sont référencées dans les normes IEEE 802.11 pour les réseaux sans fil.

Pour un débit et une puissance d'émission donnés, un système FHSS peut être conçu de façon à consommer moins de puissance qu'un système DSSS. Par contre, un système DSSS peut fournir des débits de données plus élevés en utilisant une redondance moindre. Le temps d'acquisition est généralement plus faible avec FHSS (bien que des temps courts puissent être obtenus dans les cas de l'utilisation en DSSS de filtres adaptés et de codes courts). FHSS peut présenter une plus grande immunité aux interférences, par comparaison avec la technique DSSS, pour des gains de traitement faibles. DSSS est plus souple d'utilisation.

B.5 Exemple de protocole pour la CDMA : Protocole CA-CDMA

Le but est la conception d'un protocole basé sur la technique CDMA qui augmente les performances des réseaux MANETs par rapport à l'approche de 802.11, en empêchant la dégradation rapide des performances. CA-CDMA [7] est un protocole de ce type. Nous allons l'étudier en détail.

B.5.1 Le but de la conception de protocole

Avant de présenter les détails du protocole, on va tout d'abord expliquer comment le problème de proche-lointain est traité dans les réseaux cellulaires et pourquoi la même solution ne peut pas être utilisée dans les MANETs.

Dans la liaison montante (uplink) d'un système cellulaire basé sur la technique CDMA, le problème de proche-lointain est combattu par une combinaison de commande de puissance en boucle ouverte et fermée, qui assure que chaque terminal mobile est reçu avec la même puissance par la station de base. La station de base surveille la puissance du signal reçu de chaque terminal et elle demande aux terminaux éloignés d'augmenter leurs puissances d'émission et aux terminaux voisins de les diminuer.

Pour voir pourquoi cette solution ne peut pas être utilisée dans les MANETs, on considère 4 noeuds A, B, C et D et on désigne la distance entre les noeuds i et j par d_{ij} . Supposons que A veuille communiquer avec B en utilisant un code donné et C veut communiquer avec D en utilisant un code différent, et que $d_{AB} \ll d_{CD}$.

L'interférence d'accès multiples (MAI) due à C rend la réception des données de A par B impossible. De même, la MAI de A rend la réception des données de C par D impossible. Il est important de noter que si A augmente sa puissance pour combattre les interférences multi-accès, alors cette augmentation de puissance va dégrader la réception de D.

Donc deux transmissions peuvent se produire simultanément si le terminal ajuste sa puissance d'émission de sorte que les interférences qu'il provoque sur d'autres transmissions ne dégrade pas leur réception. Par conséquent, le problème de proche-lointain nécessite le contrôle des puissances et de l'accès au médium.

Le protocole MAC proposé doit réaliser les objectifs suivants :

- le protocole doit être asynchrone, distribué et fonctionner pour les grands réseaux. Il doit également comporter un échange minimal d'informations et doit convenir à une exécution en temps réel,
- les circuits du récepteur ne doivent pas être rendus trop complexes pour surveiller les codes envoyés,
- le protocole devrait s'adapter aux changements du canal et aux modèles de mobilité,
- finalement, nous supposons qu'un protocole gérant les codes fonctionne au niveau d'une couche plus élevée. Le protocole MAC doit minimiser ou éliminer les collisions, même si la tâche gérant les codes n'est pas correcte.

B.5.2 Architecture

Dans la conception, on utilise deux canaux de fréquences, un pour les données et l'autre pour le contrôle (FDMA). Le code d'étalement commun est utilisé pour tous les noeuds à travers le canal de commande. Tandis que plusieurs codes spécifiques aux terminaux peuvent être employés pour le canal de données. L'architecture est illustrée sur la figure B.16.

Notons que les différents codes utilisés dans le canal de données ne sont pas parfaitement orthogonaux. Cependant, en raison de la séparation des fréquences, les signaux sortant des deux canaux de commande et de données n'interfèrent pas entre eux, si bien qu'un signal du canal de commande est complètement orthogonal à n'importe quel code du canal de données.

La division de la largeur de la bande disponible en deux bandes de fréquences disjointes est nécessaire pour permettre à un terminal de transmettre et de recevoir simultanément à travers les canaux de commande et de données indépendamment de la puissance du signal.

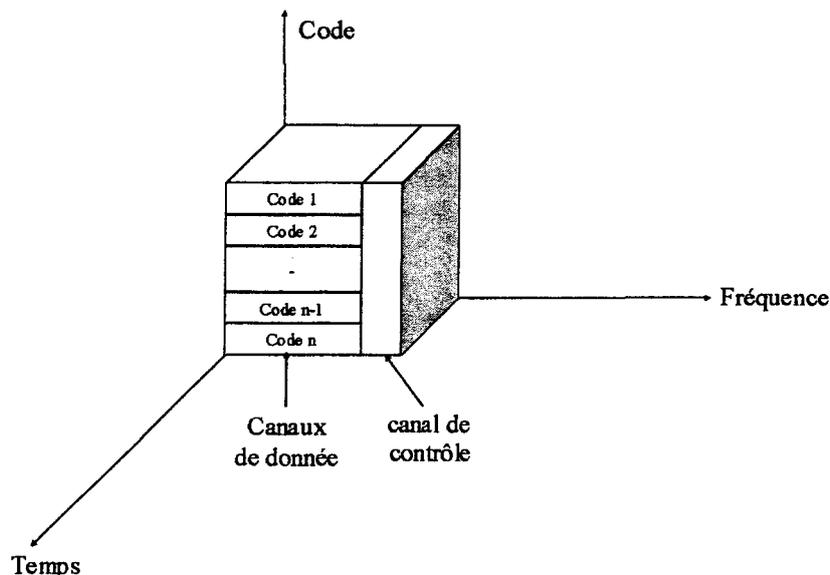


FIG. B.16 – Les canaux des données et le canal de contrôle dans le protocole.

B.5.3 L'algorithme du protocole CA-CDMA

Les paquets RTS et CTS sont transmis sur le canal de contrôle (en code commun) à une puissance fixe (P_{\max}). Ces paquets sont reçus par tous les noeuds en interférence comme dans le système IEEE802.11.

B.5.3.1 La marge d'interférence

Une marge d'interférence est définie pour permettre aux terminaux situés à une certaine distance par rapport au récepteur de recommencer une nouvelle transmission (différée) par la suite. Dans cette section, nous allons décrire comment calculer cette marge d'interférence.

Considérons un récepteur quelconque i , et soit μ^* le rapport E_b/N_{0eff} nécessaire pour obtenir le taux d'erreur le plus faible possible.

Rappelons que $\mu^{(i)}$ est donné par l'équation (2.6) et si $P_0^{(i)}$, P_{th} et P_{MAI} désignent, respectivement, la puissance désirée, la puissance thermique du terminal et la puissance totale d'interférence

$$MAI = \frac{2 \sum_{j=1}^k P_j}{3W} \quad (B.10)$$

$$\mu^* = \left(\frac{2 \sum_{j=1}^k P_j^{(i)}}{3W P_0^{(i)}} + \frac{1}{\mu_0 = \frac{P_0^{(i)}}{P_{th}}} \right)^{-1} \quad (B.11)$$

$$\mu^* = \left(\frac{P_{MAI}}{P_0^{(i)}} + \frac{P_{th}}{P_0^{(i)}} \right)^{-1} = \frac{P_0^{(i)}}{P_{MAI} + P_{th}} \quad (B.12)$$

$$\Rightarrow \mu^* \leq \frac{P_0^{(i)}}{P_{MAI} + P_{th}} \quad (B.13)$$

$$\Rightarrow P_0^{(i)} \geq \mu^* (P_{MAI} + P_{th}) \quad (B.14)$$

Donc la puissance minimale reçue (exigée) est :

$$P_{0\min}^{(i)} = \mu^* (P_{MAI} + P_{th}) \quad (B.15)$$

La marge d'interférence est fortement dépendante de la charge du réseau. Elle peut être donnée en terme de l'élévation du bruit $\xi^{(i)}$ définie comme suit :

$$\xi^{(i)} = \frac{(E_b/N_{0eff}) \text{ non chargé}}{(E_b/N_{0eff}) \text{ chargé}} = \frac{\frac{P_0^{(i)}}{P_{th}}}{\frac{P_0^{(i)}}{P_{th} + P_{MAI}}} = \frac{P_{th} + P_{MAI}}{P_{th}} \quad (B.16)$$

$$P_{0\min}^{(i)} = \mu^* (P_{MAI} + P_{th}) = \frac{P_0^{(i)}}{P_{MAI} + P_{th}} \cdot P_{th} \cdot \frac{(P_{MAI} + P_{th})}{P_{th}} \quad (B.17)$$

$$\Rightarrow P_{0\min}^{(i)} = \mu^* \xi^{(i)} P_{th} \quad (\text{B.18})$$

L'élévation maximale du bruit est contrainte par deux facteurs :

- Le premier est la limitation de la puissance à une certaine valeur fixe (1 Watt pour les dispositifs 802.11). Si on augmente progressivement la puissance de transmission jusqu'à sa valeur maximale au fur et à mesure le bruit augmente, la puissance reçue $P_{0\min}^{(i)}$ est ainsi augmentée (μ^* et P_{th} sont constantes), et par conséquent la plage utilisable pour une communication fiable sera diminuée.
- Deuxièmement, la croissance de l'élévation du bruit augmente la puissance employée pour transmettre les paquets, ce qui augmente la consommation d'énergie. Les réseaux MANETs ne possèdent pas de grandes ressources en énergie, ce qui rend indésirables les pertes d'énergie consenties pour le contrôle de la puissance de sortie. Nous plaçons la marge d'interférence d'un émetteur à l'élévation maximale du bruit prévue ξ_{max} , qui est obtenue en tenant compte des deux restrictions ci-dessus sur $\xi^{(i)}$.

Nous désirons que la plage maximale, soit d_{max} , de notre protocole soit la même que la gamme maximale de la norme 802.11. La puissance utilisée dans le protocole est égale à $\xi^{(i)}$ fois la puissance utilisée dans la norme 802.11. Ainsi, ξ_{max} ne peut dépasser la limite du rapport de puissance établie par la FCC ni la puissance maximale utilisée par le standard 802.11. Pour expliciter la deuxième contrainte, la marge d'interférence est choisie de façon à ce qu'elle maintienne la même énergie consommée par bit que dans le standard 802.11.

La valeur de la marge d'interférence qui réalise notre but est calculée comme suit.

La puissance transmise s'atténue avec la distance « d » comme :

$$k/d^n \quad (\text{B.19})$$

Sachant que k est une constante et n est un facteur de perte, la puissance de transmission réalisée dans le protocole CA-CDMA est :

$$P_{0\min}^{(i)} = P_{CA-CDMA} \cdot \left(\frac{k}{d^n}\right) \quad (\text{B.20})$$

$$\Rightarrow P_{CA-CDMA} = \frac{P_{0\min}^{(i)} \cdot d^n}{k} \quad (\text{B.21})$$

$$\Rightarrow P_{CA-CDMA} = \frac{\mu^* \cdot \xi^{(i)} \cdot P_{th} \cdot d^n}{k} \quad (\text{B.22})$$

En supposant la distance d uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, d_{max}]$, l'espérance de $P_{CA-CDMA}$ est :

$$E [P_{CA-CDMA}] = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{CA-CDMA} \cdot Prob(d_{P_{CA-CDMA}}) \cdot d_{P_{CA-CDMA}} \quad (\text{B.23})$$

$$E [P_{CA-CDMA}] = \int_0^{d_{max}} P_{CA-CDMA} \cdot P(d_{P_{CA-CDMA}}) \cdot d_{P_{CA-CDMA}} \quad (\text{B.24})$$

$$E [P_{CA-CDMA}] = \frac{1}{d_{\max}} \left(\frac{\mu^* \cdot \xi^{(i)} \cdot P_{th}}{k} \right) \int_0^{d_{\max}} d^n dP_{CA-CDMA} \quad (B.25)$$

$$E [P_{CA-CDMA}] = \frac{\mu^* \cdot \xi^{(i)} \cdot P_{th} \cdot d_{\max}^{(n)}}{k(n+1)} \quad (B.26)$$

Or, dans la norme 802.11, la puissance de transmission est :

$$P_{802.11} = \frac{\mu^* P_{th} d_{\max}^n}{k} \quad (B.27)$$

Notons que $P_{802.11}$ ne dépend pas de « d » puisque la norme 802.11 emploie une puissance de transmission fixe, et par conséquent, pour réaliser l'égalité de consommation d'énergie moyenne par bit, nous devons avoir :

$$\frac{E [P_{CA-CDMA}]}{R_{CA-CDMA}} = \frac{P_{802.11}}{R_{802.11}} \quad (B.28)$$

où :

- $P_{CA-CDMA}$ est le taux de bits transmis dans le protocole CA-CDMA pour les paquets de données.
- $R_{802.11}$ est le taux de bits transmis dans la norme 802.11 pour les paquets de données.

Ces deux taux peuvent être différents car, dans notre protocole, on utilise deux bandes de fréquences distinctes, une pour le contrôle et l'autre pour les données, tandis que le standard 802.11 utilise une bande de fréquence unique pour tous les paquets.

Dans CA-CDMA, les paquets de données doivent être transmis à un taux plus lent. La marge d'interférence est calculée comme suit :

$$\frac{E [P_{CA-CDMA}]}{R_{CA-CDMA}} = \frac{P_{802.11}}{R_{802.11}} \quad \text{et} \quad P_{802.11} = \frac{\mu^* P_{th} d_{\max}^n}{k}$$

$$\text{ainsi } E [P_{CA-CDMA}] = \frac{\mu^* \cdot \xi^{(i)} \cdot P_{th} \cdot d_{\max}^{(n)}}{k(n+1)}$$

$$\Rightarrow \frac{\xi_{\max} \mu^* P_{th} d_{\max}^n}{k(n+1) R_{CA-CDMA}} = \frac{P_{802.11}}{R_{802.11}} = \frac{\xi_{\max} P_{802.11}}{(n+1) R_{CA-CDMA}} \quad (B.29)$$

$$\Rightarrow \xi_{\max} = (n+1) \frac{R_{CA-CDMA}}{R_{802.11}} \quad (B.30)$$

Remarque : si on considère le modèle de propagation selon deux rayons avec $n = 4$, le canal de contrôle occupe 20% de la bande passante totale et $\xi_{\max} = 6$ dB.

B.5.3.2 Le mécanisme d'accès au canal

Nous allons maintenant décrire la stratégie d'accès au canal et d'autorisation des transmissions dans le protocole CA-CDMA.

Le système d'autorisation permet seulement les transmissions qui ne causent ni collisions primaires, ni collisions secondaires. Les paquets RTS et CTS sont employés pour fournir les trois fonctions suivantes :

- Premièrement, ces paquets permettent aux noeuds d'estimer le gain du canal entre les paires émetteur-récepteur.
- Deuxièmement le récepteur i utilise le paquet CTS pour informer ses voisins de la puissance de bruit additionnel (dénotée $P_{bruit}^{(i)}$) que chacun des voisins peut ajouter à la puissance du terminal i sans aucune perturbation sur la réception. Ces voisins constituent l'ensemble des terminaux brouilleurs.
- Finalement, chaque borne continue à écouter le canal de commande indépendamment de la destination du signal afin de maintenir le nombre moyen d'utilisateurs actifs dans leur voisinage le plus grand possible.

Nous allons maintenant expliquer ces fonctions en détail.

Si le terminal j a un paquet à transmettre, il envoie le paquet RTS à travers le canal de contrôle à la puissance P_{max} . Il introduit dans ce paquet le niveau de puissance maximale permise $P_{max}^{(j)}$ que le terminal j peut utiliser sans perturber aucune réception permanente dans son voisinage.

La forme du paquet RTS est identique à celle de 802.11, sauf que dans le protocole CA-CDMA on ajoute un champ à deux octets qui contient la valeur de $P_{permis}^{(j)}$ comme illustré sur la figure B.17.

Octets : 2	2	6	6	2	4
Trame de contrôle	La durée de paquet	Adresse de récepteur	Adresse d'émetteur	Puissance permise (ajouté)	FCS

FIG. B.17 – La forme des paquets RTS dans le protocole CA-CDMA.

Lors de la réception des paquets RTS, le terminal prévu, soit le terminal i , utilise la valeur prédéterminée P_{max} et la puissance du signal reçu $P_{rec}^{(ji)}$ pour estimer le gain de canal :

$$G_i = P_{rec}^{(ji)} / P_{max} \quad (B.31)$$

Notons qu'on suppose que le canal est réciproque $G_{ij} = G_{ji}$. Le terminal i sera capable de décoder correctement les paquets de données s'ils sont transmis à une puissance $P_{min}^{(ji)}$.

$$P_{min}^{(ji)} = \frac{\mu^* (P_{th} + P_{MAI-current}^{(i)})}{G_{ji}} \quad (B.32)$$

où $P_{MAI-current}$ est la MAI effective de toutes les interférences. Notons que, parce qu'on a supposé une stationnarité dans le gain du canal dans des intervalles de temps très petits, G_{ij} est approximativement constant pendant la transmission des paquets de contrôle et des paquets de données. $P_{min}^{(ji)}$ est la puissance minimale utilisée par le terminal j pour la transmission des données vers le terminal i . Cependant, cette

valeur $P_{\min}^{(ji)}$ n'entraîne pas une tolérance totale aux interférences au niveau du terminal i et oblige tous les voisins de i à stopper leurs transmissions pendant la réception de i . La puissance utilisée lors de la transmission des données entre les terminaux j et i est donnée par la formule suivante :

$$P_{\text{permise}} = \frac{\xi_{\max} \mu^* P_{th} d^n}{k} \quad (\text{B.33})$$

sachant que le gain du canal vaut $1/\alpha$, $\alpha = k/d^n$ étant le coefficient d'atténuation du signal. Alors P_{permise} vaut:

$$P_{\text{permise}} = \frac{\xi_{\max} \mu^* P_{th} d^n}{G_{ji}} \quad (\text{B.34})$$

Si $P_{\text{permise}}^{(ji)} < P_{\min}^{(ji)}$, la puissance de MAI supportée par la borne i est supérieure à celle permise dans l'environnement. Par conséquent, le terminal i répond par un CTS négatif pour informer j qu'il ne peut poursuivre leur transmission (le CTS négatif est utilisé pour empêcher les retransmissions multiples des paquets RTS par le terminal j).

Le but de cette opération est d'empêcher les transmissions dans le lien et d'éviter ainsi une forte augmentation des MAI.

D'autre part, si $P_{\text{permise}}^{(ji)} > P_{\min}^{(ji)}$, il est alors possible pour le terminal i de recevoir le signal de j . Le terminal i effectue alors les calculs suivants.

$$P_{MAI}^i = \frac{2 \sum_{j=1}^k P_j}{3W} \quad (j = 1) \quad (\text{B.35})$$

$$P_{MAI}^{(i)} = \frac{2}{3W} P_j \quad (\text{B.36})$$

$$P_j = \frac{3W}{2} P_{MAI-Courante}^{(i)} \quad (\text{B.37})$$

$$\Rightarrow P_j = \frac{3W}{2} \left[\frac{G_{ji}}{\mu^*} P_{\min}^{(ji)} - P_{th} \right] \quad (\text{B.38})$$

$$\Rightarrow P_j = \frac{3W}{2} \left[\frac{G_{ji}}{\mu^*} P_{\min}^{(ji)} - \frac{G_{ji}}{\mu^* \xi_{\max}} P_{\text{permise}} \right] \quad (\text{B.39})$$

$$\Rightarrow P_j = \frac{3W}{2} \frac{G_{ji}}{\mu^*} \left[P_{\min}^{(ji)} - \frac{P_{\text{permise}}}{\xi_{\max}} \right] \quad (\text{B.40})$$

$$j = 1 \quad \xi_{\max} = 0 \text{ dB} \quad \Rightarrow \xi_{\max} = 1 \quad (\text{B.41})$$

et, puisque $P_{\min}^{(ji)} < P_{\max}$, alors on doit convertir leurs signes.

$$\Rightarrow P_{MAI-Future} = \frac{3W}{2} \frac{G_{ji}}{\mu^*} [P_{permise} - P_{\min}^{(ji)}] \quad (B.42)$$

La prochaine étape est de distribuer équitablement cette tolérance de puissance entre les utilisateurs futurs dans le voisinage de i .

Soit $K^{(i)}$ le nombre de terminaux au voisinage de i qui contribuent à $P_{MAI-future}^{(i)}$. Ce nombre est déterminé comme suit.

Le terminal i mémorise le nombre de transmissions simultanées dans son voisinage (i.e. la charge), que nous noté $K_{init}^{(i)}$. Ceci peut être facilement réalisé en surveillant les charges de RTS/CTS à travers le canal de commande.

En plus, i mémorise $K^{(i)}$, moyenne de $K_{init}^{(i)}$. Alors, $K^{(i)}$ est calculé comme suit :

$$k^{(i)} = \begin{cases} B(K_{moy}^{(i)} - K_{init}^{(i)}) & \text{Si } (K_{moy}^{(i)} > K_{init}^{(i)}) \\ B & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (B.43)$$

Maintenant, la MAI au niveau du terminal i peut être divisée en deux composantes : l'une qui concerne les "bonnes" transmissions, qui se trouvent dans la marge de i (dénotée par $P_{MAI-interieur}^{(i)}$), et l'autre qui correspond aux terminaux qui se trouvent à l'extérieur de la gamme (dénotée par $P_{MAI-exterieur}^{(i)}$). La borne i peut avoir un certain contrôle sur $P_{MAI-interieur}^{(i)}$, mais elle ne peut pas influencer sur $P_{MAI-exterieur}^{(i)}$. De la même façon que pour les systèmes cellulaires, on suppose que $P_{MAI-exterieur}^{(i)} = \alpha P_{MAI-interieur}^{(i)}$, où $\alpha < 1$ dépend surtout du facteur d'affaiblissement sur la voie de propagation (on a pratiquement $\alpha = 0,5$ pour le modèle à deux rayons).

La tolérance d'interférence $P_{bruit}^{(i)}$ que chaque voisin peut dans le futur ajouter au terminal i est calculée comme suit :

$$P_{MAI-Future}^{(i)} = K^{(i)} (P_{MAI-interieur}^{(i)} + P_{MAI-exterieur}^{(i)}) \quad (B.44)$$

$$P_{MAI-Future}^{(i)} = K^{(i)} (P_{MAI-interieur}^{(i)} + P_{MAI-interieur}^{(i)}) \quad (B.45)$$

$$P_{MAI-Future}^{(i)} = K^{(i)} \cdot P_{MAI-interieur}^{(i)} \cdot (1 + \alpha) \quad (B.46)$$

$$P_{MAI-interieur}^{(i)} = P_{noise}^{(i)} = \frac{P_{MAI-Future}^{(i)}}{K^{(i)} \cdot (1 + \alpha)} \quad (B.47)$$

Pendant la réponse aux messages du terminal j (RTS), le terminal i indique dans son paquet (CTS) le niveau de puissance ($P_{permise}^{(ji)}$) que j doit utiliser. En plus, le terminal i insère la valeur de $P_{noise}^{(i)}$ dans le paquet CTS et le retourne au terminal j à la puissance nominale P_{max} à travers le canal de contrôle en utilisant le code commun. La forme du paquet CTS est présentée sur la figure B.18.

Octets :

Trame de contrôle	La durée de paquet	La durée de récepteur	Marque d'interférence	Puissance demandée	FCS
-------------------	--------------------	-----------------------	-----------------------	--------------------	-----

FIG. B.18 – La forme du paquet CTS dans le protocole proposé.

Le terminal brouilleur S utilise la porteuse de CTS reçue pour calculer le gain de canal G_{si} entre lui-même et le terminal i . Le gain de canal et la valeur $P_{bruit}^{(i)}$ diffusée sont utilisés pour calculer la puissance maximale P_{max}^s que le terminal S pourra utiliser à l'avenir pour ses transmissions. Plus spécifiquement $P_{permise}^{(s)}$ est prise comme une valeur minimale $P_{bruit}^{(s)}/G_{sk}$ pour tous les k voisins de S. Notons qu'il est possible que plus de K_i terminaux débutent des transmissions durant la i ème réception, ceci engendrant alors pour i une MAI supérieure à $P_{MAI-future}$.

Contrairement au système cellulaire, où la station de base prend la décision d'autorisation d'émission, ici chaque terminal, selon les paquets RTS et CTS précédemment reçus, décide si la transmission peut s'effectuer ou non.

Après une réception réussie, le récepteur i répond avec un paquet ACK qui est transmis à travers le canal de données en utilisant le même niveau de puissance que celui devant être utilisé par le terminal i pour transmettre un paquet de données vers j .

B.5.3.3 Le gain de traitement (facteur d'étalement)

Dans cette section, nous montrons comment un gain de traitement viable (VPG) peut être employé pour augmenter la capacité du protocole proposé. Comme il est expliqué précédemment, le signal, qui possède un taux d'information faible, est étalé par un code PN de taux élevé, afin que chaque utilisateur occupe toute la bande disponible.

Cependant, si le nombre de transmissions est petit, alors on emploie un étalement nettement supérieur à ce qui serait nécessaire. Par exemple, supposons qu'un terminal émette pendant que tous les autres voisins sont en train d'écouter. Ainsi, seulement une petite fraction $1/W$ de la bande passante est utilisée et l'efficacité spectrale (produit du débit par la bande du canal) est très faible.

L'une des méthodes pour remédier à cette situation est d'augmenter le taux d'information. Ceci, au contraire, diminue le facteur d'étalement, et ainsi, l'immunité du signal discret contre le MAI. Donc, un VPG permet d'augmenter l'efficacité spectrale et le débit global des réseaux.

Maintenant, on va présenter la méthode d'amélioration de protocole CA-CDMA avec VPG. On considère seulement la transmission de deux débits R et $2R$; cependant, plusieurs taux opérationnels peuvent être introduits en étudiant d'autres prolongements de cette méthode.

Le protocole proposé CA-CDMA utilisant seulement deux débits est décrit dans ce qui suit.

Supposons que le terminal i vienne juste de recevoir un paquet RTS provenant du terminal j . Le terminal i calcule alors la puissance $P_{permise}^{(ji)}$ en appliquant l'équation (B.13) au taux R , et il contrôle les

transmissions en utilisant les deux conditions suivantes :

$$\begin{cases} \text{si } P_{\text{permise}}^{(ji)} \leq P_{\text{permise}}^j / 2 \\ P_{\text{permise}}^{(ji)} \leq \lambda P_{\text{max}} \\ \text{avec } \lambda \in [0.5] \end{cases} \quad (\text{B.48})$$

Rappelons que $P_{\text{permise}}^{(j)}$ était introduit dans le paquet RTS du terminal j . Ainsi le terminal i signale (par un paquet CTS) à l'émetteur j d'utiliser le taux $2R$ pour calculer la puissance requise $P_{\text{permise}}^{(ji)}$.

Notons que $P_{\text{permise}}^{(ji)}$ augmente, dans ce cas, d'après (B.13), et, puisqu'elle est fonction de $P_{\text{thermique}}$, elle est directement proportionnelle aux taux d'information.

La première condition est nécessaire à cause du doublage de taux exigé, le doublage de puissance est exigé pour réaliser le même E_b/N_0 . D'autre part, elle favorise le lien de taux le plus élevé parmi des noeuds qui sont très proches entre eux, i.e. les noeuds qui possèdent les gains de canal plus élevés.

B.5.3.4 La tâche de gestion de codes

A cause des changements constants de topologie des réseaux, il est difficile d'assurer une tâche de gestion de codes correcte à tout instant. Il est souhaitable de décrire en plus le medium en essayant de ne pas affecter le même code à deux bornes voisines. Dans cette situation, c'est la fonction de la couche MAC qui va réduire (ou éliminer) le conflit sur le medium. Dans le protocole CA-CDMA ce problème est adressé comme suit : quand le terminal j envoie un paquet RTS, il insère, dans les champs d'identification de ce paquet, le code affecté à j pour lui envoyer des paquets de données. Le terminal voisin, qui reçoit un paquet de même code, peut répondre par un paquet spécial « CTS » pour informer le terminal j qu'il peut commencer sa transmission de données.

Notons ici que l'avantage de cette architecture est de permettre à des terminaux d'être informés de toutes les activités dans leur environnement.

B.5.3.5 Simulations numériques

L'évaluation des performances du protocole CA-CDMA pour les petits réseaux MANETs ou de capteurs est une tâche facilement réalisable. La simulation devient très compliquée à mettre en oeuvre quand le nombre de noeuds du réseau devient plus grand. Cette complexité est principalement due au nombre limité de codes orthogonaux disponibles, sachant que chaque noeud a son propre code, différent de celui de chacun des noeuds voisins.

Matlab est l'un des logiciels permettant la simulation efficace des réseaux MANETs, à cause de son traitement très simple des opérations matricielles.

B.5.4 Les performances du protocole CA-CDMA

Dans cette section nous allons évaluer les performances du protocole CA-CDMA et les comparer à celles du protocole 802.11. Dans notre simulation, nous nous intéressons à la capacité du réseau Ad-hoc et à la

consommation d'énergie.

Pour simplifier, on considère que chaque noeud génère des paquets de taille fixe suivant un processus de Poisson de taux λ (identique pour tous les noeuds). Par conséquent, la probabilité de générer des paquets dans un intervalle de temps unitaire (slot) est donnée par :

$$P(k) = \frac{\lambda^k}{fac(k)} \cdot exp(-\lambda) \quad (B.49)$$

Le routage est ici ignoré, puisque le but est d'évaluer l'amélioration des performances offertes par le protocole MAC basé sur la technique CDMA.

Dans notre simulation, on a employé un modèle de distribution aléatoire pour assurer la mobilité des noeuds. Cependant, un échange RTS-CTS précède chaque transmission d'un paquet. Les périodes de transmission des paquets RTS, CTS, données et ACK sont de dizaines de millisecondes, et donc aucun changement significatif ne se produira durant ces périodes, et par conséquent, on peut conclure que la mobilité a peu d'effet sur notre protocole.

D'autres paramètres utilisés dans notre simulation sont donnés dans le tableau B.4. Ces paramètres correspondent aux arrangements réalistes de matériel .

Paramètres	Valeurs
Taille des paquets de données	2 Kb
Débit de 802.11	2 Mbps
Débit de CA-CDMA	1.6 Mbps
Débit de canal de contrôle	400 Kbps
Facteur d'étalement	11
Seuil de SNR	10 dB
Seuil de réception	-94 dBm
Seuil de la porteuse	-108dBm
Bruit thermique + bruit de récepteur	-169 dBm/Hz
Puissance de 802.11	20 dBm
ξ_{max}	6 dB

TAB. B.4 – Les paramètres utilisés dans la simulation.

B.5.4.1 Algorithme

Les étapes successives de l'algorithme de simulation sont les suivantes :

- introduction des bits de données de chaque terminal,
- étalement du signal en utilisant les codes d'étalement correspondants,
- définition des amplitudes correspondantes,
- modulation de l'information (modulation BPSK),
- addition à tous les signaux des noeuds d'un bruit blanc additif AWGN,

- calcul de la puissance de transmission de chaque mobile,
- calcul de la distance entre le récepteur et l'émetteur, ainsi que celles entre le récepteur et tous les autres terminaux,
- estimation du gain de canal entre le récepteur et tous les autres noeuds,
- calcul de la puissance permise ainsi que de la puissance de contrôle,
- calcul du nombre de terminaux qui peuvent accéder simultanément au canal,
- générer les paquets suivant le processus de Poisson,
- calcul de la capacité du réseau.

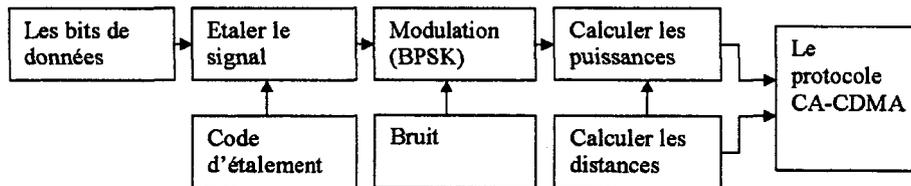


FIG. B.19 – L'algorithme de base du protocole CA-CDMA.

B.5.4.2 Résultats des simulations

On considère M terminaux mobiles distribués aléatoirement sur une surface de 3000 m^2 , comme il est montré sur la figure B.20 ($M = 36$).

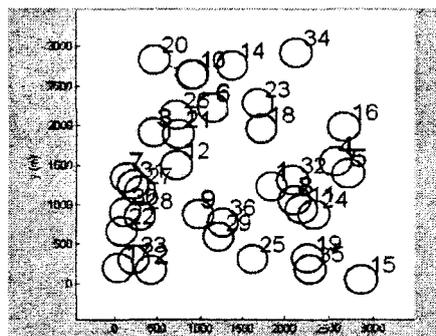


FIG. B.20 – La distribution aléatoire des noeuds dans une surface de 3000 sur 3000.

La capacité du réseau Ad-hoc représenté par cette topologie est illustrée sur la figure B.51, où l'on a fait varier le taux de génération des paquets.

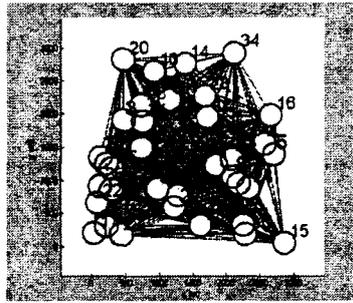


FIG. B.21 – La connexion entre les différents terminaux.

La figure B.22 montre bien que le protocole réalise une amélioration de 280% par rapport au protocole IEEE802.11. Cette augmentation est attribuée à l'accroissement du nombre de transmissions simultanées.

D'autre part, elle montre que le protocole CA-CDMA sature pour une charge environ deux fois plus grande que celle correspondant au protocole 802.11.

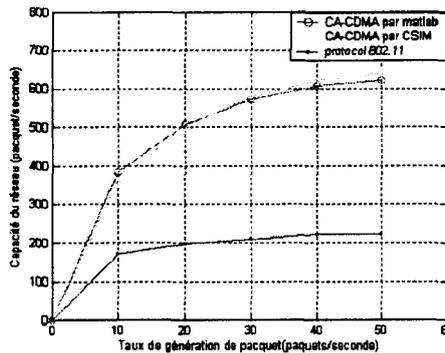


FIG. B.22 – Les performances des protocoles CA-CDMA et 802.11 en fonction de la génération des paquets (λ) pour $M = 36$.

La figure B.23 présente l'énergie consommée par les terminaux mobiles en fonction du taux de génération des paquets en utilisant le protocole CA-CDMA.

L'énergie consommée est l'énergie totale employée pour transmettre correctement un paquet de données. Elle inclut l'énergie utilisée pour l'échange des paquets de contrôle, ainsi que l'énergie perdue dans la retransmission des paquets de données et des paquets de contrôle en cas de collisions.

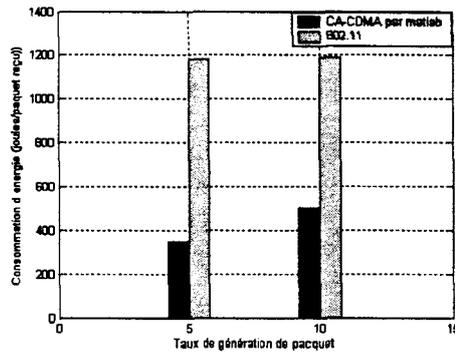


FIG. B.23 – Consommation d’énergie dans les deux protocoles CA-CDMA et 802.11.

Dans tous les cas, le protocole CA-CDMA emploie moins de 50% de l’énergie consommée par le protocole IEEE802.11, ce qui peut paraître à première vue illogique, puisque la marge d’interférence a été choisie de sorte que les deux protocoles consomment la même énergie par paquet.

Selon la topologie que nous examinons ici, la distance de séparation entre émetteur et récepteur n’est pas uniforme. De plus beaucoup de liens sont formés avec les voisins qui se trouvent à des distances supérieures à la distance de transmission maximale (1061 m dans notre simulation), et contrairement au système IEEE802.11, CA-CDMA se sert des liens plus courts pour économiser l’énergie.

Notons que, dans les deux protocoles, l’énergie nécessaire augmente avec la charge, parce qu’à mesure que le taux de génération des paquets augmente, la probabilité de collision augmente également, et, par conséquent, plus d’énergie doit être employée pour la retransmission.

On va étudier maintenant l’effet d’une variation du nombre de noeuds, tandis que les dimensions de la région sont maintenues fixes (3000mx3000m). Pour cela, on prend $M = 24$, et on redistribue les noeuds de façon aléatoire sur toute la surface.

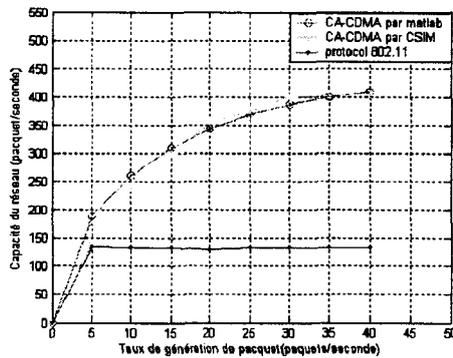


FIG. B.24 – Performances des protocoles CA-CDMA et 802.11 pour $M = 24$.



En comparant les figures B.22 et B.24 pour $M = 36$, on peut conclure que les performances du protocole CA-CDMA augmentent lorsque le nombre de noeuds du réseau augmente, parce qu'à mesure que la densité des noeuds augmente, plus de liens sont formés et la capacité du réseau augmente également. Par contre le nombre de noeuds a peu d'effet dans le cas du protocole IEEE 802.11.

B.6 Eléments de la couche physique Zigbee

Nous donnons ci-dessous les principales caractéristiques du protocole standard Zigbee [8] de communication à courte portée.

B.6.1 Architecture

L'architecture de base de Zigbee est similaire à celle des autres standards IEEE, comme Wi-Fi et Bluetooth. Une représentation simplifiée en est donnée à la figure B.25. Au niveau le plus bas, on trouve la couche physique, qui comporte deux options alternatives pour les fonctions de l'émetteur-récepteur RF, avec des caractéristiques (fréquences, débits, système de modulation) différentes. Cependant, le matériel embarqué et les couches logicielles supérieures sont essentiellement identiques quelque soit la couche physique implémentée dans un dispositif donné. Au-dessus de la couche physique, on trouve la couche de liaison des données, composée de deux sous-couches, l'une de contrôle d'accès aux données (MAC) et l'autre de contrôle de liaison logique (Logical Link Control - LLC). MAC est responsable de la gestion de la couche physique et assure l'accès au canal, la répartition des intervalles de temps, (slot times) et la délivrance de messages d'acquiescement. LLC est l'interface entre PHY et MAC et le logiciel d'application (couches supérieures). L'Alliance Zigbee est en charge de la préparation de profils, de règles de programmation et de spécifications pour plusieurs classes fonctionnelles de matériels dans le but d'assurer l'inter-opérabilité et la non-dépendance entre fabricants. Ces profils définissent l'établissement du réseau, la sécurité et les contraintes liées à l'application, tout en prenant en compte les caractéristiques de base de Zigbee, c'est-à-dire faible puissance et fiabilité élevée.

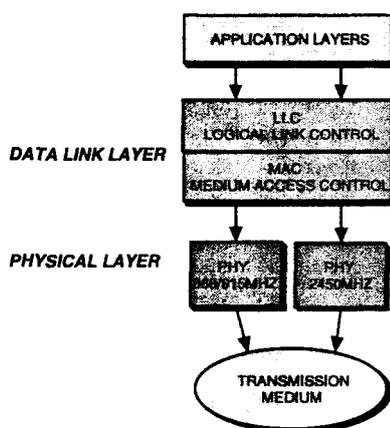


FIG. B.25 – Architecture Zigbee.

B.6.2 Caractéristiques de communication

Afin d'assurer un niveau élevé d'adaptation à la large palette d'applications envisagée pour Zigbee, le fonctionnement est spécifié pour 3 bandes libres de droit autour de 2,4 GHz, 915 MHz et 868 MHz. Les deux dernières bandes sont incluses dans la même couche physique, mais elles sont considérées comme mutuellement exclusives, leur utilisation étant liée aux réglementations en vigueur dans la zone géographique d'utilisation. Les 27 canaux de transmission suivants sont définis :

Numéro de canal	Fréquence centrale	Largeur de canal
0	868,3 MHz	600 kHz
1 à 10	906 à 924 MHz	2 MHz
11 à 27	2405 à 2480 MHz	5 MHz

Une vue détaillée des sous-bandes disponibles autour de 2450 MHz est donnée par la figure B.26.

Les débits de données et les types de modulation pour chacune des bandes sont données par la table B.5.

Fréquence (MHz)	Débit chips (kcps)	Modulation	Débit bits (kbps)	Débit symboles (ksps)	Symboles
868-868,6	300	BPSK	20	20	binaires
902-928	600	BPSK	40	40	binaires
2400-2483,5	2000	O-QPSK	250	62,5	16-aires (orthogonal)

TAB. B.5 – Débits de données et modulations.

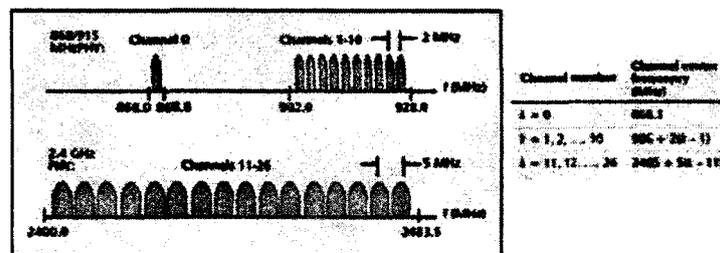


FIG. B.26 – Découpage en sous-bandes autour de 2450MHz.

Pour les deux couches physiques, la modulation est de type DSSS. Les paramètres d'étalement sont définis de façon à respecter les réglementations (par exemple de la FCC ou de l'ETSI) s'appliquant dans les zones d'utilisation et à obtenir les débits désirés. Par exemple, le débit chip de 600 Kbps dans la bande 902-928 MHz

La modulation à étalement de spectre utilisée pour la couche physique à 2450 MHz est similaire en principe à celle utilisée pour l'IEEE 802.11b (Wi-Fi haut débit). C'est la modulation CCK présentée dans l'annexe B.

La modulation de porteuse utilisée, O-QPSK (Offset QPSK) est une forme de modulation MSK (Minimum Shift Keying) facile à générer et possède une bande passante relativement étroite pour un débit chips donné, ce qui autorise l'utilisation d'un grand nombre de canaux disjoints sans interférence.

Les autres caractéristiques de la couche physique de Zigbee sont la puissance de sortie et la sensibilité en réception. Les dispositifs doivent pouvoir rayonner au moins -3 dBm et la puissance de sortie doit pouvoir être diminuée si nécessaire pour limiter les interférences avec les autres utilisateurs. La puissance maximale est déterminée par les autorités de régulation. Cependant, pour maintenir les objectifs de bas coût et faible puissance, ainsi que pour éviter l'émission de radiations parasites, il s'avère inutile de dépasser 10 dBm (même si la régulation le permet). La sensibilité minimale en réception pour la bande 868/915 MHz est de -92 dBm et pour la bande 2,4 GHz de 85 dBm, limites correspondant à un taux d'erreur par paquet émis de 1%.

B.6.3 Types et topologies des dispositifs

Deux types de dispositifs, de complexités différentes, sont définis. Un dispositif pleinement fonctionnel (Full Function Device - FFD) est capable d'implémenter le protocole complet et peut servir de coordinateur de réseau. Les dispositifs à fonctionnalités réduites (Reduced Function Devices - RFD) ne permettent qu'une implémentation minimale du protocole. Ces derniers sont donc idéaux pour réaliser des commutateurs et des capteurs et peuvent être, et ceci de façon significative, moins coûteux et moins gourmands en énergie que les FFD.

La souplesse de configuration de réseau est accomplie à l'aide de deux topologies, en étoile et point à point, représentées à la figure B.27. Un réseau peut posséder jusqu'à 255 membres, dont l'un est un coordinateur de réseau de proximité personnel (Personal Area Network - PAN). La fonction de ce dernier est, en dehors d'une application spécifique qu'il peut avoir, d'initialiser, de terminer ou d'acheminer les communications dans tout le réseau. Il procure en outre des services de synchronisation et, dans un réseau en étoile, chaque dispositif (qui peut être un FFD ou un RFD) communique directement avec le coordinateur (qui doit être un FFD). Les applications les plus simples, comme les périphériques d'ordinateur ou les jeux électroniques, utilisent typiquement la topologie en étoile. Dans la topologie point à point, chaque dispositif peut communiquer avec n'importe quel autre pourvu qu'il soit à portée de communication. Cependant les RFD ne peuvent alors participer car ils ne peuvent communiquer qu'exclusivement avec des FFD.

Des structures plus complexes peuvent être établies en combinant des configurations en étoile et point à point., mais elles ne peuvent utiliser qu'un unique coordinateur PAN. Un exemple est donné par la structure arborescente de la figure B.28, où les dispositifs situés aux extrémités du réseau peuvent être hors de portée de communication directe les uns des autres, de sorte que leurs messages doivent alors être relayés à travers les groupes individuels.

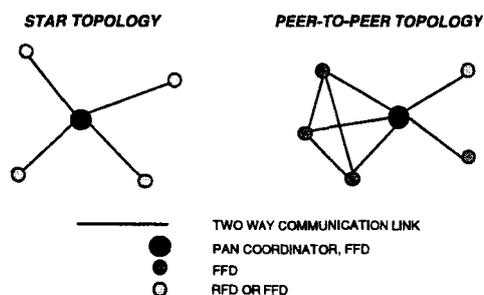


FIG. B.27 – Topologies de réseau.

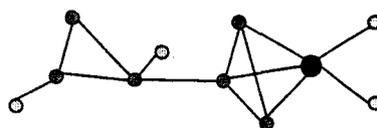


FIG. B.28 – Topologie arborescente.

B.6.4 Structure des trames, suppression des collisions et fiabilité

La construction des trames et l'accès au canal de Zigbee sont similaires à ceux de WLAN 802.11 (Wi-Fi), bien que moins complexes. Le paquet transmis est représenté à la figure B.29. Le préambule est destiné à permettre l'acquisition des horloges des chips et des symboles. L'en-tête PHY, signalé par un octet délimiteur, notifie la longueur des données qui suivent au logiciel de bande de base du récepteur. Le PSDU (PHY service data unit) est le message qui a été envoyé à travers les couches supérieures du protocole. Comme indiqué, sa longueur maximale est de 127 octets, mais, dans des applications de contrôle et de pilotage, cette longueur est souvent bien plus courte. Dans le PSDU sont incluses des informations sur le format de la trame de message, un numéro de séquence, une information d'adresse, les données proprement dites et, à la fin du champ, deux octets servant de séquence de contrôle d'erreur de la trame.

La fiabilité est assurée car le récepteur réalise un calcul indépendant de cette séquence et la compare à la valeur reçue. Si des bits ont été modifiés du fait d'interférences ou du bruit, les valeurs sont différentes. En cas d'identité (transmission supposée correcte), un acquittement est renvoyé par le récepteur à l'émetteur du message. En absence d'acquiescement, la transmission est répétée jusqu'à ce qu'elle soit reçue avec succès.

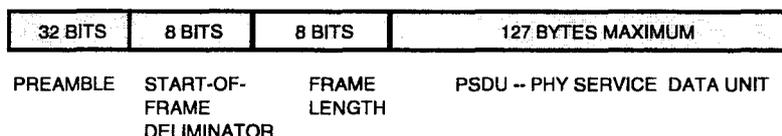


FIG. B.29 – Paquet transmis.

Afin d'éviter une transmission simultanée par deux dispositifs, un programme de type CSMA-CA est

utilisé, comme dans le protocole Wi-Fi, IEEE 802.11. Le terminal Zigbee scrute le canal et ne peut initier une transmission que si ce dernier est inoccupé. Dans le cas contraire, après une période d'attente de durée aléatoire, une nouvelle tentative est effectuée. Les messages d'acquiescement sont cependant envoyés sans utiliser le processus anti-collision précédent.

B.7 Éléments de la couche physique ULB

B.7.1 Formes d'onde

Dans le domaine des transmissions ULB, deux grandes familles de formes d'onde sont en concurrence. Il s'agit d'une part des formes d'onde impulsionnelles ou mono-bande qui sont, en quelque sorte, les formes d'onde "historiques" de l'ULB, et d'autre part des formes d'onde multi-porteuses ou multi-bandes (MBOA : Multiband-OFDM Alliance) [9]. Derrière ces deux familles se retrouve, de manière plus générale, l'opposition entre les formes d'onde dites "série" dans lesquelles le train de symboles de communication est transmis en série et les formes d'onde dites "parallèles" pour lesquelles c'est, à chaque instant, un mélange de plusieurs symboles qui est transmis. L'analyse des derniers systèmes de transmission qui ont été développés et déployés montre que ce sont, en très grande majorité, des formes d'onde parallèles qui ont été retenues. On peut ainsi citer l'UMTS, la télévision numérique terrestre (TNT), les réseaux WiFi (IEEE802.11g), l'ADSL, Wimax, ...

B.7.1.1 Forme d'onde multi-porteuse

L'approche MBOA (Multiband OFDM Alliance) utilise une forme d'onde OFDM "classique" où le spectre total ULB disponible est divisé en plusieurs sous-bandes de 528 MHz (14 sous bandes au maximum, regroupées par 3 ou 2 en 5 canaux) (Fig. B.30). Chaque sous-bande accueille elle-même 128 sous-porteuses de 4 MHz de large.

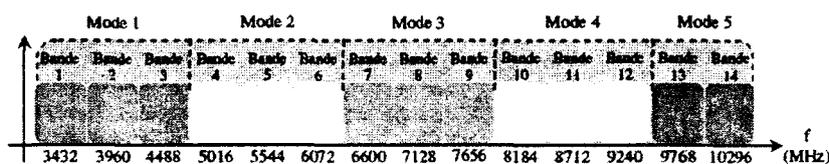


FIG. B.30 – Organisation des canaux de la solution MBOA.

B.7.1.2 Forme d'onde impulsionnelle

L'ULB impulsionnelle [10] est basée sur la transmission et la réception d'impulsions ultra brèves (quelques centaines de picosecondes). Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes. Ainsi, elles peuvent être modulées soit en position, en amplitude, ou en phase. Avec l'utilisation de ce type de forme d'onde, l'ULB impulsionnelle présente notamment les avantages suivants :

- la finesse de l'impulsion permet d'obtenir une très grande précision dans la mesure des distances, donc ce type de technique est très pratique pour la localisation ;
- le très large spectre avec une densité de puissance spectrale très faible confère à l'ULB une faible probabilité de détection et d'interception ;
- le spectre étendu du signal large bande confère à ce dernier une grande capacité de pénétration au sein de différents matériaux grâce à la partie basse de son spectre. Cependant, en augmentant la fréquence centrale du spectre de ce signal, sa capacité de pénétration s'affaiblit.

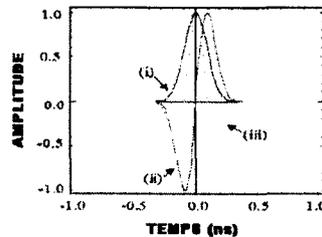


FIG. B.31 – Les impulsions dérivées de la gaussienne en temporel.

Par contre la finesse des impulsions nécessite des horloges très précises, donc coûteuses. Plusieurs types d'impulsions ultra-brèves sont utilisés dans les systèmes de transmission en ULB impulsionnelle, dont les plus répandus sont présentés sur la figure B.31, leur densité spectrale de puissance étant donnée sur la figure B.32. Ces impulsions sont modélisables sous forme de dérivées de différents ordres d'une impulsion gaussienne.

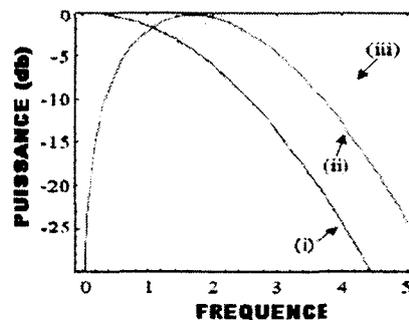


FIG. B.32 – Les impulsions dérivées de la gaussienne en fréquentiel.

La figure B.31 représente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel : (i) : la gaussienne, (ii) : le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne, (iii) : la dérivée seconde de la gaussienne. La figure B.32 représente leurs densités spectrales de puissance respectives. Ces impulsions se caractérisent par des spectres très larges allant de quelques MHz à quelques dizaines de GHz. Pour une même largeur temporelle, nous pouvons constater que la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Aussi, on constate que le spectre de la monocycle est le plus constant sur la largeur de la bande de fréquence autour de la fréquence centrale.

Ces impulsions, notamment la monocycle gaussienne, sont le type d'impulsions le plus utilisé en ultra large bande impulsionnelle. Dans le domaine temporel, ces trois types d'impulsions s'écrivent respectivement

$$V_1(t) = a \cdot \exp(-t/\tau) \quad (\text{B.50})$$

$$V_2(t) = -2 \cdot \left(\frac{t}{\tau^2}\right) \cdot V_1(t) \quad (\text{B.51})$$

$$V_3(t) = \left(1 - 2\frac{t}{\tau^2}\right) \cdot \left(-\frac{2}{\tau^2}\right) \cdot V_1(t) \quad (\text{B.52})$$

avec

- a : l'amplitude maximale du signal,
- τ : la durée de la monocycle ou encore largeur d'impulsion,
- t : la variable temps.

B.7.1.3 Impulsions construites à partir de polynômes orthogonaux

Les polynômes orthogonaux sont généralement des solutions d'équations différentielles particulières définissant des systèmes physiques, les plus souvent utilisées pour effectuer le développement de fonctions sur la base qu'elles constituent. La notion de polynômes orthogonaux est apparue à travers l'étude de certains problèmes d'analyse fonctionnelle (*équations intégrales, séries de Fourier*) et plus généralement, avec les problèmes liés aux limites dans les équations aux dérivées partielles (*Laplace, Schrödinger*). Parmi ces polynômes, on peut citer ceux d'Hermite, de Jacobi, Gegenbauer, Tchebychev, Legendre ou ceux de Laguerre. La largeur de l'impulsion générée à partir de ces polynômes est pratiquement constante, d'où la possibilité de les utiliser pour la communication ULB. Le tableau B.6 résume les différentes caractéristiques de ces polynômes.

Nom	Intervalle	Fonction de poids
<i>Tchebychev</i>	$[-1, +1]$	$\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$
<i>Legendre</i>	$[-1, +1]$	1
<i>Hermite</i>	$[-\infty, +\infty]$	e^{-x^2}
<i>Laguerre</i>	$[0, +\infty]$	$x^a \cdot e^{-x}$ (a entier)

TAB. B.6 – Les différentes caractéristiques de polynômes particuliers.

Par définition, pour tout $n \in \mathbb{N}$, le polynôme P_n de degré n est orthogonal à tout polynôme de degré m si l'équation suivante (*produit scalaire généralisé*) est vérifiée :

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b w(x) P_m(x) P_n(x) dx = \delta_{mn} \quad (\text{B.53})$$

où $w(x)$ est la fonction de poids caractéristique de la famille des polynômes orthogonaux considérée, δ est le symbole de Kronecker et $[a, b]$ est l'intervalle de définition des polynômes orthogonaux.

On peut distinguer les polynômes définis sur un intervalle non fermé (Hermite, Laguerre) et ceux définis sur un intervalle fermé, souvent pris comme l'intervalle $[-1, +1]$ (Jacobi, Gegenbauer, Legendre, Chebychev).

Dans le cas d'un intervalle non fermé, il faut tronquer l'intervalle de définition du polynôme à $[-x_{\max}, +x_{\max}]$ pour obtenir une impulsion de durée finie T , définie comme :

$$g_n(t) = \begin{cases} P_n(x) \sqrt{w(x)}, & \text{si } |t| \leq T/2 \\ 0, & \text{si } |t| > T/2 \end{cases} \quad (\text{B.54})$$

avec $t = \alpha x$, où $\alpha = T/(2x_{\max})$.

Les fonctions $g_n(t)$ ainsi définies sont approximativement orthogonales (elles le seraient en l'absence de troncature).

Pour un intervalle fermé $[-1, +1]$, il n'est pas utile de tronquer et les fonctions obtenues en utilisant (B.54) et $x_{\max} = 1$ sont orthogonales.

L'étude des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation des impulsions $g_n(t)$ constitue une étape importante. La fonction d'autocorrélation permet de déterminer une périodicité cachée, d'extraire un signal noyé dans le bruit, d'évaluer la fréquence moyenne d'un signal et la dispersion des fréquences (*variance*) par rapport à cette valeur moyenne et de calculer la densité spectrale de puissance (*égale à la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation*). La fonction d'intercorrélation atteint son maximum lorsque les deux signaux sont superposés au mieux. Cela permet de les comparer et de tester leur ressemblance. Les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation sont utilisées lors de la réception des signaux. Afin de transmettre au mieux les informations, nous allons donc étudier ces deux fonctions (*qui caractériseront en particulier les interférences entre les utilisateurs*).

Les polynômes d'Hermite

Les polynômes d'Hermite apparaissent comme les fonctions d'onde d'un oscillateur harmonique. Ils sont donnés par les expressions :

$$\begin{cases} h_{e0}(t) = 1 \\ h_{en}(t) = (-1)^n e^{t^2/2} d^n (e^{-t^2/2}) / dt^n \end{cases} \quad (\text{B.55})$$

Les fonctions modifiées ont été proposées par Lachlan [11], pour l'usage dans des communications ultra large bande. Ces fonctions permettent de générer des impulsions orthogonales avec une largeur constante. En effet, les codes associés à chaque utilisateur dans le cas d'accès multiples sont remplacés par les différents ordres de ces fonctions données par :

$$\begin{cases} H_0(t) = e^{-t^2/4} h_{e0}(t) \\ H_n(t) = (-1)^n e^{t^2/4} d^n (e^{-t^2/2}) / dt^n \end{cases} \quad (\text{B.56})$$

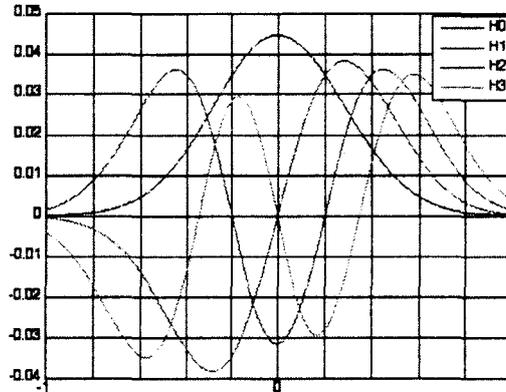


FIG. B.33 – Représentation temporelle des 4 premiers ordres H_n .

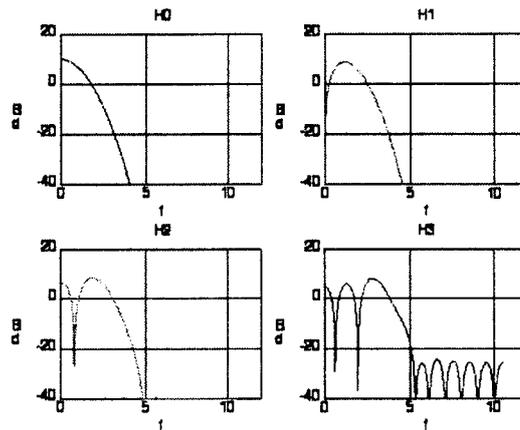


FIG. B.34 – Représentation fréquentielle des 4 premiers ordres H_n .

Les figures B.33 et B.34 représentent, pour les 4 premiers ordres, les variations temporelles et la densité spectrale de puissance des fonctions d'Hermite.

Les fonctions d'autocorrélation des fonctions d'Hermite sont représentées dans la figure B.35. A partir des fonctions d'autocorrélation, nous pouvons déduire que la largeur de pic diminue lorsque l'ordre augmente. Elles sont symétriques autour de l'origine et présentent un lobe principal centré sur ce point.

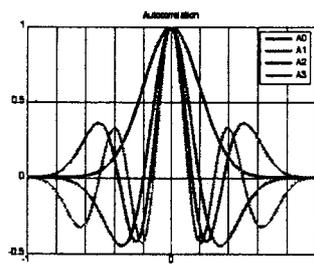


FIG. B.35 – Auto-corrélations des fonctions d’Hermite.

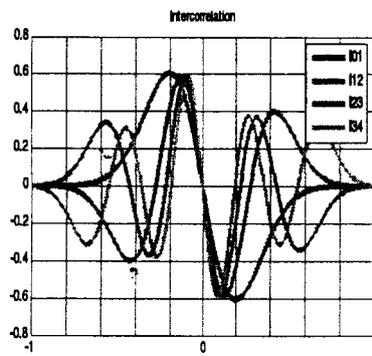


FIG. B.36 – Inter-corrélations des fonctions d’Hermite.

Dans la figure, B.36 les fonctions d'intercorrélation de fonctions H_n et H_m , avec ($n = 0, 1, 2$ et $m = n+1$). Elles sont, de façon générale, antisymétriques par rapport à l'axe vertical si $m+n$ est impair et symétriques si $m+n$ est pair.

B.7.1.4 Les fonctions de Gegenbauer

L'utilisation des polynômes de Gegenbauer a été suggérée par des chercheurs de notre équipe [12, 13].

Les polynômes de Gegenbauer sont orthogonaux dans l'intervalle $[-1, 1]$ avec une fonction de poids $w(x) = (1 - x^2)^{\beta - \frac{1}{2}}$ qui correspond à l'intégration sur une hypersphère de dimension unité. Ils peuvent être considérés comme des généralisations des polynômes de Legendre pour des systèmes à symétrie sphérique en dimension ($n+2$). Ils sont parfois appelés polynômes ultrasphériques. Ces polynômes satisfont une équation différentielle du second ordre :

$$(1 - x^2) G_{n,\beta}(x) - (2\beta + 2)x G'_{n,\beta}(x) - n(n + 2\beta + 2) G_{n,\beta}(x) = 0 \quad \text{avec } \beta > -1 \quad (\text{B.57})$$

avec $x \in [-1, +1]$ le temps en nanosecondes (ns), n l'ordre du polynôme et β paramètre définissant la famille de polynômes de Gegenbauer (ici nous choisirons $\beta = 1$).

Les différents ordres des polynômes des Gegenbauer sont reliés pour $n > 1$ par l'équation de récurrence :

$$G_{n,\beta}(x) = 2 \frac{n + \beta - 1}{n} x G_{n-1,\beta}(x) - \frac{n + 2\beta - 2}{n} G_{n-2,\beta}(x) \quad (\text{B.58})$$

Les impulsions de Gegenbauer sont données par [12] :

$$G_u(x) = G_n(x) \sqrt{w(x)} \quad (\text{B.59})$$

La figure B.37 représente les variations temporelles des 4 premiers ordres des fonctions de Gegenbauer pour un paramètre $\beta = 1$. La figure B.38 en donne les densités spectrales de puissance.

Les fonctions d'autocorrélation des fonctions de Gegenbauer ont une forme semblable à la fonction sinc(x) dans laquelle la valeur maximale du pic est obtenue à l'origine (voir figure B.39). Cette fonction d'auto-corrélation devient de plus en plus étroite quand l'ordre de l'impulsion croît, une propriété qui s'avère très importante pour l'accès multiple. La largeur du lobe principal de ces auto-corrélations (pour une largeur supposée égale à 1 ns des fonctions de Gegenbauer) pour différentes valeurs de β (de 0.5 à 2) est représentée dans la figure B.40. La fonction d'ordre 0 n'a pas de lobe secondaire. L'autocorrélation dynamique en dB ($20 \log_{10}(A_m)$), où A_m est le maximum de la valeur absolue du premier lobe secondaire, représentée dans la figure B.41, montre que la largeur du lobe principal diminue si la valeur de β augmente.

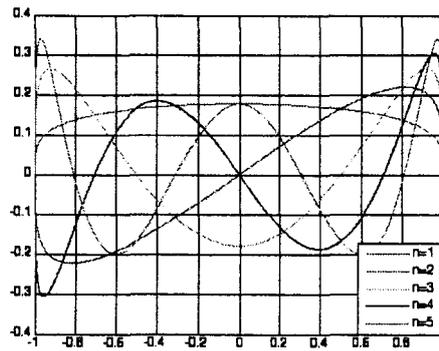


FIG. B.37 – Représentation temporelle des 4 premiers ordres de Gegenbauer.

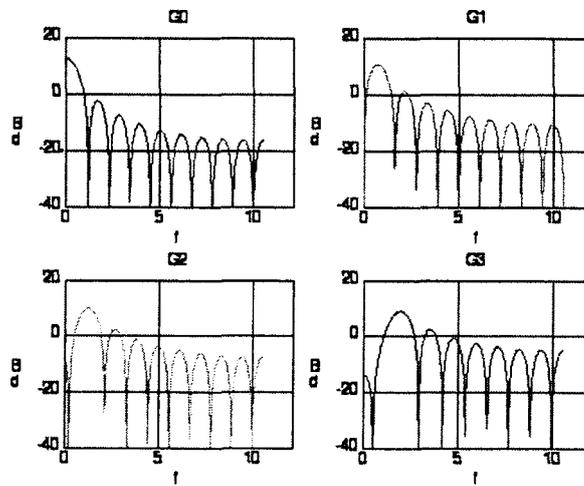


FIG. B.38 – Spectres des fonctions de Gegenbauer.

La figure B.42 présente les inter-corrélations obtenues entre les fonctions de Gegenbauer avec $m = 0$ et $n = 1, 2, 3$. La fonction d'inter-corrélation dynamique en dB, pour les fonctions d'ordres n et m , avec ($n = 0$ à 3 et $m = n + 1$) et ($n = 0$ à 3 et $m = n + 2$), diminue si β augmente dans le cas où $m = n + 1$ est impair (et vice versa dans le cas où $m = n + 1$ est pair). Les plus mauvaises inter-corrélations sont obtenues entre les ordres adjacents (n et $m = n + 1$). Ces fonctions sont illustrées dans les figures B.43 et B.44.

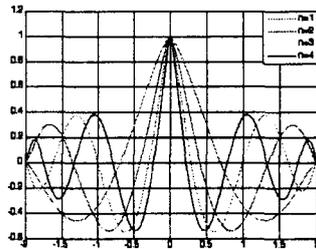


FIG. B.39 – Auto-corrélations des fonctions de Gegenbauer.

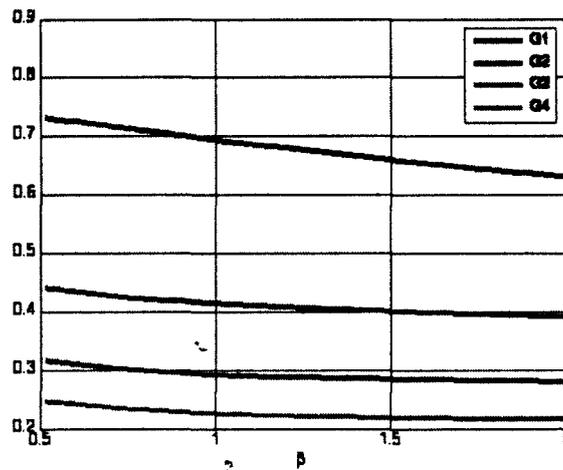


FIG. B.40 – Largeur des lobes principaux des auto-corrélations.

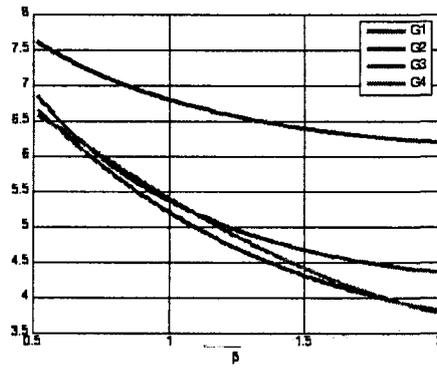


FIG. B.41 – Auto-corrélation dynamique.

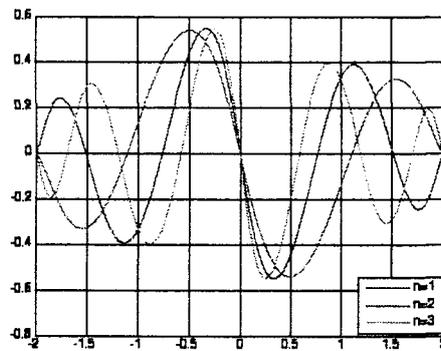


FIG. B.42 – Inter-corrélations.

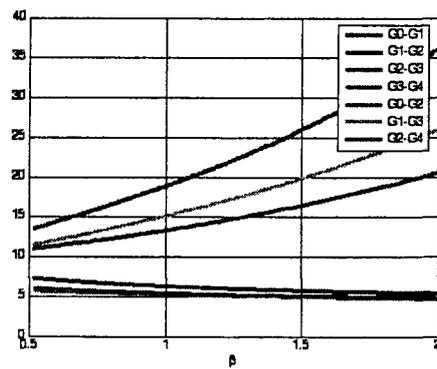


FIG. B.43 – Intercorrélation dynamique pour $n = 1$ à 3 et $m = n + 1$.

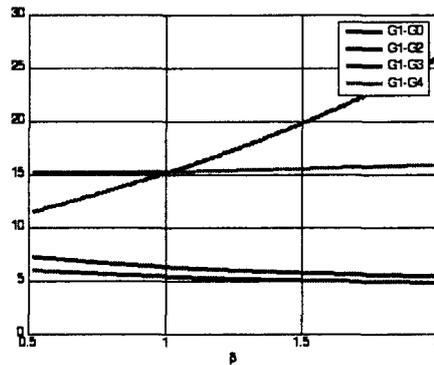


FIG. B.44 – Intercorrélation dynamique pour $n = 1$ et $m = 0, 2, 3$ et 4 .

B.7.2 Les techniques de modulation ULB

La modulation est destinée à mettre en forme le signal à émettre de telle sorte que la transmission soit possible à travers un canal physique donné. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres (fréquence, amplitude, phase). On peut distinguer deux types de modulations : la modulation binaire, où l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles, et la modulation M-aire, où l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires, le nombre d'états étant $M = 2^n$. Le choix de tel ou tel type de modulation est imposé par diverses contraintes, telles la largeur de bande disponible, le débit, les puissances autorisées et la complexité des émetteurs récepteurs.

Les types de modulations les plus fréquemment utilisés sont les suivants :

- modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM),
- modulation d'amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM),
- modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK),
- modulation de phase « Binary Phase Shift Keying » (BPSK),

B.7.2.1 Les modulations mono-bande

Modulation d'impulsions en position (Pulse Position Modulation PPM) Dans la modulation d'impulsions en position, l'information est codée par la position de l'impulsion dans le temps. La figure B.45 illustre le principe de cette modulation.

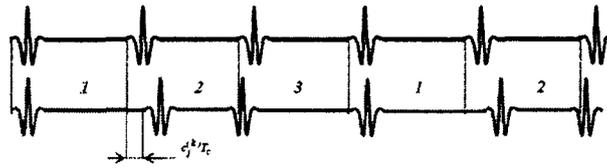


FIG. B.45 – Principe de la modulation PPM.

Pour le bit "1", un décalage δ est appliqué par rapport à la position de référence qui correspond au bit "0". Le décalage δ est appelé indice de modulation, il dépend de la durée de l'impulsion. Par exemple, pour une impulsion de 300 ps de large, l'indice de modulation optimal δ vaut 90 ps. L'inconvénient de cette technique est que l'accès simultané par plusieurs utilisateurs n'est pas possible. Ce problème a été résolu par l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire de saut temporel (Time Hopping TH). Une extension de cette modulation binaire à la modulation M-aire a été développée par Scholtz [14].

Modulation d'impulsions en amplitude (Pulse Amplitude Modulation PAM)

Un autre type de modulation qui est utilisé dans les systèmes ultra large bande est la modulation d'impulsions en amplitude. Ici, l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude (Fig. B.46).



FIG. B.46 – Exemple de modulation d'impulsions en amplitude PAM.

Modulation d'impulsions par inversion de polarité (Binary PAM)

Une autre approche de modulation consiste à coder l'information par la polarité (positive ou négative) de l'impulsion. En fait, Pour un bit "0", la monocycle utilisée commence d'abord par le pic négatif. Au contraire, pour un bit "1", la monocycle utilisée commence d'abord par le pic positif (Fig. B.47).

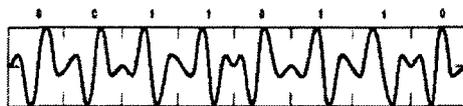


FIG. B.47 – Modulation d'impulsions par inversion de polarité Binary PAM.

Modulation tout ou rien (On-Off Keying OOK)

Cette méthode est basée sur un principe simple qui consiste à envoyer une impulsion (ou une série d'impulsions) pour le bit "1" et à ne rien envoyer pour un bit "0". Un exemple de cette modulation est donné dans la figure B.48 .

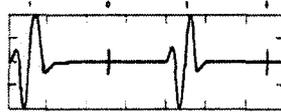


FIG. B.48 – Modulation tout ou rien OOK.

Parmi toutes ces techniques de modulation, ce sont surtout la modulation en position PPM, la modulation par inversion de polarité BPM et la modulation par tout ou rien qui sont les plus populaires auprès des grandes entreprises mondiales spécialisées en ultra large bande. La modulation PPM est utilisée surtout par la compagnie Time Domain qui est l'un des leaders mondiaux en ultra large bande, et la modulation BPM est utilisée entre autres par la compagnie américaine Xtrem Spectrum. La modulation OOK sous sa forme multi-bande (MB-OOK) est par contre proposée par la société Mitsubishi.

Simulations

1. Choix d'impulsions à utiliser :

Pour le type d'impulsions à utiliser, on a testé, d'abord, la performance de chacune des impulsions gaussienne, monocycle gaussienne et dérivée seconde de la gaussienne. En fait, pour une même modulation OOK on a comparé le taux d'erreur binaire TEB pour chacune des ces impulsions et on a abouti aux résultats de simulation de la figure B.49.

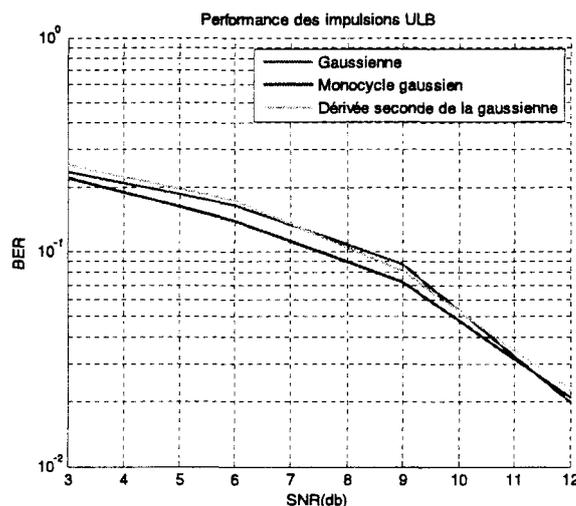


FIG. B.49 – Performance des impulsions ULB.

On constate que la monocycle gaussienne est la plus performante comparée aux autres impulsions, bien que la différence entre les diverses performances soit minime. Pour les valeurs initiales de SNR (3 à 6 dB), le taux d'erreur binaire est important, puis diminue d'une manière significative à partir d'un SNR de 9 dB.

En fait, d'autres travaux ont étudié l'impact de l'emploi des différentes formes d'onde sur la qualité de la communication. Par exemple, en utilisant un canal AWGN (bruit gaussien blanc additif), l'étude montre seulement la supériorité des formes d'onde dépourvues de composante continue significative (dérivées de l'impulsion gaussienne) et l'influence de la nature du canal (à trajets multiples) sur le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la forme d'onde.

Aussi, dans [15], une étude est proposée évaluant le TEB en fonction de l'angle de réception pour une impulsion gaussienne.

Suite à ces observations, on a choisi de travailler avec des monocycles gaussiennes qui vont nous permettre par la suite de mettre en valeur les performances de diverses techniques de modulation.

(a) Chaîne de transmission

On a choisi d'ajouter un bruit blanc $n(t)$ pour travailler avec le modèle du canal à bruit blanc additif. En fait, si une interférence (une perturbation en bande étroite) est ajoutée sur le canal entre l'émetteur et le récepteur, il sera, au niveau du récepteur, multiplié par le code, donc "étalé". Sa densité spectrale sera diminuée dans le rapport d'étalement ("gain de codage") (Fig .B.50) et passera pratiquement inaperçue.

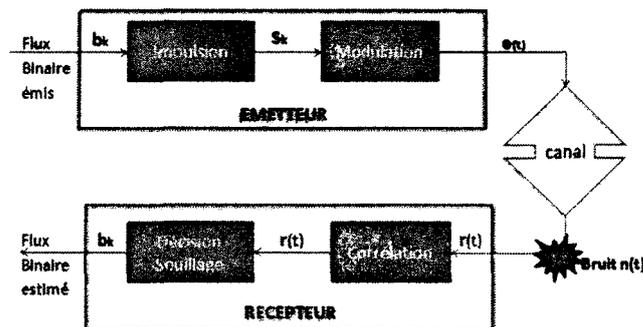


FIG. B.50 – Chaîne de transmission pour une communication ULB.

(b) Résultats de simulations et interprétations

A partir des résultats des simulations, il paraît clair que le signal à base de monocycle gaussienne modulé en Binary PAM (à inversion de polarité) est le plus performant en probabilité d'erreur par bit. Le TEB tend vers des valeurs très faibles, de l'ordre de 10^{-4} - 10^{-5} , si on le compare avec un signal modulé en PAM0.5 pour lequel le TEB demeure constamment élevé et voisin de 0,5. Cette performance est justifiée par le caractère aléatoire de la polarité des données dans les symboles, qui rend la densité spectrale plus lisse si on prend en compte un nombre suffisant de symboles.

La courbe représentant la modulation PPM ressemble, dans une certaine mesure, à celle d'OOK, cette dernière présentant cependant des valeurs de TEB plus élevées pour les mêmes spécifications du canal. Par contre, si l'on considère la complexité du récepteur, il vaut mieux

utiliser OOK. Bien que la modulation par inversion de polarité Binary PAM apparaisse plus performante, elle impose l'utilisation de récepteurs adaptés plus complexes qui permettent de détecter la phase du signal. A l'opposé, les modulations PPM et OOK ne reposent que sur une simple information d'amplitude, qui se réduit à la présence ou l'absence d'une impulsion à un instant donné (Fig. B.51).

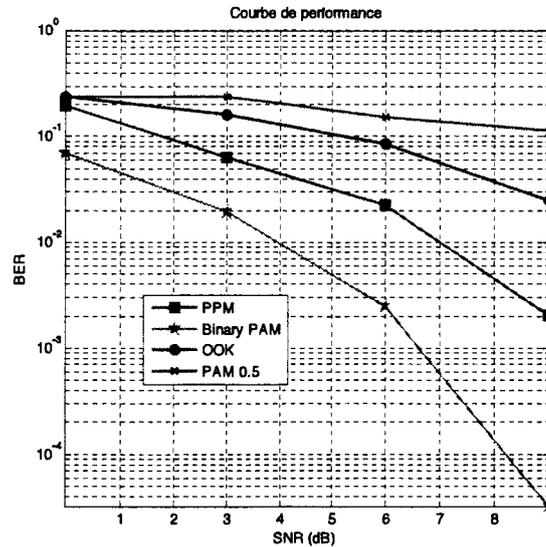


FIG. B.51 – Diverses simulations avec monocycle gaussienne.

Si OOK et PPM apparaissent intéressantes par leur simplicité intrinsèque, qui se traduit par une faible consommation d'énergie, la modulation PAM respecte mieux le masque spectral exigé par la FFC et défini par les normes internationales. En fait, les signaux modulés par PPM et OOK présentent des raies spectrales discrètes, qui peuvent causer des interférences avec les signaux à bande limitée.

B.7.2.2 Les modulations multi-bandes

Principe de la solution MBOA

Ces techniques, défendues par le consortium MBOA, proposent de diviser la bande disponible en 14 sous-bandes larges de 528 MHz chacune [16, 17]. Chacune de ces sous-bandes permet la transmission d'un signal OFDM construit à partir d'une IFFT à 128 points.

Dans un premier temps, les études s'intéressent à une première génération, dite mode 1, regroupant les 3 premières sous-bandes comprises entre 3.1 et 4.8 GHz comme le représente la figure B.52.

La gestion multi-utilisateurs dans une picocellule (zone de couverture d'une station de base dont le rayon ne mesure pas plus d'une centaine de mètres) se fait au niveau de la couche PHY en TDMA (Time

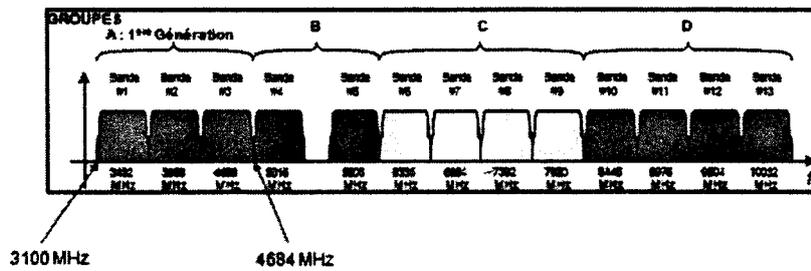


FIG. B.52 – 1^{re} génération en mode 1 pour le MB-OFDM.

Division Multiple Access) par l'utilisation d'un code temps-fréquence TFC (Time Frequency Code). A un instant donné, chaque utilisateur occupe une sous-bande du mode 1. Le signal a une largeur de bande limitée à 500 MHz, ce qui rend son échantillonnage tout à fait possible en utilisant une conversion analogique-numérique avec des composants à bas coût. Cependant, l'application du code temps-fréquence introduit à la fin de chaque symbole OFDM des sauts de fréquence d'une sous-bande à une autre, permettant ainsi à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité en fréquence liée à la largeur de 3 sous-bandes dans le mode 1. Par ailleurs, chaque utilisateur n'émettant dans une sous-bande donnée qu'un tiers du temps en moyenne, cela permet d'optimiser la puissance émise tout en respectant le masque de DSP (densité spectrale de puissance) imposé par la FCC.

Principaux paramètres de la solution MBOA

La solution MBOA propose des communications à haut débit qui peuvent atteindre les 480 Mbits/s. Ces débits augmentent en fonction du rendement de codage R. La modulation appliquée aux différentes porteuses du multiplex OFDM est une modulation de phase 4-PSK (QPSK). Ces différents modes de fonctionnement qui peuvent donner des débits allant de 53,3 à 480 Mbit/s sont regroupés dans le tableau B.7.

Débit utile (Mbits/s)	Modulation	Rendement de codage R	Conjugué symétrique à l'entrée de la FFT	Étalement en temps	Nombre des bits transmis par symbole OFDM
53,3	QPSK	1/3	Oui	2	100
80	QPSK	1/2	Oui	2	100
110	QPSK	11/32	Non	2	200
160	QPSK	1/2	Non	2	200
200	QPSK	5/8	Non	2	200
320	QPSK	1/2	Non	1 (pas d'étalement)	200
400	QPSK	5/8	Non	1 (pas d'étalement)	200
480	QPSK	3/4	Non	1 (pas d'étalement)	200

TAB. B.7 – Débits transmis dans les différents modes - solution MBOA.

La taille de la FFT est de 128 et le nombre total de sous-porteuses utilisées est de 122. La durée "utile" de chaque symbole OFDM est de 242 ns, conduisant à un espacement inter-porteuses OF = 4,125 MHz. Un

préfixe cyclique de type "Zero-Padding", de durée 60,61 ns, est inséré à la fin de chaque symbole OFDM pour absorber l'interférence entre symboles. Par ailleurs, un intervalle de garde additionnel, également de type "Zero-Padding", de 9,47 ns est prévu pour la commutation d'une sous-bande à l'autre. La description complète de cette solution MBOA est donnée dans [18], et on trouvera une analyse précise des performances dans [15] dans le cas d'une estimation de canal parfaite et réelle.

Simulations

1. Modélisation du canal UWB
2. Portée de l'expérimentation
3. Chaîne de transmission

Dans notre cas, les performances du système Multi Bande OFDM ont été évaluées sur le canal CM1 proposé par l'IEEE. Une autre étude de performance pour le canal CM4 est traitée dans le document [19].

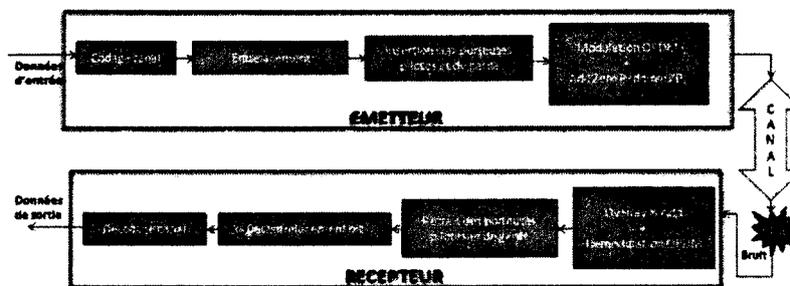


FIG. B.53 – Chaîne de transmission d'une communication en MB-OFDM (MBOA).

Elle est représentée à la Figure B.53. L'utilisation d'un préfixe de type "Zero Padding" nécessite d'effectuer une opération "Overlay and Add" avant la FFT de démodulation, afin de restaurer l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses du multiplex.

Résultats de simulation et interprétations

La figure B.54 présente les résultats obtenus pour un canal CM1 dans le cas d'une estimation de canal parfaite et pour les différents modes de fonctionnement correspondant à des débits variant de 480 à 533 Mbits/s. Ces résultats sont donnés en fonction du rapport E_b/N_0 , qui représente le rapport entre l'énergie par bit utile et la densité spectrale bilatérale du bruit. Les performances du système MBOA obtenues dans un canal gaussien pour le mode à 320 Mbit/s sont également données comme référence.

Les résultats obtenus dans les modes 160 et 320 Mbit/s sont pratiquement identiques lorsqu'on les présente en fonction du rapport E_b/N_0 , car l'application de l'étalement sur deux symboles consécutifs dans

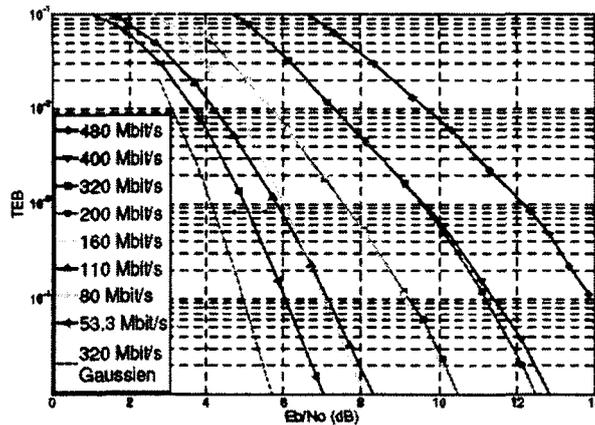


FIG. B.54 – Performances du système MBOA en canal CM1.

le mode 160 Mbit/s n'apporte aucune diversité, le canal étant identique pour les deux symboles en question. De même pour les modes 200 et 400 Mbits/s où le mode 200 Mbits/s utilise l'étalement temporel sur deux symboles.

Les communications à 54 Mbits/s sont les plus performantes vis-à-vis de leur taux d'erreur binaire qui est inférieur et en décroissance rapide quand E_b/N_0 augmente.

En fait, en augmentant les débits d'émission, la performance diminue en terme de consommation d'énergie. Cette diminution est justifiée par le fait que, si on veut limiter la valeur de la probabilité d'erreur binaire (TEB) à densité spectrale de bruit N_0 fixe, on doit augmenter l'énergie utile par bit émis (E_b). Par exemple, en mode 54 Mbits/s pour avoir une TEB égale à 10^{-4} , le rapport E_b/N_0 doit être égal à 6 dB alors qu'il doit être de 9 dB en mode 160 Mbits/s et à peu près de 11.5 dB en mode 400 Mbits/s.

Le mode 480 Mbits/s, malgré son très haut débit, doit être révisé car les performances qu'il présente sont médiocres du point de vue de la consommation d'énergie. De multiples recherches sont lancées à son sujet, afin qu'il puisse s'imposer sur le marché.

Bibliographie

- [1] J.G. Proakis, "Digital communications," Mc-Graw Hill, New York, 2001.
- [2] B. Pearson, "Complementary code keying Made Simple," Intersil, 2000.
- [3] Vocal Technologies Ltd. Home page ; 802.11 technology White Paper, Conference 2003.
- [4] Mathworks, <http://www.mathworks.com>
- [5] E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, "Digital communication," Second Edition, University of California, Berkeley, 2001.
- [6] R.C. Dixon, Robert C., "Spread Spectrum Systems," John Wiley & Sons, New York, 1984.
- [7] A. Muqattash, M. Krunz, W.E. Ryan, "Solving the near-far problem in CDMA-based ad hoc networks," Ad Hoc Networks, 1(4), 435-453, 2003.
- [8] Draft P802.15.4/D18, February-2003, "Draft Standard for Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) (Zigbee)," IEEE 802.15.4 Group.

- [9] A.L. Deleuze, "Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions", Doctorat Communications et Electronique, ENST - COMELEC, 2006.
- [10] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, "Ultra-Wide Bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications," Proc. of the 47th Vehicular Technology Conference VTC 1997., Phoenix, AZ, USA, 251-255, May 1997.
- [11] B.M. Lachlan, M. Ghavami, and R. Kohno, "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technology, 2002.
- [12] F. Elbahhar, A. Rivenq-Menhaj, and J.M. Rouvaen, Wireless Personal Communications (Kluwer), 34, 255-277, 2005.
- [13] F. Elbahhar, A. Rivenq-Menhaj, J.M. Rouvaen, M. Heddebaut, and T. Boukour, I.E.E. Proceedings Communications, 152, 1021-1028, 2005.
- [14] M.Z. Win, and R.A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," IEEE Trans. Commun., 48, 679-691, Apr. 2000.
- [15] E. Guéguen, N. Madaoui, J-F. Héliard, "Combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB haut débit", Comité National Français de Radioélectricité Scientifique, Section française de l'Union Radio Scientifique Internationale, Journées Scientifiques du CNFRS, 28 - 29 mars 2006.
- [16] A. Batra, J. Balakrishnan, and A. Dabak, "Multi-band OFDM : a new approach for UWB," International Symposium on Circuits and Systems, Vancouver, Canada, 5, 365-368, mai 2004.
- [17] IEEE 802.15.3 Home Page <http://www.ieee802.org/15/> .
- [18] L. Maret, I. Siaud, "Ultra-Wideband MBOA Physical layer performance analysis and enhanced issues (ISTMAGNET project)," ECPS Conference, Brest, France, 15-18 March 2005.
- [19] B. Muquet, A. Wang, G. B. Giannakis, M. De Courville, P. Duhamel, "Cyclic prefix or zero padding for wireless multicarrier transmission," IEEE Transactions on Communications, 50, 2136-2148, December 2002.

Annexe C

Description de quelques protocoles de routage

C.1 Exemples de protocoles généraux pour réseaux Ad-hoc et de capteurs

C.1.1 Le protocole proactif DSDV (Destination Sequence Distance Vector)

DSDV (Dynamic Destination-Sequenced Distance-Vector) [1] est principalement inspiré de l'algorithme distribué de Bellman Ford (DBF : Distributed Bellman-Ford) [1]. Toutefois, chaque station mobile doit maintenir une table de routage contenant :

- toutes les destinations possibles dans le réseau,
- le nombre de noeuds (ou de sauts) nécessaire pour atteindre chacune de ces destinations,
- le numéro de séquence (SN : Séquence Number) qui correspond à un noeud destination.

Afin de conserver la consistance des tables de routage dans un réseau, dont une des caractéristiques connues est la forte variabilité de la topologie, à chaque noeud est attribué un numéro de séquence NS qui permet de distinguer les nouvelles routes des anciennes. Ceci permet de remédier au problème de boucle de routage. Ainsi chaque noeud transmet à son voisin direct sa table de routage périodiquement ou en cas de changement imprévu de la table. Donc, la mise à jour se fait selon deux facteurs : le temps et les événements qui peuvent surgir (déplacement de noeuds, apparition d'un nouveau voisin, etc...). Vu ces deux facteurs, on peut distinguer deux types de mise à jour [2] :

- mise à jour complète, qui n'est rien d'autre que la mise à jour périodique, c'est-à-dire que le noeud transmet la totalité de sa table de routage vers ses voisins ;
- mise à jour incrémentale : cette mise à jour n'est faite qu'en cas d'événements (apparition d'un nouveau voisin, disparition d'un noeud ...etc.), et dans ce cas il n'y a que l'entrée concernant le noeud en question dans la table de routage qui change. Cette mise à jour est aussi dite mise à jour partielle. Notons que la mise à jour se fait à travers la transmission d'un paquet contenant généralement :

1. le nouveau numéro de séquence, incrémenté, du noeud émetteur,
2. l'adresse de la destination,
3. le nombre de sauts séparant le noeud de la destination,

4. le numéro de séquence (des données reçues de la destination), tel qu'il a été estampillé par la destination.

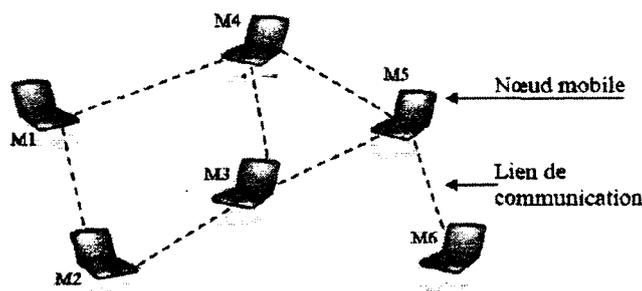


FIG. C.1 – Exemple d'un réseau Ad-Hoc.

Si l'on considère que DSDV est le protocole de routage utilisé dans la figure C.1, la table de routage correspondant au noeud M1 ressemblera à la suivante (Tableau C.1) :

Destination	Nombre de sauts	Prochain noeud	NS3
M1	0	M1	NS1
M2	1	M2	NS2
M3	2	M2	NS3
M4	1	M4	NS4
M5	2	M2	NS5
M6	3	M4	NS6

TAB. C.1 – Table de routage du noeud M1 du graphe de la figure C.1.

Ainsi, tout noeud qui a subi une mise à jour compare les données de routage reçues avec les siennes, et la route la plus récente (celle avec la plus grande valeur du numéro de séquence NS) sera utilisée. Si deux routes ont le même numéro de séquence, alors la route qui possède la meilleure métrique est celle qui sera utilisée. La métrique utilisée dans le calcul des plus courts chemins est, tout simplement, le nombre de noeuds intermédiaires existants sur ce chemin. Un lien rompu est matérialisé par une valeur infinie de sa métrique, i.e. une valeur plus grande que la valeur maximale permise par la métrique.

Un des inconvénients du protocole DSDV est qu'il est très lent, du fait qu'il doit attendre la mise à jour transmise par le destinataire pour modifier l'entrée adéquate dans la table de distance. Cependant il remédie aux problèmes de boucle de routage (Routing Loop) et du Counting to Infinity (du DBF) [1, 3].

C.1.2 Le protocole réactif DSR (Dynamic Source Routing)

Le protocole "Routage à Source Dynamique" (DSR : Dynamic Source Routing) est basé sur l'utilisation de la technique "routage source". Dans cette technique, la source des données détermine la séquence complète des noeuds à travers lesquels les paquets de données seront envoyés.

Pour envoyer un paquet de données vers un autre noeud, l'émetteur construit une route source et l'inclut dans l'en-tête du paquet. La construction se fait en spécifiant l'adresse de chaque noeud à travers lequel le paquet va passer pour atteindre la destination. Par la suite, l'émetteur transmet le paquet, à l'aide de son interface, au premier noeud spécifié dans la route source. Un noeud qui reçoit le paquet et qui est différent de la destination supprime son adresse de l'en-tête du paquet reçu puis transmet le paquet modifié au noeud suivant identifié dans la route source. Ce processus se répète jusqu'à ce que le paquet atteigne sa destination finale. Enfin, le paquet est délivré à la couche réseau du dernier hôte [3].

Les deux opérations de base du protocole DSR sont la découverte de routes et la maintenance de routes. L'opération de découverte de routes permet à n'importe quel noeud du réseau Ad-hoc de découvrir dynamiquement un chemin vers un noeud quelconque du réseau. L'hôte initiateur de l'opération de découverte diffuse un paquet requête de route qui identifie l'hôte cible. Si l'opération de découverte est réussie, l'hôte initiateur reçoit un paquet réponse de route qui liste la séquence de noeuds à partir desquels la destination peut être atteinte. En plus de l'adresse de l'initiateur, le paquet requête de route contient un champ enregistrement de route, dans lequel est stockée la séquence des noeuds visités durant la propagation de la requête de route dans le réseau comme cela est montré dans la figure C.2.

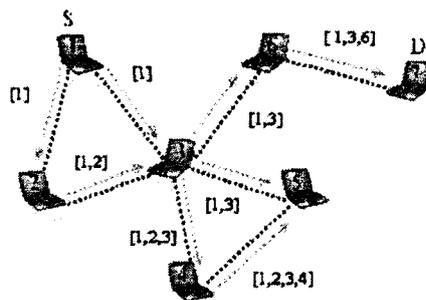


FIG. C.2 – Le protocole de routage DSR - Partie 1.

Le paquet de requête de route contient aussi un identificateur unique de la requête. Dans le but de détecter les duplications de réceptions de la requête de route, chaque noeud du réseau Ad-hoc maintient une liste de couples <adresse de l'initiateur, identificateur de requête> des requêtes récemment reçues.

Lors de la réception d'un paquet de requête de route par un noeud p du réseau, le traitement suivant est effectué~:

- Dans le cas où le couple <adresse de l'initiateur, identificateur de requête du paquet reçu> existe déjà dans la liste des requêtes récemment reçues, le paquet est ignoré.
- Dans le cas contraire, si l'adresse de p existe dans le champ enregistrement de route du paquet de la requête, le paquet est ignoré.

- Sinon, si l'adresse de p est la même que l'adresse de la destination, alors l'enregistrement de route (contenu dans le paquet de la requête) contient le chemin à travers lequel le paquet de la requête est passé avant d'atteindre le noeud p . Une copie de ce chemin est envoyée dans un paquet réponse de route à l'initiateur (voir la figure C.3).
- Sinon, l'adresse de p est ajoutée dans l'enregistrement de route du paquet reçu, et le paquet est rediffusé (voir la figure C.2).

De cette manière, la requête de route est propagée dans le réseau jusqu'à ce qu'elle atteigne l'hôte destinataire qui va répondre à la source. Le fait d'ignorer la requête dans le cas où l'adresse du récepteur existe dans l'enregistrement de route garantit que la propagation d'une unique copie de la requête ne peut pas se produire à travers des boucles de noeuds.

Dans le but de retourner le paquet réponse de route à l'initiateur de l'opération de découverte, l'hôte destinataire doit connaître un chemin vers l'initiateur. Dans le cas où la destination n'a pas déjà gardé une telle route, le chemin spécifié dans l'enregistrement de route contenu dans le paquet requête de route peut être inversé et utilisé (voir la figure C.3). Cependant, cela exige que les liens entre les noeuds participant à la route soient bidirectionnels, ce qui n'est pas vérifié dans certains environnements.

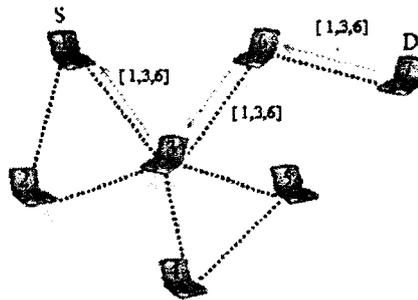


FIG. C.3 – Le protocole de routage DSR - Partie 2.

Afin de réduire le coût et la fréquence de la découverte de routes, chaque noeud garde les chemins appris à l'aide des paquets de réponse. Ces chemins sont utilisés jusqu'à ce qu'ils soient invalides.

Le protocole DSR n'intègre pas l'opération de découverte de routes avec celle de la maintenance, comme le font les protocoles de routage conventionnels. Ces derniers intègrent les deux aspects précédents et s'adaptent aux changements de topologie du réseau par un échange périodique de messages de mise à jour.

Afin d'assurer la validité des chemins utilisés, le DSR exécute une procédure de maintenance de routes. Quand un noeud détecte un problème fatal de transmission, à l'aide de sa couche de liaison, un message erreur de route (route error) est envoyé à l'émetteur original du paquet. Le message d'erreur contient

l'adresse du noeud qui a détecté l'erreur et celle du noeud qui le suit dans le chemin. Lors de la réception du paquet erreur de route par l'hôte source, le noeud concerné par l'erreur est supprimé du chemin sauvegardé, et tous les chemins qui contiennent ce noeud sont tronqués en ce point. Par la suite, une nouvelle opération de découverte de routes vers la destination est initiée par l'émetteur.

Parmi les avantages du protocole DSR, le plus significatif est le fait que les noeuds intermédiaires n'ont pas besoin de maintenir les informations de mise à jour pour envoyer les paquets de données, puisque ces derniers contiennent toutes les décisions de routage. En outre, dans ce protocole, il y a une absence totale de boucle de routage, car le chemin source-destination fait partie des paquets de données envoyés.

C.1.3 Le protocole réactif AODV (Ad-hoc On-demand Distance Vector)

Le protocole de "Routage avec Vecteur de Distance à la Demande" (AODV : Ad hoc On demand Distance Vector) représente essentiellement une amélioration de l'algorithme DSDV [4]. Il réduit le nombre de diffusions de messages en créant les routes au besoin, contrairement au DSDV qui maintient la totalité des routes.

AODV est basé sur l'utilisation des deux mécanismes "Découverte de route" et "Maintenance de route" (utilisés par le DSR), en plus du routage noeud par noeud, du principe des numéros de séquence et de l'échange périodique de DSDV.

Ce protocole utilise le principe des numéros de séquence afin de maintenir la consistance des informations de routage. A cause de la mobilité des noeuds dans les réseaux Ad-hoc, les routes changent fréquemment, ce qui fait que les routes maintenues par certains noeuds deviennent invalides. Les numéros de séquence permettent d'utiliser les routes les plus récentes ou autrement dit les plus fraîches (fresh routes).

Comme le fait DSR, l'AODV utilise une requête de route dans le but de créer un chemin vers une certaine destination. Cependant, l'AODV maintient les chemins d'une façon distribuée en gardant une table de routage au niveau de chaque noeud de transit appartenant au chemin cherché. Une entrée de la table de routage contient essentiellement :

- l'adresse de la destination,
- le noeud suivant,
- la distance en nombre de noeuds (i.e. le nombre de noeuds nécessaire pour atteindre la destination),
- le numéro de séquence destination,
- le temps d'expiration de l'entrée de la table.

Quand un noeud de transit envoie un paquet de requête à un voisin, il sauvegarde aussi l'identificateur du noeud à partir duquel la première copie de la requête est reçue. Cette information est utilisée pour construire le chemin inverse (figure C.4) qui sera traversé par le paquet de réponse de route (cela induit que l'AODV ne supporte que les liens symétriques). Puisque le paquet de réponse de route est envoyé

à la source, les noeuds appartenant au chemin de retour vont modifier leurs tables de routage suivant le chemin contenu dans le paquet de réponse.

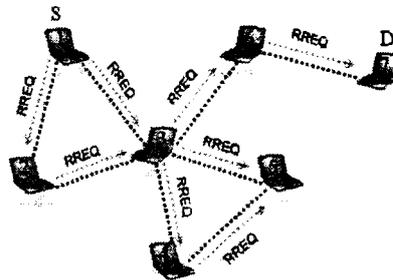


FIG. C.4 – Le protocole de routage AODV - Partie 1.

Un noeud diffuse une requête de route (RREQ : Route REQuest) dans le cas où il a besoin de connaître une route vers une certaine destination et qu'une telle route n'est pas disponible (figure C.5). Cela peut arriver si la destination n'est pas connue au préalable, ou si le chemin existant vers la destination est devenu défaillant (i.e. la métrique qui lui est associée est infinie). Le champ numéro de séquence destination du paquet RREQ contient la dernière valeur connue du numéro de séquence associé au noeud destination, cette valeur est copiée à partir de la table de routage. Si le numéro de séquence n'est pas connu, la valeur nulle sera prise par défaut. Le numéro de séquence source du paquet RREQ contient la valeur du numéro de séquence du noeud source. Comme nous l'avons déjà dit, après la diffusion du RREQ, la source attend le paquet réponse de route (RREP : Route REPLY). Si ce dernier n'est pas reçu au bout d'une certaine période (appelée RREP WAIT TIME), la source peut rediffuser une nouvelle requête RREQ. A chaque nouvelle diffusion, le champ Broadcast ID du paquet RREQ est incrémenté. Si la requête RREQ est rediffusée un certain nombre de fois (RREQ_RETRIES) sans réception d'une réponse, un message d'erreur est délivré à l'application.

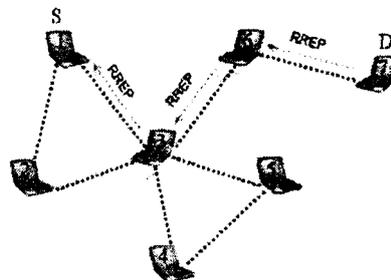


FIG. C.5 – Le protocole de routage AODV- Partie 2.

C.1.4 Critique : AODV - DSR

Les deux protocoles sur demande partagent certaines caractéristiques saillantes. La découverte d'un chemin par le protocole est basée sur des cycles de questions et de réponses (Route REQuest et Route REPLY), et l'information sur un chemin est stockée dans tous les noeuds intermédiaires, sous la forme de tables d'entrées de chemins dans AODV ou de caches de chemins dans DSR.

Cependant, il existe plusieurs différences importantes dans la dynamique de ces deux protocoles, qui peuvent provoquer des différences de performance significatives.

D'abord, en vertu de la source de routage, DSR a accès à une quantité d'informations de routage plus grande que AODV. Par exemple, dans DSR, utilisant un simple cycle Request REPLY, la source peut avoir des routes vers chaque noeud intermédiaire sur la route, en plus de la destination prévue. Chaque noeud intermédiaire peut également avoir des routes vers chaque autre noeud sur la route.

L'écoute (promiscuité) des transmissions de paquets de données peut également donner à DSR l'accès à une quantité significative d'informations de routage. En particulier, ceci permet d'obtenir des routes vers chaque noeud sur la route de source de ce paquet de données. En l'absence de la source de routage et de l'écoute, AODV peut recueillir seulement une quantité très limitée d'informations de routage. En particulier, l'étude de route est limitée seulement à la source de tous les paquets de routage étant expédiés. Ceci fait le plus souvent reposer AODV sur une inondation répétitive de découverte de route, qui peut conduire à une surcharge significative du réseau.

De plus, pour rendre la mise en cache de route efficace, DSR répond à toutes les demandes atteignant une destination d'un cycle simple de demande. Ainsi, la source a beaucoup de routes alternatives vers la destination, ce qui sera utile si la route (la plus courte) primaire échoue. Avoir accès à beaucoup de routes alternatives évite le recours à des inondations de découverte de route. Cependant, il demeure une possibilité d'inondation de Route REPLY. D'autre part, dans AODV, la destination répond seulement une fois à la demande arrivant en premier et ignore le reste. La table de routage maintient au plus une entrée par destination.

Par ailleurs, les spécifications de DSR ne contiennent aucun mécanisme explicite pour invalider les routes périmées dans le cache et leur préférer des routes plus récentes. Les routes périmées, si elles sont utilisées, peuvent polluer d'autres caches. Quelques entrées périmées sont en effet supprimées par des paquets d'erreur de route. Mais en raison de la mobilité des noeuds et de la promiscuité d'écoute, il est possible que plus de caches soient pollués par les entrées périmées qui seraient supprimées à cause d'erreurs de paquets. Au contraire AODV a une approche beaucoup plus conservatrice que DSR.

Une fois confronté à deux choix de routes, la route la plus fraîche 'fresher route' (basée sur des nombres de séquence de destination) est toujours choisie. En outre, si une entrée de table de routage n'est pas utilisée récemment, l'entrée expire. La mise en oeuvre de cette dernière technique ne pose pas de problème particulier. Cependant, il est possible d'invalider ainsi des routes valides inutilisées au delà du temps d'échéance. La détermination d'un temps approprié d'échéance est difficile, compte-tenu de la mobilité des noeuds assez variable, qui peut de plus changer dynamiquement.

Enfin, l'activité de suppression de routes utilisant RERR est également conservatrice dans AODV. Par une liste de prédécesseurs, les paquets d'erreur atteignent tous les noeuds en cas d'utilisation d'un lien en échec sur la route vers n'importe quelle destination. Dans DSR, une erreur de route retourne simplement

en arrière le paquet de données qui rencontre un lien en échec. On n'indique rien aux noeuds qui ne sont pas sur la route qui a échoué pour ce paquet de données, mais qui pourraient éventuellement utiliser ce lien.

C.1.5 Le protocole hybride ZRP (Zone Routing Protocol)

Le protocole de routage ZRP (Zone Routing Protocol) utilise les deux approches (Proactif et Réactif). Il limite la procédure proactive uniquement aux noeuds voisins (les changements de la topologie doivent avoir un impact local) et, bien que de nature globale, offre une recherche rapide et efficace dans le réseau. Contrairement à une recherche sur tout le réseau [5], dans ce protocole, la détection des boucles de routage est possible grâce à la connaissance de la topologie du réseau.

Une zone de routage est alors définie pour chaque noeud, qui inclut les noeuds situés à une distance minimale (en terme de nombre de sauts) du noeud en question, inférieure ou égale au rayon δ de la zone. L'exemple ci-dessous illustre la zone associée au noeud A avec un rayon égal à 2 sauts.

Dans l'exemple de la figure C.6, les noeuds B, D, H, et F appartiennent à la zone de routage de A. Ils sont considérés comme noeuds internes (la distance qui les sépare du noeud A est strictement inférieure au rayon δ). Les noeuds C, E, I, et G qui sont distants du noeud A d'une distance égale au rayon ($\delta = 2$) sont dits noeuds périphériques. Pour ce qui est des noeuds J et K, ils ne sont pas inclus dans la zone de A. En résumé, ZRP définit donc deux types de protocoles, l'un fonctionnant localement et le deuxième fonctionnant entre zones. Ces deux protocoles sont :

- IARP [6] (IntrAzone Routing Protocol), qui offre les routes optimales vers les destinations qui se trouvent à l'intérieur d'une zone de rayon déterminé, et pour lequel les changements sont répercutés uniquement à l'intérieur de la zone,
- IERP [7](IntErzone Routing Protocol) quant à lui s'occupe de rechercher les routes à la demande pour des destinations en dehors d'une zone.

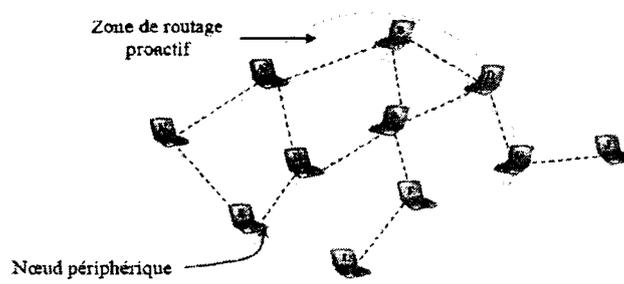


FIG. C.6 – La zone de routage A avec $\delta = 2$.

En plus de ces deux protocoles, le ZRP utilise le protocole BRP (Bordercast routing protocol) [8]. Ce dernier utilise les données de la topologie fournies par le protocole IARP afin de construire sa liste des noeuds de périphérie et la façon de les atteindre. Il est utilisé pour guider la propagation des requêtes de recherche de route de l'IERP dans le réseau. La recherche des chemins est effectuée en vérifiant tout d'abord si le noeud destinataire ne se trouve pas dans la zone du noeud source (la procédure IERP suppose que chaque noeud connaît le contenu de sa zone), auquel cas, le chemin est déjà connu.

Dans le cas contraire, une demande d'établissement de route RREQ est initiée vers tous les noeuds périphériques. Ces derniers vérifient, à leur tour, si la destination spécifiée par la source existe dans leurs zones. Dans le cas positif, la source recevra alors un paquet RREP contenant le chemin menant à la destination, sinon, les noeuds périphériques diffusent la requête de demande à leurs propres noeuds périphériques, qui à leur tour, effectuent le même traitement.

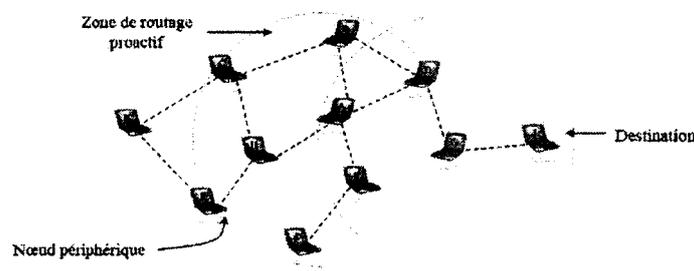


FIG. C.7 – Demande de route A – J ($\delta = 2$).

Dans la Figure C.7, le noeud A veut envoyer un paquet au noeud J. Puisque ce dernier n'est pas dans la zone de routage de A, une requête RREQ est envoyée par A aux noeuds périphériques qui sont C, E, I, et G. Chacun de ces derniers vérifie l'existence du noeud J dans sa zone de routage et, par conséquent, un message RREP, contenant le chemin établi, est finalement envoyé par le noeud G.

Les erreurs de route sont également prévues par l'IERP en utilisant un mécanisme de réponse réactif. Lors d'une propagation de paquet, si une erreur survient au niveau du prochain noeud (le noeud devient inaccessible), un message RERR est délivré à la source. En résumé, le ZRP combine plusieurs sous-protocoles, à savoir IARP (à l'intérieur de la zone), IERP (à l'extérieur de la zone) et d'autres (ICMP et BRP, etc).

C.2 Protocoles des réseaux ULB à noeuds localisés

C.2.1 Introduction

Une information sur la localisation des noeuds est très utile pour une gestion efficace de l'énergie dans les réseaux Ad-hoc et de capteurs. Les réseaux ULB possèdent intrinsèquement des capacités de mesure très précise des distances. Ceci permet d'améliorer très sensiblement les protocoles de routage.

C.2.2 Protocoles tenant compte de la connaissance de la position des noeuds

Tous ces protocoles ont pour but d'améliorer la performance du réseau en prenant en compte l'information de position lors du processus de sélection des chemins. La façon dont cette information est utilisée conditionne les aspects particuliers de la performance qui sont optimisés. On peut ainsi chercher à améliorer la stabilité des chemins. Nous nous intéressons plutôt ici à réduire la charge de traitement et de communication lors du routage, et diminuer ainsi la consommation de puissance.

C.2.2.1 Routage par attraction et exploration du périmètre

Le protocole de routage par attraction et exploration du périmètre (sans tenir compte des états) (GPSR) [9] utilise l'information de localisation pour réduire la charge induite sur le réseau lors du routage et obtenir une bonne extensibilité lorsque la mobilité des noeuds et la taille du réseau augmentent. Dans GPSR, l'information de position est adoptée comme métrique principale pour la transmission des paquets, selon une stratégie d'attraction simple :

1. Chaque paquet est marqué par le terminal source avec la dernière information connue sur la position de la destination.
2. Chaque noeud intermédiaire transmet le paquet au noeud visible du voisinage situé le plus près de la position du destinataire (ce dernier jouant le rôle d'attracteur) stockée dans le paquet.

Cette méthode de relais ne garantit pas systématiquement au final l'obtention d'un chemin entre la source et la destination, même si celui-ci existe, comme le montre la figure C.8. Dans cette figure, les arcs représentent la visibilité physique entre les noeuds. La défaillance se produit au niveau du noeud x, car ses voisins y et z sont plus éloignés de la destination D que x.

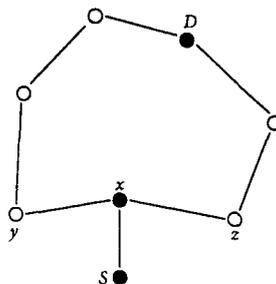


FIG. C.8 – Exemple de non fonctionnement du transfert.

Le noeud x, après réception d'un paquet provenant de la source S et destiné à D, ne peut donc trouver de voisin satisfaisant la règle d'attraction. Le protocole GPSR bascule alors sur une règle d'exploration du périmètre alternative, selon laquelle un terminal peut transmettre un paquet vers un noeud plus éloigné que lui-même de la destination. Ce noeud est choisi selon la règle dite "à main droite" (voir figure C.9,

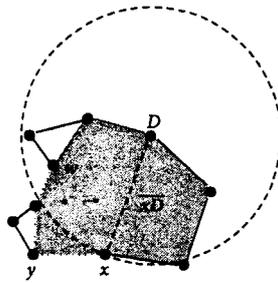


FIG. C.9 – Combinaison de la transmission selon l’attraction et le périmètre.

où le chemin sélectionné est représenté en traits épais, le transfert sur le périmètre étant symbolisé en pointillés). Si x est le terminal pour lequel l’algorithme d’attraction échoue, les opérations suivantes sont effectuées :

1. Le terminal x enregistre sa position dans un champ spécial (L_f) du paquet.
2. Il utilise les informations sur sa propre position et celle de la destination pour déterminer la droite xD .
3. A partir des positions de ses voisins, il détermine ensuite lequel est le premier rencontré en partant de xD en effectuant une rotation dans le sens inverse des aiguilles d’une montre (y dans le cas de la figure).
4. Il envoie enfin le paquet vers ce noeud (y).
5. Le terminal y vérifie s’il est plus proche de la destination D que la position enregistrée dans le champ L_f . Si c’est le cas, il reprend la procédure d’attraction, sinon il répète la procédure à partir du second pas. Dans le cas de la figure, x déclenche la transmission sur le périmètre et w reprend la transmission par attraction.

C.2.2.2 Sélection de chemin durable en tenant compte de la position dans un réseau Ad-hoc ou de capteurs

Le protocole LLR [10] appartient à la famille des protocoles à demande initiée par la source. Il exploite l’information de position en vue de minimiser la disparition des chemins(et donc la reconstruction de nouveaux chemins). Une source S cherchant un chemin vers une destination D diffuse des paquets de découverte de chemin vers ses voisins, qui à leur tour en diffusent jusqu’à ce qu’un chemin soit trouvé. Dans LLR, la source inclut deux informations additionnelles : sa propre position (X_S, Y_S) et sa portée de communication R_S . Chaque terminal A physiquement connecté à S utilise ces informations conjointement à ses propres position (X_A, Y_A) et portée de communication R_A pour déterminer les valeurs suivantes :

- La limite de mouvement vers l’avant (FML), qui chiffre le mouvement relatif maximum entre A et S tolérable (afin que S demeure dans la portée de A), définie comme :

$$FML = R_A - \text{distance}(A, S) = R_A - \sqrt{(X_S - X_A)^2 + (Y_S - Y_A)^2} \quad (C.1)$$

- La limite de mouvement vers l’arrière (BML), qui chiffre le mouvement relatif maximum entre A et S tolérable (afin que A demeure dans la portée de S), définie comme :

$$BML = R_S - \text{distance}(A, S) = R_S - \sqrt{(X_S - X_A)^2 + (Y_S - Y_A)^2} \quad (C.2)$$

- FML et BML sont ensuite utilisées pour évaluer la limite de mouvement normalisé (NML), définie comme (notons que $FML \neq BML$ si $R_S \neq R_A$) :

$$NML = \frac{FML - BML}{FML + BML} \quad (C.3)$$

Le terminal A met à jour le paquet en y incluant NML et en substituant ses positions et portée (X_A, Y_A) et R_A à (X_S, Y_S) et R_S , puis l'envoi vers ses voisins. La grandeur NML est un indicateur de la stabilité du chemin, car plus elle est élevée, moindre est la probabilité d'échec du chemin due à la mobilité des noeuds. Dans [10], deux méthodes alternatives pour prévoir la fiabilité de chaque chemin complet sont proposées :

- NLM additive - chaque terminal ajoute la valeur de NML relative au dernier saut effectué à la valeur contenue dans le paquet et le meilleur chemin est celui présentant la valeur finale de NLM maximale.
- MLN min-max - chaque terminal compare la nouvelle valeur de NLM qu'il a évaluée à l'ancienne présente dans le paquet, cette dernière étant remplacée par la nouvelle valeur évaluée si elle est supérieure. De cette façon la meilleure route est déterminée par la liaison la moins performante du chemin.

C.2.2.3 Algorithme de routage selon les distances pour la mobilité (DREAM)

L'algorithme DREAM [11] propose l'idée d'utiliser l'information de position afin de réduire la charge liée au routage pour le réseau. C'est un protocole hybride combinant des approches réactives et proactives, utilisant des mises à jour périodiques par chaque terminal pour la dissémination de l'information de position et une procédure d'inondation pour envoyer un paquet vers une destination ciblée. Lorsqu'un terminal source S démarre la procédure à $t = t_1$, il est supposé disposer des informations suivantes :

1. sa position propre (X_S, Y_S) ,
2. les positions de ses voisins à une distance d'un saut
3. la position de la destination D, (X_D, Y_D) , à un instant donné $t_0 < t_1$,
4. la vitesse maximale v de la destination, ou au moins une fonction de densité de probabilité pour cette vitesse $p(v)$.

La source, sur la base de celles-ci, définit une région géographique vers laquelle les paquets routés doivent être envoyés, et détermine le sous-ensemble de ses voisins positionnés à l'intérieur de cette région (voir figure C.10). Cette région est déterminée par l'angle α , pour la détermination duquel deux cas sont possibles :

- Si v est connu, la distance x parcourue par la destination dans l'intervalle de temps $t_1 - t_0$ est donnée par $x = v(t_1 - t_0)$, de sorte que si r est la distance entre S et D, il vient :

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{x}{r}\right) \quad (C.4)$$

- Si $p(v)$ est connue, la région de diffusion incluant D avec une probabilité p permet de trouver la valeur correspondante de α [11] :

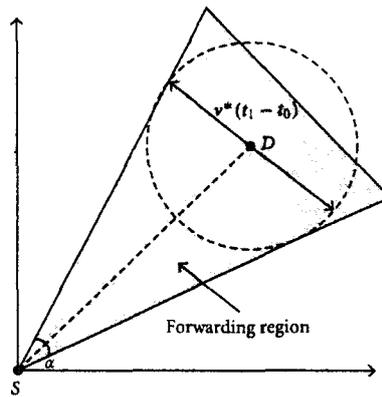


FIG. C.10 – Définition de la région de transmission dans le protocole DREAM.

$$\int_{r - \sin[\alpha/(t_1 - t_0)]}^{+\infty} p(v) dv \geq p \quad (\text{C.5})$$

Une fois α déterminé, le terminal envoie le paquet à ses voisins appartenant à la région de diffusion. Chaque terminal intermédiaire, lorsqu'il reçoit un paquet, détermine s'il doit le faire suivre en définissant sa propre zone de diffusion et en vérifiant si l'un de ses voisins appartient à cette zone. Dans le cas contraire, le paquet n'est pas re-diffusé, ce qui évite au réseau la charge inutile résultant de l'exploration de mauvaises directions. La procédure requiert la connaissance de la position du noeud courant, de ses voisins et de la destination, échangée au moyen d'un algorithme de dissémination qui est la partie proactive du protocole de routage. Chaque terminal A diffuse périodiquement des paquets contenant sa propre position.

Deux types de paquets de mise à jour sont définis dans DREAM : des paquets à courte durée de vie, destinés à mettre à jour les tables de localisation des voisins de A, et des paquets à durée de vie longue, pour mettre à jour les tables des terminaux qui ne sont pas à portée de communication de A (la durée de vie est ici définie à partir de la distance physique atteinte à partir du terminal émetteur). Chaque terminal B recevant un paquet de mise à jour issu de A vérifie la position de A (donnée dans le paquet) et sa propre position et, si la distance entre A et B est supérieure à la durée de vie du paquet, celui-ci est ignoré, sinon il est re-diffusé.

Les paquets à durée de vie courte et longue sont émis avec deux fréquences différentes, en prenant en compte l'effet de distance représenté à la figure C.11.

Si l'on considère un terminal A se déplaçant à la vitesse v , et deux terminaux B et C qui, à l'instant $t = t_0$, sont à des distances D_{AB} et D_{AC} de A (avec $D_{AC} \gg D_{AB}$), le terminal B est sujet à une variation beaucoup plus rapide de sa région de diffusion vers la destination A que le terminal C du fait du déplacement du terminal A dans l'intervalle de temps $t_1 - t_0$. En fait, l'angle α_B augmente plus vite que l'angle α_C pour conserver A dans la région de diffusion. En conséquence, B a besoin de mises à jour plus fréquentes

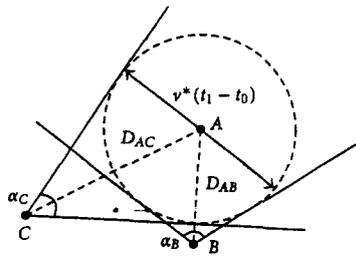


FIG. C.11 – Exemple de l'effet de distance.

que C concernant la position de A, effectuées au moyen de paquets à durée de vie courte (pour diminuer la charge de travail du réseau). C va recevoir les mises à jour à une fréquence plus basse au moyen de paquets à longue durée de vie. Les terminaux fixes utiliseront donc toujours des paquets à courte durée de vie.

C.2.2.4 Routage aidé par la localisation (LAR)

Le protocole LAR [12,13] est un protocole de routage à la demande typique. Pour trouver un chemin entre une source et une destination, il utilise une procédure de découverte de chemin par inondation initiée par la source à l'aide de paquets de requête de route (RRQ). Ce paquet est re-diffusé par les autres noeuds du réseau jusqu'à atteindre la destination (état trouvé pour la connexion) ou expiration d'un temps de recherche maximal (état échec de découverte de route). A la réception d'un paquet RRQ, la destination envoie un paquet de réponse de route (RRP) qui voyage en sens inverse sur le chemin sélectionné et atteint la source. Cette dernière peut alors commencer la transmission de paquets de données (DATA). Un noeud qui détecte une rupture de connexion lors de l'envoi ou de la réception de paquets RRP ou DATA démarre une procédure d'alarme, qui consiste en l'émission de paquets de reconstruction de route (RRC). Lorsque le paquet RRC atteint la source, celle-ci stoppe sa transmission et décide si elle abandonne ou recommence à chercher un nouveau chemin vers la destination

L'inconvénient majeur d'un protocole à la demande basé sur l'inondation est la charge de communication très élevée imposée par la procédure de recherche de chemin. L'information de position peut cependant être utilisée pour réduire fortement cette charge. Le protocole LAR utilise cette information lors de l'établissement de la connexion de façon à réduire le nombre de paquets de contrôle émis. Par contre les paquets DATA suivent toujours les chemins établis durant la phase de connexion. LAR utilise les informations sur les positions de la source et de la destination, ainsi que sur la vitesse maximale d'un terminal. Si un terminal S démarre une procédure de découverte de route vers une destination D à l'instant $t = t_1$ et que la dernière mise à jour sur la position de D date de l'instant $t = t_0$, S peut évaluer la distance maximale parcourue par D depuis ce dernier instant $d_{MAX} = v(t_1 - t_0)$. Par conséquent, D est situé à l'intérieur d'un cercle de rayon d_{MAX} et de centre $(x_{D(t_0)}, y_{D(t_0)})$ comme le montre la figure C.12 (zone attendue).

La zone attendue est celle que doivent atteindre les paquets RRQ. LAR peut ainsi réduire la charge de communication en limitant l'inondation du réseau, la diffusion des paquets étant limitée aux terminaux

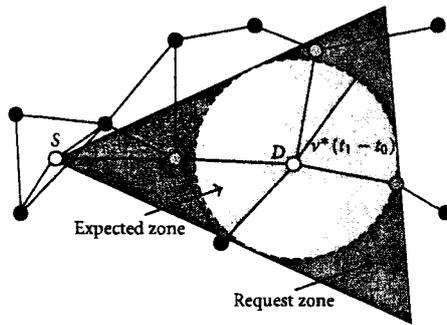


FIG. C.12 – Définition de la zone attendue dans le protocole LAR.

situés dans la direction de cette zone attendue. Ceci définit une zone de requête dans laquelle les terminaux intermédiaires doivent re-transmettre les paquets. La définition de la zone de requête n'est pas unique : une zone moins étendue permet de réduire fortement la charge résultant de l'inondation, et donc aussi la consommation d'énergie, mais, par contre, elle conduit à un nombre de voisins plus faible utilisable dans la recherche de chemins et donc à un plus fiable pourcentage de réussite de cette procédure.

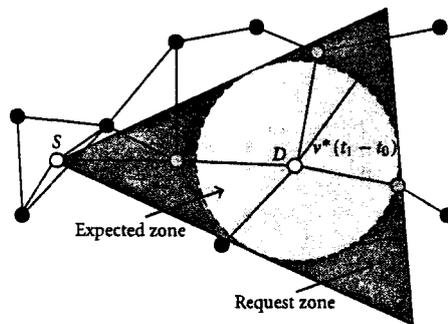


FIG. C.13 – Définition d'une zone conique de requête dans le protocole LAR.

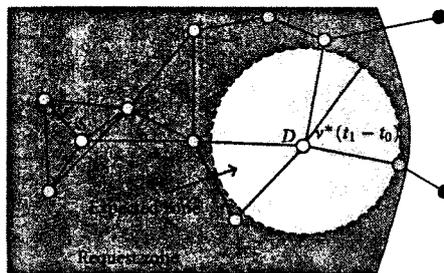


FIG. C.14 – Définition d'une zone sphérique de requête dans le protocole LAR.

Dans la figure C.13, une zone de requête conique est définie de façon similaire à celle de la région de diffusion du protocole DREAM, alors qu'une zone de requête sphérique est illustrée dans la figure C.14.

Dans ces 2 figures, les noeuds concernés par la recherche de chemin sont présentés en gris, alors que les autres sont représentés en noir. La zone conique réduit la charge par rapport à la zone sphérique. Cependant, pour des topologies particulières, la zone conique peut conduire à des échecs de connexion plus nombreux, comme le montre la figure C.15. Le choix de la zone de requête représente donc un compromis entre une réduction efficace de la charge et une probabilité de succès de connexion élevée.

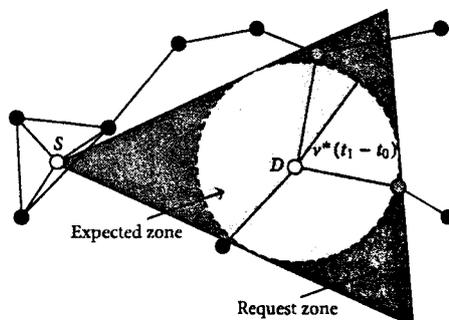


FIG. C.15 – Echec de connexion dans le cas d'une zone conique de requête dans le protocole LAR.

Une solution envisageable est de permettre à un noeud source d'effectuer plusieurs essais de redécouverte de chemin vers une destination en adoptant des zones de requête de plus en plus étendues. Le pourcentage de succès pour la découverte de chemin est ainsi fortement augmenté, au prix d'une augmentation de la charge du réseau et du temps d'établissement de la connexion. Ce dernier point peut ne pas être tolérable dans le cas d'applications très sensibles aux retards. LAR possède sur DREAM l'avantage de ne pas nécessiter de paquets de contrôle, les informations de position étant incluses dans les paquets de routage. Il faut cependant signaler qu'au début du fonctionnement du réseau aucune information de position n'est supposée disponible et qu'il faut donc initialement procéder par une inondation classique.

Bibliographie

- [1] C.E. Perkins, and P. Bhagwat, "Highly dynamic destination-sequenced distance-vector routing (DSDV) for mobile computer," ACM SIGCOMM'94 Conference on Communications Architectures, Protocols and Applications, 234-244, 1994.
- [2] P. Misra, "Routing protocols for ad hoc mobile wireless networks", pdf file at URL <http://www.cs.ucy.ac.cy/courses/EPL651/Resources/papers/>, Novembre 1999.
- [3] C.E. Perkins, E.M. Royer, "Ad-hoc On-Demand Distance Vector Routing," Proceedings of the Second IEEE Workshop on Mobile Computer Systems and Applications, 25-26, 1999.
- [4] C. Perkins, E. Belding-Royer and S. Das. "Ad hoc Vector (AODV) Routing", RFC 3561, July 2003.
- [5] Z.J. Haas and M.R. Peralman, "The Zone Routing Protocol (ZRP) for Ad Hoc Networks", IETF Internet Draft, <http://www.ietf.org/internet-drafts/draft-ietf-zone-zrp-00.txt>, 1997.

- [6] Z.J.Haas, M.R. Pearlman, P. Samar "The Intrazone Routing Protocol (IARP) for Ad Hoc networks", draft-ietf-manet-zone-iarp-01.txt, Draft IETF, Juin 2001.
- [7] Z.J.Haas, M.R. Pearlman, P. Samar "The Interzone Routing Protocol (IERP) for Ad Hoc networks", draft-ietf-manet-zone-ierp-01.txt, Draft IETF, Juin 2001.
- [8] Z.J.Haas, M.R. Pearlman, P. Samar "The Bordercast Routing Protocol (BRP) for Ad Hoc networks", draft-ietf-manet-zone-brp-01.txt, Draft IETF, Juin 2001.
- [9] B. Karp and H.T. Kung, "Gpsr : greedy perimeter stateless routing for wireless networks," iProceedings of 6th ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MOBICOM '00), 243-254, Boston, Mass, USA, August 2000.
- [10] D. Kim, Y. Choi, and C. K. Toh, "Location-aware long lived-route selection in wireless ad hoc network," IEEE 52nd Vehicular Technology Conference (VTC '00), 4, 1914-1919, Boston, Mass, USA, September 2000.
- [11] S. Basagni, I. Chlamtac, V. 'R. Syrotiuk, and B. 'A. Woodward, "A distance routing effect algorithm for mobility (DREAM)," Proceedings of ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MOBICOM '98), 76-84, Dallas, Tex, USA, 1998.
- [12] Y.-B. Ko, and N.H. Vaidya, "Location-aided routing (LAR) in mobile ad hoc networks," Proceedings of 4th Annual ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (MOBICOM '98), 66-75, Dallas, Tex, USA, October 1998.
- [13] Y.-B. Ko, and N.H. Vaidya, "Optimizations for location-aided routing (LAR) in mobile ad hoc networks," Tech. Rep. 98-023, CS Department, Texas A & M University, Dallas, Tex, USA, 1998.

Annexe D

Eléments pour la localisation et la poursuite

D.1 Critères de sélection des capteurs dans un groupe collaboratif

D.1.1 Généralités sur la sélection des capteurs

Dans un problème de localisation ou de poursuite, une confiance se rapporte à la connaissance acquise sur l'état de la cible, comme sa position et sa vitesse. Dans la description probabiliste, cette confiance est représentée par une distribution de probabilité sur l'espace des états. Deux scénarios sont à considérer : la localisation d'une source stationnaire et la poursuite d'une source mobile.

Dans le premier scénario, un noeud principal peut servir de station relais vers l'utilisateur, auquel cas la confiance réside dans ce noeud pendant une période de temps étendue et toutes les informations provenant d'autres noeuds doivent lui être envoyées. Dans le second scénario, la confiance se déplace à travers le réseau et des noeuds se voient affecter, tour à tour, le rôle de noeud principal quand cela s'avère nécessaire. Nous ne nous intéresserons ici qu'au cas plus simple du protocole du noeud principal pour une source fixe.

Connaissant la confiance courante, nous désirons la mettre à jour de façon incrémentale en y incorporant les mesures issues d'autres capteurs proches. Cependant, tous les capteurs du réseau ne fournissent pas une information utile pour améliorer l'estimation et, de plus, une partie de l'information peut s'avérer redondante. La tâche à accomplir est alors de sélectionner un sous-ensemble optimal de mesures à incorporer à la confiance et un ordre optimal pour le faire. Notons que, pour éviter des coûts de communication prohibitifs, cette sélection doit être effectuée sans connaissance a priori des mesures disponibles aux niveaux des capteurs. La décision peut seulement être prise sur la base des caractéristiques des autres capteurs (leur position, leur modalité d'acquisition) et la prédiction de leurs contributions, connaissant la confiance courante sur le phénomène étudié. La figure D.1 illustre les idées de base pour cette sélection, en supposant que la distribution de l'incertitude peut être raisonnablement approchée par une gaussienne (ellipsoïdes d'incertitude dans l'espace des états. L'ellipsoïde au temps t indique l'incertitude résiduelle de l'état de confiance courant. L'ellipsoïde au temps $t + 1$ représente la confiance mise à jour de façon incrémentale, en y incorporant un capteur additionnel, soit a soit b, au pas de temps suivant. On voit

que la surface de la zone d'incertitude élevée est réduite du même pourcentage, qu'on incorpore a ou b. Cependant, l'incertitude résiduelle dans le cas de a donne lieu à l'axe principal le plus grand pour la distribution, ce qui conduit à favoriser plutôt b.

Les détails d'implémentation dépendent de l'architecture du réseau, mais les mêmes principes fondamentaux s'appliquent à la fois pour la sélection d'un capteur distant par une tête de groupe (de capteurs) ou pour la décision d'un capteur individuel de contribuer par ses données et donc de répondre à une requête se propageant sur le réseau. La tâche est de sélectionner le capteur qui fournit la meilleure information parmi tous ceux disponibles dont les mesures n'ont pas encore été incorporées, afin de réaliser une réduction plus rapide de l'incertitude et de diminuer la surcharge de communication, par rapport à des méthodes de sélection aveugles ou limitées aux plus proches voisins, pour atteindre un même niveau final d'incertitude donné.

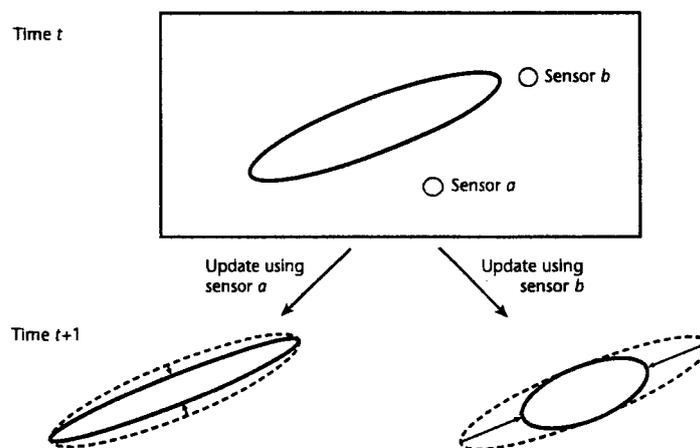


FIG. D.1 – Sélection des capteurs sur la base du gain en information fourni par les contributions des capteurs individuels.

Un exemple de localisation de source stationnaire, en utilisant 14 capteurs placés dans une région carrée, est donné par la figure 5.4. Sur la diagonale, on trouve 13 capteurs, le dernier étant situé en dehors de la diagonale, près du coin en haut et à gauche du carré. La position exacte de la cible est indiquée par un signe plus dans la figure.

Pour illustrer la sélection des capteurs parmi ceux situés à une distance d'un saut, supposons que tous les capteurs peuvent communiquer avec le noeud central, qui envoie les requêtes aux autres noeuds et se comporte en centre de fusion de données. Supposons également que la mesure fournie par chaque capteur constitue une estimation de sa distance à la cible, sous la forme d'une fonction de vraisemblance ayant une forme de beignet (voir figure D.3)

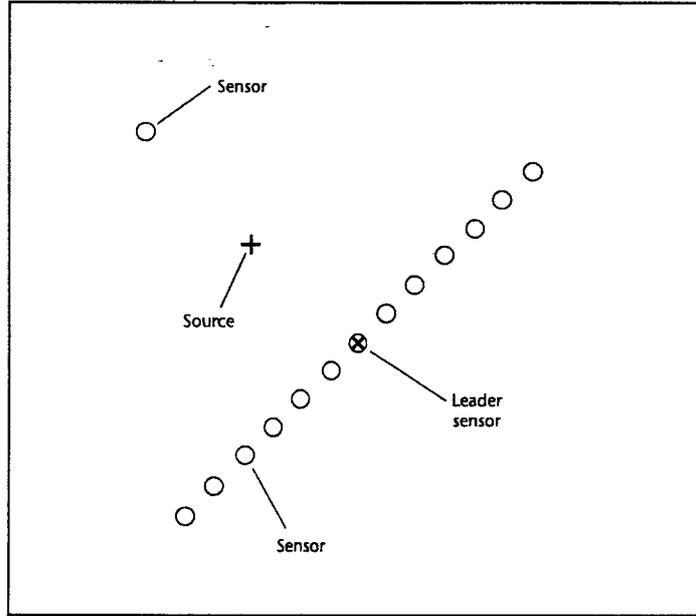


FIG. D.2 – Localisation de source.

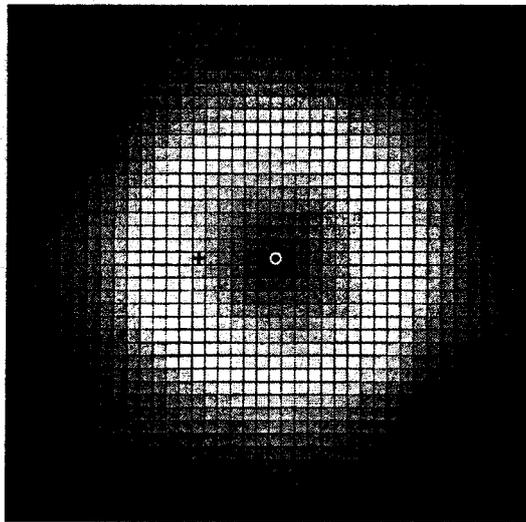


FIG. D.3 – Fonction de vraisemblance en forme de beignet.

L'algorithme de localisation est basé sur l'estimation bayésienne séquentielle (5.26)-(5.27), qui combine, l'une après l'autre, les mesures issues de différents capteurs, en supposant l'indépendance des fonctions de vraisemblance conditionnées par l'état de la cible. Ceci revient à effectuer graphiquement le produit des fonctions de vraisemblance des capteurs.

Considérons d'abord une sélection basée sur le critère du voisinage le plus proche (NN - nearest-neighborhood). Le noeud principal sélectionne alors toujours le plus proche des noeuds dont les mesures n'ont pas encore été incorporées. La figure D.4 montre l'évolution des résultats de localisation basés sur le critère NN. La figure D.4(a) montre la distribution obtenue après incorporation de la mesure fournie par le premier capteur (noeud principal). Ensuite le critère NN sélectionne le capteur le plus proche sur la diagonale, d'où la figure D.4(b). La figure D.4(c) montre la distribution après incorporation des mesures de deux noeuds les plus proches. La distribution demeure bimodale tant que les mesures des noeuds situés sur la diagonale sont successivement incorporées, comme le montrent les figures D.4(d) et D.4(e), jusqu'à ce que le capteur situé dans le coin en haut à gauche soit sélectionné.

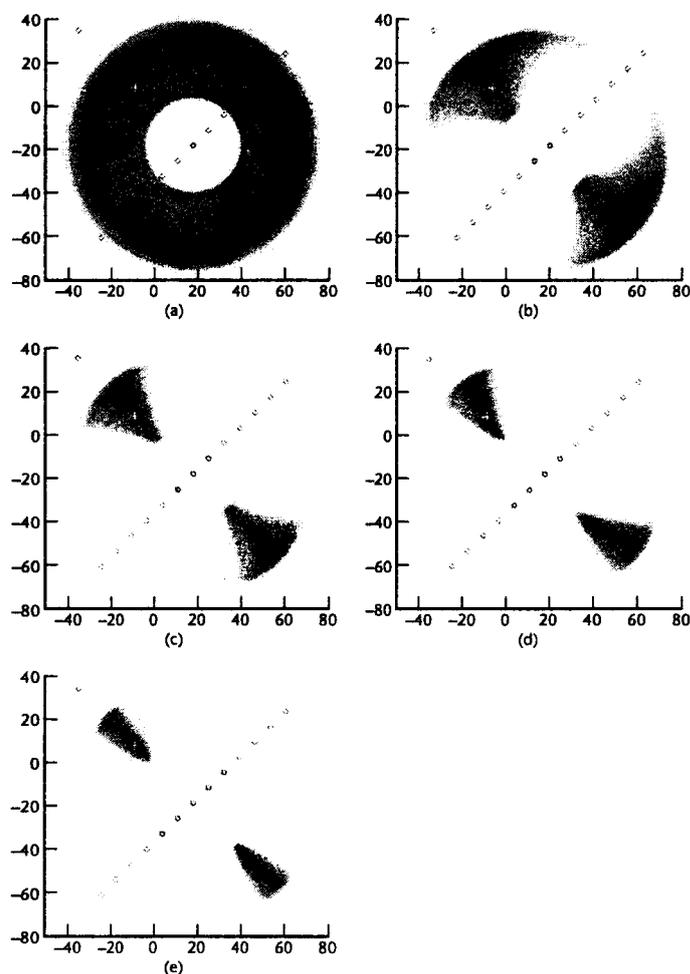


FIG. D.4 – Sélection de capteur basée sur la méthode NN.

Alternativement, il est possible de sélectionner le prochain meilleur capteur sur la base de la mesure

de Mahalanobis, illustrée dans la figure D.1, qui favorise les capteurs correspondant au plus grand axe de l'ajustement de la covariance de l'incertitude résiduelle de localisation. Lors des trois premières mesures, la mesure de Mahalanobis sélectionne les mêmes capteurs que la méthode N-N précédente. Après incorporation de ces mesures, l'ajustement par covariance de l'incertitude résiduelle est allongé, de sorte que c'est le noeud situé dans le coin haut à gauche qui est ensuite sélectionné, conformément à la mesure de Mahalanobis. Ceci réduit la zone d'incertitude à une région plus compacte, comme le montre la figure D.5(a). Le capteur restant le plus proche sur la diagonale est ensuite sélectionné, comme le montre la figure D.5(b), et ainsi de suite.

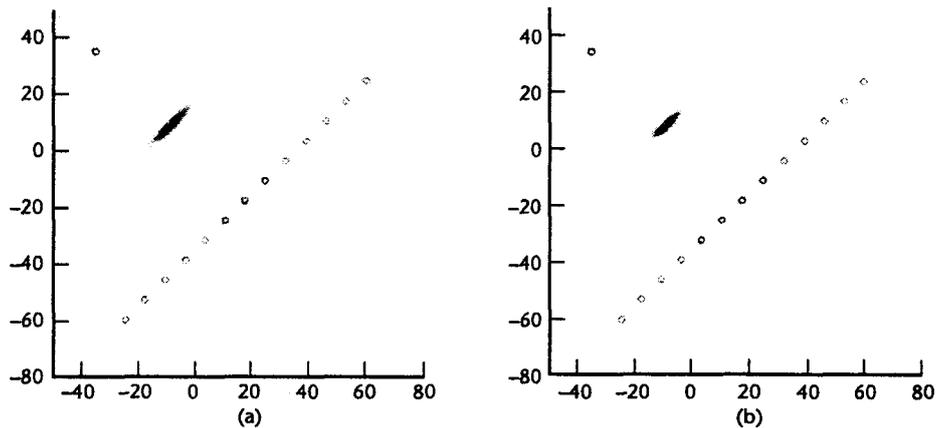


FIG. D.5 – Sélection de capteur basée sur la mesure de Mahalanobis de l'utilité de l'information.

D.1.2 Requêtes basées sur l'information (IDSQ : Information-Driven Sensor Querying)

Dans les réseaux de capteurs distribués, il faut mettre en balance la contribution de l'information fournie individuellement par chaque capteur avec le coût de la communication correspondante. Par exemple, si l'on veut effectuer une sélection parmi K capteurs, fournissant les mesures $\{\mathbf{z}_i\}_{i=1}^K$, et si $p(\mathbf{x}|\{\mathbf{z}_i\}_{i \in U})$ est la confiance courante, où $U \subset [1, \dots, K]$ est le sous-ensemble des capteurs dont les mesures ont déjà été prises en compte, la tâche consiste à déterminer quel capteur interroger parmi le sous-ensemble des capteurs restants $A = [1, \dots, K] - U$. Cette stratégie est raisonnable pour localiser une cible stationnaire.

Il faut alors définir une fonction représentant l'utilité de l'information :

$$\phi : P(\mathcal{R}^d) \rightarrow \mathcal{R} \quad (D.1)$$

$P(\mathcal{R}^d)$ représente la classe de toutes les distributions de probabilité dans un espace d'états à d dimensions \mathcal{R}^d pour l'état de la cible \mathbf{x} . La fonction d'utilité ϕ assigne une valeur scalaire à chaque élément $p \in \mathcal{P}(\mathcal{R}^d)$, qui indique le degré d'étalement ou d'incertitude de la distribution p . Les valeurs faibles représentent une distribution plus étalée, alors que les valeurs élevées représentent une distribution plus étroite, de plus faible variance. Plusieurs choix pour ϕ sont présentés dans la suite.

Il faut également définir le coût d'obtention d'une mesure comme la fonction :

$$\psi : \mathcal{R}^h \rightarrow \mathcal{R} \quad (\text{D.2})$$

où \mathcal{R}^h est un espace de dimension h pour la représentation des mesures.

Nous désignons dans la suite le capteur I, dépositaire de la confiance courante, comme noeud principal. Le problème d'optimisation sous contraintes de la sélection de capteur peut être reformulé comme un problème d'optimisation sans contrainte, en utilisant une fonction objectif mélangeant l'utilité de l'information et le coût :

$$J(p(\mathbf{x}|\{\mathbf{z}_i\}_{i \in U} \cup \{\mathbf{z}_j\})) = \gamma \phi(p(\mathbf{x}|\{\mathbf{z}_i\}_{i \in U} \cup \{\mathbf{z}_j\})) - (1 - \gamma) \psi(\mathbf{z}_j) \quad (\text{D.3})$$

Ici ϕ mesure l'utilité de l'information correspondant à la prise en compte de la mesure $\mathbf{z}_j^{(t)}$ provenant du capteur $j \in A$, ψ est le coût de communication et en autres ressources et γ est un facteur de pondération. Notons que ϕ peut mesurer soit l'utilité de l'information totale de l'état de confiance après incorporation de la nouvelle mesure ou simplement le gain d'information incrémental, selon la facilité de calcul. en utilisant cette fonction objectif, le critère de sélection de capteur peut s'écrire sous la forme :

$$\hat{j} = \arg \left[\max_{j \in A} J(p(\mathbf{x}|\{\mathbf{z}_i\}_{i \in U} \cup \{\mathbf{z}_j\})) \right] \quad (\text{D.4})$$

Cependant, en pratique, la valeur de la mesure \mathbf{z}_j n'est pas connue avant de l'avoir transmise au centre d'aggrégation courant I. Pour sélectionner le capteur vraisemblablement le meilleur, sur la base de l'état courant de confiance et de la connaissance du modèle de mesure et des caractéristiques du capteur.

Par exemple, la fonction de coût ψ peut être estimée comme la distance entre les capteurs j et l , ou cette distance élevée à une certaine puissance, une indication grossière du coût de transmission de la mesure. Il faut donc fréquemment calculer une estimée du coût ψ à partir de paramètres tels que λ_j et λ_l , les caractéristiques de capteurs. La vraie valeur fonction de coût ψ ne peut être calculée sans connaître la mesure \mathbf{z}_j fournie par chacun des capteurs j . De même, il est possible de calculer une estimation de l'utilité $\hat{\phi}$ en marginalisant la valeur particulière de \mathbf{z}_j . Ainsi, pour une valeur donnée de \mathbf{z}_j issue du capteur j , on obtient une valeur particulière de ϕ agissant sur le nouvel état de confiance $p(\mathbf{x}|\{\mathbf{z}_i\}_{i \in U} \cup \{\mathbf{z}_j\})$. Considérons alors, pour chaque capteur j , l'ensemble de toutes les valeurs de ϕ résultant des différents choix possibles pour \mathbf{z}_j . Il est possible de représenter cet ensemble de valeurs de ϕ par une quantité unique de plusieurs façons, en prenant la moyenne, le minimum ou le maximum [1].

Dans ce qui suit, nous utiliserons les approximations $\hat{\phi}$ et $\hat{\psi}$ de l'utilité et du coût, avec des arguments non fixés. Ces approximations pourront prendre des formes variées, selon l'application et le contexte.

D.1.3 Mesures d'utilité de l'information d'un capteur

En vue de quantifier le gain d'information apporté par la mesure d'un capteur, il est nécessaire de définir une mesure de l'utilité de l'information. Intuitivement, le contenu informationnel augmente lorsque la taille de la région d'incertitude élevée de l'estimation de \mathbf{x} diminue. Nous allons donner ici quelques détails sur plusieurs mesures possibles.

Dans un réseau de capteurs, un capteur faisant office de noeud principal, peut posséder une connaissance locale sur son voisinage, comme la position et le modèle de mesure des noeuds voisins. Sur la base de cette connaissance, le capteur peut calculer la contribution à l'information de chacun de ses voisins, sans qu'il soit nécessaire à ces voisins d'effectuer au préalable une mesure et de la communiquer au noeud principal.

D.1.3.1 Mesure basée sur la covariance

Dans le cas le plus simple d'une distribution a posteriori unimodale, qui peut être approchée par une distribution gaussienne, des mesures de l'utilité basées sur la covariance Σ de la distribution $p_X(x)$ peuvent être introduites. Le déterminant $\det(\Sigma)$ est proportionnel au volume de la région parallélépipédique rectangle entourant l'ellipsoïde de covariance. On peut donc alors, dans le cadre de cette approximation, choisir :

$$\hat{\phi}(P_X) = -\det(\Sigma) \quad (\text{D.5})$$

comme fonction d'utilité d'information.

Bien que cette mesure semble raisonnable, elle peut, dans certains cas, conduire à une sous-estimation de l'incertitude résiduelle. Par exemple, lorsque l'axe principal le plus petit tend vers zéro, le volume de l'ellipsoïde d'incertitude tend également vers zéro, alors que les incertitudes sur les deux autres axes principaux peuvent demeurer importantes.

Une mesure alternative n'utilisant que la covariance Σ d'une distribution $p_X(x)$ est $\text{trace}(\Sigma)$, qui est proportionnelle à la circonférence de la région parallélépipédique rectangle entourant l'ellipsoïde de covariance :

$$\hat{\phi}(P_X) = -\text{trace}(\Sigma) \quad (\text{D.6})$$

D.1.3.2 Matrice d'information de Fisher

Une autre mesure de l'information est la matrice d'information de Fisher, $\mathbf{F}(\mathbf{x})$, définie sur une classe de densité de vraisemblance $\{p(\mathbf{z}_1^N | \mathbf{x})\}_{\mathbf{x} \in S}$, où \mathbf{z}_1^N représente la séquence z_1, \dots, z_N et \mathbf{x} prend ses valeurs dans l'espace S . La j ème composante de $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ est :

$$\mathbf{F}_{ij}(\mathbf{x}) = \int p(\mathbf{z}_1^N | \mathbf{x}) \frac{\partial}{\partial x_i} \ln p(\mathbf{z}_1^N | \mathbf{x}) \frac{\partial}{\partial x_j} \ln p(\mathbf{z}_1^N | \mathbf{x}) d\mathbf{z}_1^N \quad (\text{D.7})$$

où x_i est la i ème composante de \mathbf{x} .

La borne de Cramer-Rao stipule que la covariance de l'erreur Σ de tout estimateur non-biaisé de \mathbf{x} satisfait la condition :

$$\Sigma \geq \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{x}) \quad (\text{D.8})$$

On peut montrer que l'information de Fisher est reliée à l'aire de la région de probabilité élevée, une notion de la taille de cette région [2]. Comme pour les mesures basées sur la covariance, des formes possibles de la mesure d'utilité basées sur la matrice de Fisher sont :

$$\hat{\phi}(P_X) = -\det(\mathbf{F}(\mathbf{x})) \quad (\text{D.9})$$

qui quantifie l'inverse du volume de la région de probabilité élevée, et :

$$\hat{\phi}(P_X) = -\text{trace}(\mathbf{F}(\mathbf{x})) \quad (\text{D.10})$$

Cependant, le calcul de la matrice d'information de Fisher requiert la connaissance explicite de la distribution. Dans le cas où celle-ci peut être approchée par une gaussienne, la matrice d'information de Fisher est simplement l'inverse de la covariance, $F = \Sigma^{-1}$.

Si de plus l'hypothèse de Markov concernant les pas d'estimation consécutifs est valide, il est possible de mettre à jour le paramètre de façon incrémentale en utilisant un filtre de Kalman pour les modèles linéaires. La matrice de Fisher est alors mise à jour de façon récursive et indépendamment des valeurs mesurées en utilisant les équations de Kalman [3] :

$$\mathbf{F}^{(k)} = \mathbf{F}^{(k-1)} + \left(\mathbf{H}^{(k)}\right)^T \left(\mathbf{R}^{(k)}\right)^{-1} \mathbf{H}^{(k)} \quad (\text{D.11})$$

où $\mathbf{H}^{(k)}$ et $\mathbf{R}^{(k)}$ sont la matrice d'observation et la covariance du bruit de mesure au pas d'estimation k , respectivement.

Pour les systèmes non-linéaires, la méthode la plus souvent utilisée est celle du filtre de Kalman étendu [3], qui est un estimateur linéaire, obtenu par linéarisation des équations non-linéaires d'état et d'observation. La matrice d'information \mathbf{F} peut alors être mise à jour récursivement selon la loi :

$$\mathbf{F}^{(k)} = \mathbf{F}^{(k-1)} + \left(\mathbf{J}^{(k)}\right)^T \left(\mathbf{R}^{(k)}\right)^{-1} \mathbf{J}^{(k)} \quad (\text{D.12})$$

où \mathbf{J} est le Jacobien du modèle de mesure $\mathbf{h}(\cdot)$.

Le gain d'information peut ensuite être mesuré par la taille de cette matrice d'information, par exemple le déterminant ou la trace de \mathbf{F} .

D.1.3.3 Entropie de l'incertitude d'estimation

Si la distribution de l'estimation est fortement non-gaussienne (par exemple multimodale), la covariance Σ est une statistique assez mauvaise de l'incertitude. Dans ce cas, on peut utiliser la notion de base de la théorie de l'information, l'entropie. Pour une variable aléatoire discrète X prenant ses valeurs dans un ensemble fini S , l'entropie de Shannon est définie comme :

$$H(X) = -\sum_{x \in S} P(X = x) \log P(X = x) \quad (\text{D.13})$$

Pour une variable aléatoire continue X prenant ses valeurs dans l'espace S , la notion équivalente est l'entropie différentielle :

$$h(X) = - \int_S p_X(x) \log P(X = x) dx \quad (\text{D.14})$$

L'entropie peut être interprétée comme le logarithme du volume de l'ensemble des valeurs typiques de la variable aléatoire X [2]. Bien que cette mesure soit liée au volume de la région de probabilité élevée, le calcul de l'entropie requiert la connaissance de la distribution $p_X(x)$, ce qui, dans le cas général, correspond à des calculs intensifs. L'entropie est uniquement une fonction de la distribution et non des valeurs particulières prises par la variable aléatoire X . De plus l'entropie est une mesure de l'incertitude inversement proportionnelle à notre notion d'utilité d'information, de sorte que cette utilité peut être définie comme :

$$\hat{\phi}(p_X) = -H(P) \quad (\text{D.15})$$

pour une variable aléatoire discrète X de densité massique de probabilité P , et :

$$\hat{\phi}(p_X) = -h(p_X) \quad (\text{D.16})$$

pour une variable continue de densité de probabilité p_X .

D.1.3.4 Volume de la région de probabilité élevée

Une autre mesure pour les distributions non-gaussiennes peut être le volume de la région de probabilité élevée Γ_β , de probabilité $\gamma \in (0, 1]$, définie par :

$$\Gamma_\beta = [\mathbf{x} \in S : p(\mathbf{x}) \geq \beta] \quad (\text{D.17})$$

où β est choisi de sorte que $P(\Gamma_\beta) = \beta$, P est une mesure de la probabilité sur S et $p(\cdot)$ représente la densité correspondante.

La différence entre cette mesure du volume et l'entropie est que l'entropie ne choisit pas arbitrairement la valeur de γ [2]. L'utilité de l'information pour cette mesure est :

$$\hat{\phi}(p_X) = -\text{vol}(\Gamma_\beta) \quad (\text{D.18})$$

D.1.3.5 Distance de Mahalanobis

Supposons que l'état de confiance soit correctement approché par une distribution gaussienne et que les données des capteurs fournissent une estimation de distance. Dans la configuration de capteurs de la figure D.1, le capteur a devrait fournir une meilleure information que le capteur b, puisque le capteur

a se trouve plus près de l'axe le plus long de l'ellipsoïde d'incertitude et que sa contrainte de distance coupe cet axe transversalement. Pour favoriser les capteurs situés selon les axes les plus longs, on utilise la distance de Mahalanobis, une mesure normalisée par la covariance de l'incertitude Σ . Le carré de la distance de Mahalanobis de y à μ est défini comme :

$$(\mathbf{y} - \mu)^T \Sigma^{-1} (\mathbf{y} - \mu) \quad (\text{D.19})$$

La fonction d'utilité du capteur j , vis-à-vis de la position de la cible, caractérisée par sa moyenne $\hat{\mathbf{x}}$ et sa covariance Σ , est définie comme l'opposé de la distance de Mahalanobis :

$$\hat{\phi}(\zeta_j, \hat{\mathbf{x}}\Sigma) = -(\zeta_j - \hat{\mathbf{x}})^T \Sigma^{-1} (\zeta_j - \hat{\mathbf{x}}) \quad (\text{D.20})$$

où ζ_j représente la position du capteur j .

Intuitivement, les points situés sur la surface $1 - \sigma$ de l'ellipsoïde de covariance de l'erreur doivent tous être équidistants du centre de l'ellipsoïde selon la mesure de Mahalanobis : comme on le voit sur la figure D.6. Les points situés sur un contour de densité constante d'une distribution gaussienne $N(\mu, \Sigma)$ sont en effet équidistants de la moyenne μ .

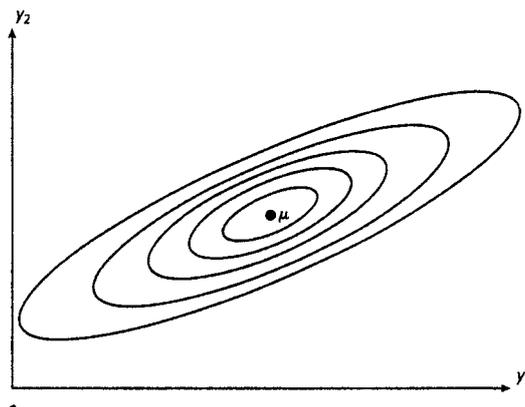


FIG. D.6 – Mesure de Mahalanobis.

Cette fonction d'utilité est efficace lorsque la confiance courante est correctement approchée par une distribution gaussienne ou correspond à une distribution très allongée, pour des capteurs fournissant une information de distance.

D.1.3.6 Information mutuelle

L'information mutuelle provient de la théorie de l'information. Elle est classiquement utilisée pour caractériser les performances des algorithmes de compression, de classification et d'estimation de données. L'information mutuelle de deux variables aléatoires U et V , dont la fonction de densité de probabilité jointe est $p(u, v)$, est définie comme [2] :

$$I(U, V) = \mathcal{E}_{p(u,v)} \left[\log \frac{p(u, v)}{p(u)p(v)} \right] \quad (\text{D.21})$$

où $\mathcal{E}[\cdot]$ représente l'espérance mathématique.

Pour les distributions multimodales non-gaussiennes, une mesure de l'information mutuelle caractérise mieux l'utilité des données des capteurs. De plus, elle n'est pas limitée à des capteurs fournissant une information de distance. Supposons que la confiance courante soit $p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}}^{(t)})$. La contribution d'un capteur j est mesurée par :

$$\hat{\phi}(\mathbf{z}^{(t)}, p(\mathbf{x}^{(t)} | \overline{\mathbf{z}}^{(t)})) = I(X^{(t+1)}, Z_j^{(t+1)} | \overline{Z}^{(t)} = \overline{\mathbf{z}}^{(t)}) \quad (\text{D.22})$$

où $I(\cdot, \cdot)$ mesure l'information mutuelle en bits entre deux variables aléatoires.

Maximiser l'information mutuelle est équivalent à sélectionner un capteur dont la mesure $\mathbf{z}_j^{(t+1)}$, conditionné par l'historique courant des mesures $\overline{\mathbf{z}}^{(t)}$, fournit le maximum d'informations nouvelles sur la position de la cible $\mathbf{x}^{(t+1)}$. Ce critère avantage donc le capteur qui, en moyenne, produit la plus grande variation de la confiance courante. L'implémentation d'un système de poursuite utilisant cette fonction d'utilité est décrite dans [4].

D.1.3.7 Discussion

La valeur d'une mesure d'utilité particulière en vue de la sélection d'un capteur dépend de deux facteurs : les caractéristiques du problème, comme les modèles des données et du bruit, et la complexité de calcul de cette mesure. Par exemple, la mesure de Mahalanobis est simple à calculer, bien que limitée à certains modèles de données. Par contre, l'information mutuelle s'applique à des distributions multimodales, mais son calcul nécessite le calcul très lourd de convolutions discrètes, si l'on échantillonne les distributions de probabilité sur une grille. Il faut donc réaliser un compromis entre l'information recueillie et la possibilité d'implémentation pratique dans le choix de la fonction d'utilité.

D.1.4 Critères de sélection des capteurs

Nous listons ci-dessous quelques critères fréquemment utilisés de sélection de capteurs . Les caractéristiques de chaque capteur i sont données par :

$$\lambda_i = \begin{bmatrix} \zeta_i \\ \sigma_i^2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.23})$$

où ζ_i est la position du capteur et σ_i^2 est la variance du bruit additif.

Le noeud principal l choisit le prochain capteur j auquel il doit envoyer une requête, en fonction de l'état de confiance $p(\mathbf{x} | \{\mathbf{z}_i\}_{i \in U})$ et des caractéristiques des capteurs $\{\lambda_i\}_{i=1}^N$. Quatre critères principaux peuvent être utilisés pour choisir le capteur suivant \hat{j} .

1. Plus proche voisin

$$\hat{j} = \arg_{j \in \{1, \dots, N\}} \min \|\zeta_l - \zeta_j\| \quad (\text{D.24})$$

2. Distance de Mahalanobis

On calcule d'abord la moyenne et la covariance de l'état de confiance :

$$\mu = \int \mathbf{x} p(\mathbf{x} | \theta) dx \quad (\text{D.25})$$

$$\Sigma = \int (\mathbf{x} - \mu) (\mathbf{x} - \mu)^T p(\mathbf{x} | \theta) dx \quad (\text{D.26})$$

puis l'on choisit :

$$\hat{j} = \arg_{j \in \{1, \dots, N\}} \min (\zeta_j - \mu)^T \Sigma^{-1} (\zeta_j - \mu) \quad (\text{D.27})$$

3. Maximum de vraisemblance

Il s'agit d'une généralisation du critère de distance de Mahalanobis pour des distributions multimodales. Lorsque la vraie distribution est gaussienne et que la distribution a priori est uniforme, ce critère correspond exactement avec celui de Mahalanobis. Il s'écrit dans le cas général :

$$\hat{j} = \arg_{j \in \{1, \dots, N\}} \max p(\mathbf{x} | \theta) |_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_j} \quad (\text{D.28})$$

D.2 Représentation distribuée et détermination des états

Le second problème abordé dans cette annexe est celui de la représentation de l'information sur l'état d'une cible, afin d'en assurer un calcul efficace. En plus de cette modélisation de l'information, la mise en correspondance avec des capteurs distribués doit être traitée.

D.2.1 Importance du choix de la représentation

Plusieurs solutions permettent d'approcher un état de confiance quelconque concernant les cibles :

- la confiance peut être approximée en utilisant une famille de distributions $M \in \mathcal{P}(\mathcal{R}^d)$, paramétrée par un vecteur de dimension finie $\theta \in \Theta$, où $\mathcal{P}(\mathcal{R}^d)$ est l'ensemble de toutes les distributions probabilistes sur \mathcal{R}^d . Un exemple pour M est celui de la famille des distributions gaussiennes sur \mathcal{R}^d , l'espace Θ du paramètre vectoriel de dimension finie θ incluant la moyenne et la covariance des distributions gaussiennes. Dans ce dernier cas, de nombreuses méthodes efficaces d'estimation et de prédiction existent, comme le filtre de Kalman. Ce premier type d'approximation est dit paramétrique.
- la confiance peut être approximée au moyen d'échantillons ponctuels pondérés. Il s'agit alors d'une technique de discrétisation de la distribution de probabilité d'une variable aléatoire continue par une fonction massique de probabilité (PMF) dont le support S est constitué d'un nombre infini de points. Si $\bar{S} \in S$ regroupe un ensemble fini de points de S , la fonction densité précédente peut être approchée

par une fonction massique, avec une masse en chaque point de \bar{S} proportionnelle à la densité en ce point. Deux exemples de cette approximation sont :

1. la discrétisation d'un sous-ensemble de S sur une grille
2. l'approximation des distributions par des filtres particuliers.

Une variante de l'approximation par des échantillons ponctuels est de partitionner S et d'assigner une valeur de probabilité à chacune des régions, ce qui constitue une approche de type histogramme. Ces approximations sont dites non-paramétriques.

La représentation de la confiance possède un impact sur la consommation de la ressource de communication lors de l'envoi de l'état de confiance vers un capteur distant. Un compromis doit alors être réalisé entre une représentation paramétrique de la confiance à l'aide d'un nombre faible de paramètres (approximation plus grossière de l'état de confiance, mais moins de bits à transmettre) et une représentation non-paramétrique de la confiance exacte (approximation plus précise, mais au prix d'une forte augmentation du nombre de bits transmis). On doit cependant tenir compte de la possibilité d'une connaissance de base sur les ensembles possibles de confiance.

D.2.1.1 Représentation paramétrique utilisant l'approximation gaussienne

La raison pour laquelle il est possible de transmettre moins de bits dans le cas paramétrique est que l'on peut supposer que tous les capteurs ont connaissance de la classe paramétrique des confiances, qui est celle des distributions gaussiennes. Seules la moyenne et la variance doivent alors être transmises. De même les équations du filtre de Kalman décrivent des mises à jour récursives de la moyenne et de la variance d'une distribution gaussienne.

D.2.1.2 Représentation basée sur les mesures

Dans le cas non-paramétrique, il n'existe généralement pas de paramétrisation de la confiance de taille fixe. Cependant, si on suppose connu le modèle des mesures, la confiance peut être paramétrisée en sauvegardant un historique de toutes les mesures. Sans perte de généralité, on peut supposer que chaque mesure est un scalaire $z \in \mathcal{R}$. Dans ce cas l'espace des paramètres $\Theta = \mathcal{R}^*$ est l'ensemble de toutes les suites infinies de nombres réels. Si $\theta^m = z^1 . z^2 . \dots . z^m$ ('.' désigne l'opération de concaténation de chaînes permettant de construire l'historique) est le paramètre de la fonction de vraisemblance $p(z^1, z^2, \dots, z^m | \mathbf{x})$, alors le paramètre $\theta^{m+1} = z^1 . z^2 . \dots . z^{m+1}$ pour la fonction $p(z^1, z^2, \dots, z^{m+1} | \mathbf{x})$ est construite au moyen de l'équation de mise à jour $\theta^{m+1} = \theta^m . z^{m+1}$. Cette équation est triviale et possède le désavantage d'une augmentation constante de la dimension de la chaîne historique (concaténation).

Si nous possédons une connaissance d'un modèle (fortement non-linéaire en général) pour les mesures de la variable inconnue à estimer, collecter un historique des mesures est souvent une représentation plus compacte dans la phase initiale. En effet, une approximation gaussienne de la fonction de vraisemblance de deux mesures indépendantes z^1 et z^2 de l'état (position de la cible dans un espace à deux dimensions) $p(z^1, z^2 | \mathbf{x})$ nécessite le stockage de la moyenne (2 nombres réels) et de la covariance (3 nombres réels). Par contre, le stockage de la fonction de vraisemblance exacte ne nécessite en tout et pour tout que 2 nombres réels, vu la connaissance de base implicite de la forme de la fonction de vraisemblance.

Après un certain nombre de mesures, la fonction de vraisemblance exacte devient unimodale et peut être approchée précisément par une gaussienne. Ceci constitue une motivation pour une représentation hybride, dans laquelle la confiance est initialement paramétrisée par un historique des mesures (meilleure approximation initiale) et, par la suite, lorsqu'elle devient pratiquement unimodale, est approximée par une gaussienne, dont il suffit de donner la moyenne et la covariance.

D.2.1.3 Echantillons discrets

Les modèles d'observation de nombreux types de capteurs sont non-linéaires, ce qui entraîne une fonction de vraisemblance $p(\mathbf{z}^{(t)} | \mathbf{x}^{(t)})$ non-gaussienne, tout comme la confiance a posteriori $p(\mathbf{x}^{(t)} | \mathbf{z}^{(t)})$. On peut alors utiliser une représentation non-para-métrique des distributions probabilistes basée sur une grille de discrétisation dans un espace à d dimensions. Cette représentation de la vraisemblance et de la confiance a posteriori conduisent à des calculs efficaces. L'estimateur MMSE est simplement la moyenne des points du nuage représentant la confiance situés sur la grille, pondérés par la valeur de la confiance. La confiance prédite par l'équation (5.27) se calcule comme la convolution du nuage de confiance initial par la dynamique de la cible. La résolution de la grille de discrétisation est limitée par la puissance de calcul, l'espace de stockage et la bande de fréquence de communication disponibles pour les noeuds capteurs.

Si les fonctions de vraisemblance sont suffisamment lisses, il est possible d'utiliser des représentations de basse résolution sans perte significative de performances. On peut encore recourir à une représentation éparse, en ne conservant que les points dont la valeur de confiance est supérieure à un seuil pré-défini. Une autre alternative est d'utiliser un ensemble d'échantillons non nécessairement situés sur une grille régulière, ce qui constitue le principe du filtre particulaire

D.2.1.4 Filtre particulaire

Le filtre particulaire, également connu sous le nom de méthode de Monte Carlo séquentielle, approxime un état par un nombre infini d'échantillons. Il s'agit d'une méthode de filtrage non linéaire.

Le calcul de l'intégrale dans l'expression de prédiction et de mise à jour de l'estimation bayésienne est accompli sur des échantillons discrets, appelés particules, de façon efficace. De plus, un filtre particulaire peut représenter des dynamiques continues ou discrètes, comme un particulier une cible effectuant un virage brutal. Des descriptions détaillées de l'utilisation du filtrage particulaire pour l'estimation de systèmes dynamiques sont données dans [5], et des applications à la poursuite des mouvements basée sur la vision sont décrites dans [6, 7]. Dans ce qui suit, l'algorithme de filtrage particulaire pour l'estimation bayésienne séquentielle est décrit.

Si $\{\mathbf{s}_k^{(t-1)}, w_k^{(t-1)}, k = 1, \dots, M\}$ représente l'ensemble des échantillons à l'instant $t - 1$, avec $\mathbf{s}_k^{(t-1)}$ le $k^{\text{ième}}$ échantillon de l'état de la cible $p(\mathbf{x}^{(t-1)} | \mathbf{z}^{(t-1)})$ et $w_k^{(t-1)}$ la probabilité de ce dernier. Le $k^{\text{ième}}$ échantillon de l'état, prédit pour l'instant t , sera noté $\hat{\mathbf{s}}_k^{(t)}$. L'algorithme d'estimation se décompose selon les étapes suivantes :

1. Initialization : échantillonnage de $\mathbf{s}_k^{(0)}, k = 1, \dots, M$ à partir de $w_k^{(0)}$ et assignation $t = 1$.

2. Prédiction et mise à jour :

(a) Application de $p(\mathbf{s}^{(t)} | \mathbf{s}_k^{(t-1)})$ pour calculer chacun des $\tilde{\mathbf{s}}_k^{(t)}$: échantillonnage de $\tilde{\mathbf{s}}_k^{(t)}$ à partir de $p(\mathbf{s}^{(t)} | \mathbf{s}_k^{(t-1)})$.

(b) Evaluation des importances relatives : $\tilde{w}_k^{(t)} = p(\mathbf{z}^{(t)} | \tilde{\mathbf{s}}_k^{(t)})$.

(c) Normalisation des poids ci-dessus : $w_k^{(t)} = \tilde{w}_k^{(t)} / \sum_{k=1}^K \tilde{w}_k^{(t)}$.

3. Ré-échantillonnage :

(a) Ré-échantillonnage de M particules $\mathbf{s}_k^{(t)}$ à partir des $\tilde{\mathbf{s}}_k^{(t)}$.

(b) Affectation $t \leftarrow t + 1$ et retour à l'étape 2.

La figure D.7 décrit le processus itératif du filtre particulaire. L'étape de mise à jour met à l'échelle chaque particule selon la valeur de sa fonction de vraisemblance. En conséquence, certaines particules deviennent plus pesantes et d'autres trop légères pour être incluses dans l'ensemble de particules. L'étape de ré-échantillonnage construit un ensemble de M échantillons de même poids à partir de l'ensemble précédemment mis à jour. Ceci garantit l'existence d'un nombre fixe de particules et une charge de calcul constante à chaque itération.

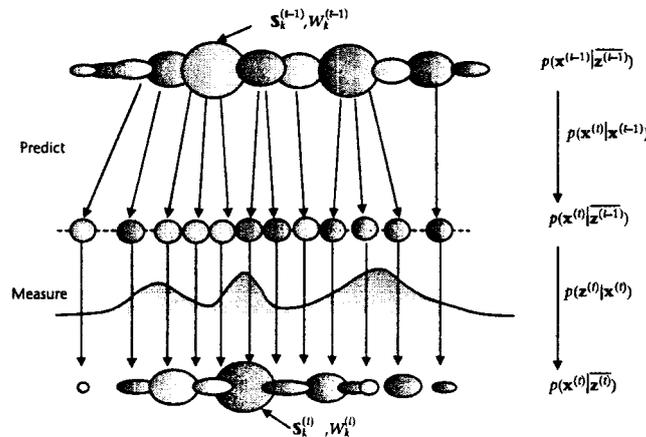


FIG. D.7 – Filtre particulaire.

D.3 Poursuite de plusieurs cibles

Le troisième problème abordé dans cette annexe est celui de la poursuite multi-cibles. Dans ce qui précède, la poursuite d'une cible unique a été étudiée. Le problème d'estimation posé par la poursuite de plusieurs cibles distribuées dans une région géographique donnée (couverte par un réseau de capteurs) est beaucoup plus complexe pour deux raisons :

- l’augmentation de la dimension du problème : la présence et l’interaction de plusieurs phénomènes conduit à une augmentation de la dimension de l’espace d’états sous-jacent. L’espace d’état conjoint de cibles multiples est l’espace produit des espaces individuels de chacune des cibles. Cette explosion du nombre de dimensions des espaces d’états est liée à une augmentation exponentielle du nombre de données à estimer.
- l’implémentation dans un réseau de capteurs distribué doit demeurer réactive et extensible, ce qui conduit à assurer impérativement la localisation des communications et des calculs aux seuls capteurs impliqués.

Décomposition de l’espace des états

Le premier défi à relever est le développement d’une représentation dans l’espace des états qui décompose systématiquement un problème d’estimation à grand nombre de dimensions en sous-problèmes à nombres de dimensions moindres, plus simples à traiter de façon distribuée. Des algorithmes approchés performants doivent alors être conçus en vue de maintenir la consistance entre les sous-espaces.

Le second défi consiste à développer une abstraction de groupe collaboratif permettant de mettre en correspondance le modèle d’espace d’états et sa réalisation en tant que réseau de capteurs composé de groupes collaboratifs formés de façon dynamique, restreints aux capteurs impliqués dans les calculs et la communication qui doivent partager et traiter conjointement l’information sur l’état.

La factorisation de l’espace d’états repose sur la séparation de l’information contenue dans l’espace d’états en information de localisation et d’identité. Ceci permet de résoudre le problème de poursuite de façon séparée au moyen d’une estimation de position, qui requiert des communications locales fréquentes, et de la gestion des identités, qui requiert des communications moins fréquentes et de plus longue portée. Cette résolution peut s’effectuer dans des sous-espaces séparés, lorsque les cibles sont toutes éloignées les unes des autres. Lorsque deux cibles sont proches l’une de l’autre, ceci conduit à des erreurs de plus en plus significatives au fur et à mesure qu’elles se rapprochent. du fait de l’interaction entre cibles et du mélange de leurs signaux, de sorte qu’il faut effectuer une estimation conjointe. La figure D.8 [8] illustre les transitions entre traitements dans des sous-espaces factorisés ou joints. La décision sur les conditions de transition dépend de multiples facteurs, dont la précision de localisation, mais il peut se produire alors une perte des identités.

Supposons par exemple que l’espace d’état pour chaque cible soit monodimensionnel et que la confiance jointe $p(x_1, x_2)$ soit symétrique par rapport à x_1 et x_2 . Ceci se traduit par deux probabilités massiques centrées respectivement autour des points (a, b) et (b, a) dans un espace d’état joint $x_1 - x_2$.

La factorisation peut alors être effectuée en utilisant la marginalisation :

$$p(x_1) = \int p(x_1, x_2) dx_2, \quad p(x_2) = \int p(x_1, x_2) dx_1 \quad (\text{D.29})$$

Ceci conduit à des distributions marginales multimodales. Chaque cible possède une probabilité égale d’être positionnée en a et en b . L’espace joint est ensuite reconstruit en prenant le produit des sous-espaces marginaux :

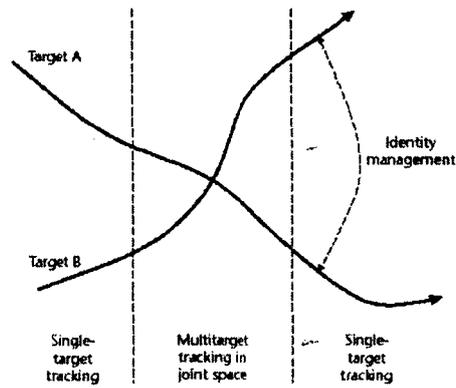


FIG. D.8 – Modes d'interaction dans un problème de poursuite de deux cibles.

$$p(x_1, x_2) = p(x_1) p(x_2) \quad (\text{D.30})$$

La distribution obtenue contient quatre probabilités massiques, dont deux sont impossibles (les deux cibles ne pouvant être confondues), comme le montre la figure . L'information d'identité des cibles est cependant perdue en passant de l'espace joint à l'espace factorisé. Il faut donc utiliser un algorithme spécialisé pour maintenir une information d'identité correcte [9].

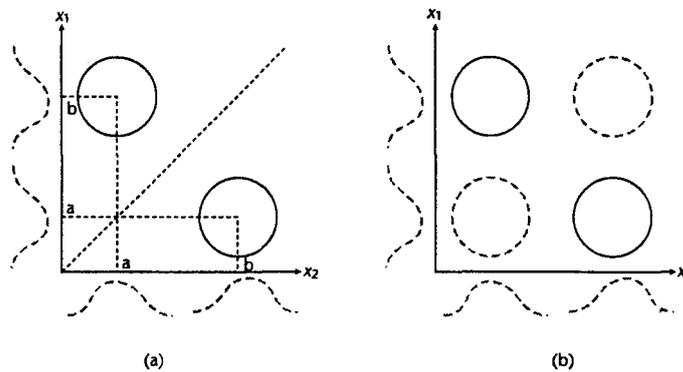


FIG. D.9 – Factorisation de l'espace des états.

D.4 Association de données

Une autre approche de traitement du problème de la poursuite multi-cibles est l'utilisation de techniques d'association de données, afin d'attribuer chaque mesure de capteur à une source de signal. Les informations de position et d'identités de cibles sont alors couplées et traitées dans le même espace. Ainsi, une mesure est associée à la cible correcte (à laquelle elle se rapporte), puis une technique d'estimation, par exemple par la méthode de Bayes, est appliquée aux mesures sur cette cible [10].

L'espace d'états χ de N cibles peut être vu comme le produit des espaces des cibles individuelles χ_n , ou encore le vecteur d'état est $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N]^T \in \chi$. Pour un réseau de N capteurs, le vecteur de sortie des capteurs est $\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_K]^T$, où \mathbf{z}_i représente la sortie du capteur i , pouvant se rapporter à une ou plusieurs cible(s). Le problème d'estimation séquentielle de l'état, dans un environnement multi-capteurs et multi-cibles, peut être décrit comme suit. A chaque pas temporel t , connaissant l'estimation de l'état à l'instant précédent, $t - 1$, et l'observation courante, il convient d'établir la correspondance :

$$\chi^{(t-1)} \times Z^{(t)} \mapsto \chi^{(n)} \quad (\text{D.31})$$

Afin d'estimer $x^{(t)} \in \chi^{(t)}$, une observation \mathbf{z}_j fournie par la cible j doit être associée à l'état de la cible correcte \mathbf{x}_j pour effectuer l'estimation (D.31). Deux cas peuvent être envisagés.

- Cas 1 : supposons l'absence de mélange et que l'observation \mathbf{z}_i mesure un signal $\mathbf{g}_n \in \mathcal{G}$ émanant de la cible n uniquement. Si chaque observation se rapporte à une cible unique, le nombre d'associations possibles des \mathbf{z}_i avec les x_j est donnée par l'analyse combinatoire comme $C_N^K = (N!/K!)$. Si des observations multiples proviennent de la même cible, le nombre d'associations devient N^K . La complexité croît donc, dans les deux hypothèses, exponentiellement en fonction du nombre de mesures à chaque pas temporel.
- Cas 2 : plus généralement, chaque observation de capteur \mathbf{z}_i mesure une combinaison des \mathbf{g}_n représentée par une fonction de mélange $H : \mathcal{G}^{(t)} \mapsto \mathcal{Z}^{(t)}$. En l'absence de connaissance a priori sur H , toute combinaison des \mathbf{g}_n peut être présente dans les \mathbf{z}_i . Ceci crée en fait 2^N associations pour chaque \mathbf{z}_i , soit au total 2^{NK} associations. La complexité croît donc exponentiellement avec, à la fois, le nombre de cibles (sources de signaux) et le nombre de capteurs.

Pour des applications de poursuite, il est parfois nécessaire de raisonner sur plusieurs pas de temps et d'examiner l'historique de toutes les évolutions d'état possibles. Chaque association d'observation et d'état dans une estimation limitée à un pas temporel unique correspond à une hypothèse sur l'évolution de l'état. Le nombre total de séquences d'évolution de l'état dépend de façon exponentielle du nombre de capteurs et du nombre de mesures effectuées au cours du temps.

Pour résoudre le problème d'association des données, diverses approches ont été proposées. Parmi celles-ci, on peut citer la poursuite à hypothèses multiples (MHT) [11] et l'association de données par probabilités jointes (JPDA) [12, 13]. La MHT maintient des hypothèses d'association multiples, dont il calcule la probabilité. JPDA évalue les probabilités d'association et les combine pour estimer l'état. Toutes deux présentent le désavantage majeur d'une explosion combinatoire. Les connaissances sur les cibles, l'environnement et les capteurs peuvent être exploitées pour classer les hypothèses et en éliminer certaines dans le cas de la poursuite centralisée [14–16].

Les filtres bayésien et de Kalman supposent que les données sont parfaitement ordonnées dans le temps. Cependant, vu les possibles retards de transmission, il est possible que cet ordre soit perturbé. Il est alors préférable que les capteurs communiquent leurs données à un noeud central, où tous les traitements (remise en ordre des données, suppression de données redondantes ou obsolètes, estimation, poursuite) sont effectués. C'est le principe du filtre de Kalman distribué [17], où la captation des données est décentralisée mais la poursuite est centralisée, au prix d'un accroissement important des communications (collecte des données dans le noeud central) et d'une fragilité supérieure (possibilité de défaillance d'un lien ou

du noeud central). Lorsque les mesures provenant de plusieurs noeuds ne sont pas indépendantes, le filtre de Kalman n'est plus applicable et un algorithme d'intersection des covariances a été proposé [18, 19]. D'autres approches utilisant la communication point à point dans les réseaux de capteurs ont également été développées [20, 21].

En général, aucun modèle de coût de communication n'est intégré à la tâche de poursuite. Un autre problème est la duplication des données, que la poursuite s'intéresse à une cible unique ou à plusieurs. Ceci peut être dû aux phénomènes de bouclage entre noeuds lors de la transmission des données. En estimation de Bayes, ceci conduit à l'utilisation répétée de la même donnée et donc à une sur-estimation de la confiance, que des algorithmes dédiés permettent de corriger [22]. Une autre source de duplication de données est l'observation d'une cible unique par plusieurs capteurs qui fournissent alors des rapports de détection multiples. Ceci nécessite alors un module d'agrégation permettant de combiner et de consolider les données (après éventuelle remise dans l'ordre du point de vue temporel).

D.5 Modèles de capteurs

Nous allons considérer les types de capteurs utilisables pour la poursuite :

- les capteurs d'amplitude, comme un microphone utilisé pour mesurer la distance à une source d'ondes sonores sur la base d'un modèle d'atténuation ou du temps de parcours entre source et capteur (TOA, TDOA).
- les capteurs de direction (DOA), comme un réseau de microphones destiné à estimer la direction d'arrivée d'une onde sonore émise par une source en utilisant les techniques de synthèse des faisceaux.

Il est possible d'effectuer une fusion de données provenant de capteurs des deux types pour réaliser une tâche de poursuite. Ceci est également possible avec une grande variété d'autres types de capteurs, comme des imageurs, des capteurs infrarouge ou magnétiques. L'utilisation de l'optique offre des possibilités de détection et de reconnaissance de cibles et de suivi de trajectoire (caméras). De nombreuses applications de localisation et de poursuite de personnes au sein d'un environnement complexe à l'aide de plusieurs caméras ont été décrites [23–25].

En ce qui concerne les applications des réseaux de capteurs, un capteur peut être caractérisé par des propriétés telles que son coût, ses dimensions, sa sensibilité, sa résolution, son temps de réponse, sa consommation d'énergie, sa facilité de calibration et d'installation. Le coût de traitement des données (locales au noeud ou non) qu'il délivre et d'éventuelles communications entre noeuds nécessaires (avec la nécessité supplémentaire d'une synchronisation temporelle entre les noeuds) est aussi un paramètre important.

Bibliographie

- [1] M. Chu, H. Haussecker, and F. Zhao, "Scalable information-driven sensor querying and routing for ad hoc heterogeneous sensor networks," *International Journal of High-Performance Computing Applications*, 16(3), 90-110, 2002.

- [2] T. M. Cover, and J. A. Thomas. Elements of Information Theory, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1991.
- [3] A. G. O. Mutambara, "Decentralized Estimation and Control for Multi-Sensor Systems.," CRC Press, Boca Raton, FL, 1998.
- [4] J. J. Liu, J. Reich, and F. Zhao, "Collaborative in-network processing for target tracking," EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2003(4), 378-391, March 2003.
- [5] A. Doucet, N. De Freitas, and N. Gordon, editors, "Sequential Monte Carlo Methods in Practice," Springer, 2001.
- [6] M. Isard, and A. Blake, "A mixed-state condensation tracker with automatic model switching," Proc. 6th International Conference on Computer Vision, 107-112, 1998.
- [7] M. Black, and D.J. Fleet, "Probabilistic detection and tracking of motion boundaries," International Journal of Computer Vision, 38(3), 231-245, 2000.
- [8] J.J. Liu, J. Liu, M. Chu, and F. Zhao, "Distributed state representation for tracking problems in sensor networks," Proc. 3rd International Symposium on Information Processing in Sensor Networks (IPSN 2004), Berkeley, April 2004.
- [9] J. Shin, L. Guibas, and F. Zhao, "A distributed algorithm for managing multi-target identities in wireless ad-hoc sensor networks," Proc. 2nd International Workshop on Information Processing in Sensor Networks (IPSN03), 223-238, Palo Alto, CA, Springer, April 2003.
- [10] Y. Bar-Shalom and T. E. Fortmann, "Tracking and Data Association," Academic Press, 1988.
- [11] D. B. Reid, "An algorithm for tracking multiple targets," IEEE Trans. on Automatic Control, 24(6), 843-854, 1979.
- [12] Y. Bar-Shalom, and X.R. Li, "Multitarget-Multisensor Tracking: Principles and Techniques," Storrs, CT, YBS Publishing, 1995.
- [13] C. Rasmussen, and G. D. Hager, "Joint probabilistic techniques for tracking multi-part objects," IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 16-21, 1998.
- [14] I.J. Cox, and S.L. Hingorani, "An efficient implementation of reid's multiple hypothesis tracking algorithm and its evaluation for the purpose of visual tracking," IEEE Trans. on PAMI, 18(2), 138-150, February 1996.
- [15] I.J. Cox, and M.L. Miller, "A comparison of two algorithms for determining ranked assignments with applications to multi-target tracking and motion correspondence," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 33(1), 295-301, January 1997.
- [16] A.B. Poore, "Multidimensional assignment formulation of data association problems arising from multitarget and multisensor tracking," Computational Optimization and Applications, 3, 27-57, 1994.
- [17] J. Manyika, and H. Durrant-Whyte, "Data Fusion and Sensor Management: A Decentralized Information-Theoretic Approach," Ellis Horwood, 1994.
- [18] C-Y. Chong, and S. Mori, "Convex combination and covariance intersection algorithms in distributed fusion," Proc. 4th Annual Conference on Information Fusion, Montreal, 2001.
- [19] J. K. Uhlmann, "Dynamic Map Building and Localization for Autonomous Vehicles," Ph.D. thesis. University of Oxford, 1996.

- [20] C-Y. Chong, F. Zhao, S. Mori, and S. Kumar, "Distributed tracking in wireless ad hoc sensor networks," Proc. 6th International Conference on Information Fusion, 431-438, 2003.
- [21] F. Zhao, J. Liu, J. J. Liu, L. Guibas, and J. Reich, "Collaborative signal and information processing: an information directed approach," Proc. IEEE, 91(8), 1199-1209, 2003.
- [22] J. Pearl, & Probabilistic Reasoning in Intelligent Systems: Networks of Plausible Inference," Morgan Kaufmann, 1988.
- [23] Q. Cai, and J. K. Aggarwal, "Tracking human motion using multiple cameras," Proc. International Conference on Pattern Recognition, 68-72, Vienna, Austria, August 1996.
- [24] R.T. Collins, A.J. Lipton, H. Fujiyoshi, and T. Kanade, "Algorithms for cooperative multisensor surveillance," Proc. IEEE, 89(10), 1456-1477, 2001.
- [25] A. Mittal, and L. Davis, "Unified multi-camera detection and tracking using region-matching," IEEE Workshop on Multi-Object Tracking, 3-10, Vancouver, Canada, July 2001.

Annexe E

Environnement de simulation

E.1 Outils de simulation disponibles

E.1.1 Environnements du domaine public

Les outils de simulation sont très populaires dans le domaine des télécommunications, car ils permettent d'étudier le comportement des réseaux sans le coût élevé du développement de prototypes. Ils permettent aussi de mettre en évidence les effets d'échelle, très importants dans les réseaux de capteurs. Les simulateurs du domaine public les plus utilisés sont ns-2 [1], OMNeT++ [2] et TOSSIM [3].

ns-2 est un simulateur à événements discrets qui fournit un support très important pour le protocole TCP des réseaux IP, ceux de routage et de multi-distribution. Le code ns-2 est développé à partir d'une combinaison de langage C et de scripts dans le langage TCL.

OMNeT++ est un simulateur à événements discrets plus récent basé sur le langage C++. Il est spécialisé pour la simulation des réseaux de télécommunication à cause de sa souplesse et de son architecture générique, qui lui permet aussi de simuler des systèmes d'information, des réseaux à files d'attente et des matériels. Beaucoup de fichiers source traitant de la mobilité et des réseaux ad-hoc existent pour cet environnement.

TOSSIM est le simulateur dédié à TinyOS [4, 5], système d'exploitation pour les réseaux de capteurs. Le mode d'exécution de TinyOS est dirigé par les événements. TOSSIM contient un modèle abstrait de chaque composant matériel d'un noeud, à partir duquel il en émule le comportement. En fait, un code identique à celui qui tournera sur les noeuds est simulé. Toutefois, TOSSIM ne permet pas d'estimer l'énergie consommée. PowerTOSSIM [6] est l'extension de TOSSIM qui contient un modèle de consommation d'énergie.

E.1.2 Simulateurs dérivés

Nous avons installé les trois environnements sur des micro-ordinateurs compatibles PC et Macintosh à base de processeurs Intel et examiné des simulateurs mis dans le domaine public basés sur ces environnements :

- NS-2 Sensor Simulator [7] : ce simulateur a été développé à l'Université de Melbourne et cible les problèmes de sécurité dans les réseaux de capteurs. Nos essais ont montré que ce simulateur souffrait encore de nombreuses erreurs. De plus, la nature statique de ns-2 ne facilite pas la procédure de modification des fonctions de protocole de base.
- LSU SensorSim [8] : ce simulateur a été développé à l'Université d'Etat de Louisiane en vue de créer une plate-forme de simulation pour explorer les problèmes de mise en réseau et les aspects calcul dans les réseaux de capteurs sans fil. Il a été développé autour de l'environnement OMNeT++, mais ne prend en compte que la norme IEEE 802.11.
- EYES [9] : ce simulateur, également basé sur l'environnement OMNeT++, a été développé par l'Université de Twente en vue d'introduire la mobilité dans les simulations de réseaux de capteurs. Cependant la modification du code est apparue très compliquée et inefficace avec ce simulateur.
- Castalia [10] : ce simulateur, également basé sur l'environnement OMNeT++, a été développé par le pôle d'excellence National ICT of Australia. Il est générique et son objectif principal est le test et la validation d'algorithmes et de protocoles distribués, avec des modèles réalistes de canaux sans fil et une puissance d'émission réglable pour le circuit radio.

Il existe également, dans le domaine public, des implémentations de la norme IEEE 802.15.4 ou Zigbee pour OMNeT++ [11], comme par exemple [12], ou pour TOSSIM, comme [13], ou intégré en standard avec la dernière version de ns-2 [14]. Il est également possible de trouver, pour le logiciel commercial Opnet [15, 16], des modèles IEEE802.15.4 [17], dont nous ne disposons pas de la licence, et que nous n'avons donc pu essayer.

En résumé, il existe beaucoup de modèles intégrables ou intégrés (permettant de remplir chacun une ou plusieurs des fonctionnalités que nous recherchons pour simuler des réseaux de capteurs Zigbee) dans les 3 environnements considérés, parmi lesquels le plus facilement extensible est OMNeT++. Cependant, certains problèmes de compatibilité entre ces modèles existent (structures de noeuds différentes entre autres).

Notre conclusion finale a été de développer notre propre simulateur, basé sur OMNeT++, en partant de la base LSU [8], en la complétant avec d'autres modèles de radio, normes et protocoles de routage et en y introduisant nos algorithmes d'optimisation de l'énergie consommée,

E.1.3 Description de OMNeT++

OMNeT++ (Objective Modular Network Test-bed in C++) est un environnement de simulation modulaire, basé sur des composants, dont le code source est dans le domaine public [18]. Il a été utilisé pour simuler des réseaux de communication et d'autres systèmes distribués. Le modèle OMNet++ est une collection de modules imbriqués de façon hiérarchique, comme montré à la figure E.1. Le module de plus haut niveau est appelé module système ou module réseau. Ce module contient un ou plusieurs sous-module(s), chacun d'eux pouvant, à son tour, contenir un ou plusieurs sous-module(s). Les modules peuvent être imbriqués sur une profondeur arbitraire, ce qui rend possible de décrire des modèles de systèmes complexes avec OMNeT++.

On peut distinguer entre des modules simples et des modules composés. Un module simple est associé à un fichier C++ qui décrit les comportements désirés et encapsule les algorithmes correspondants. Les modules simples se trouvent au niveau le plus bas de la hiérarchie des modules. Les utilisateurs implémentent les modules simples en C++ en utilisant la librairie de la classe simulation. Les modules composés consistent en une aggrégation de modules simples et ne sont pas directement associés à un fichier C++ décrivant des comportements.

Les modules communiquent en échangeant des messages. Chaque message peut être une structure de données complexe. Les messages peuvent s'échanger directement entre modules simples (sur la base des identifiants uniques des modules) ou à travers un ensemble de portes et de connexions. Les messages correspondent aux trames et paquets des réseaux d'ordinateurs. Le temps local dans la simulation avance quand un module reçoit des messages d'autres modules ou de lui-même. Les auto-messages sont utilisés par un module pour déclencher des événements futurs. La structure et l'interface des modules est spécifiée en utilisant un langage de description de réseau. Ceci permet d'implémenter les comportements de modules simples.

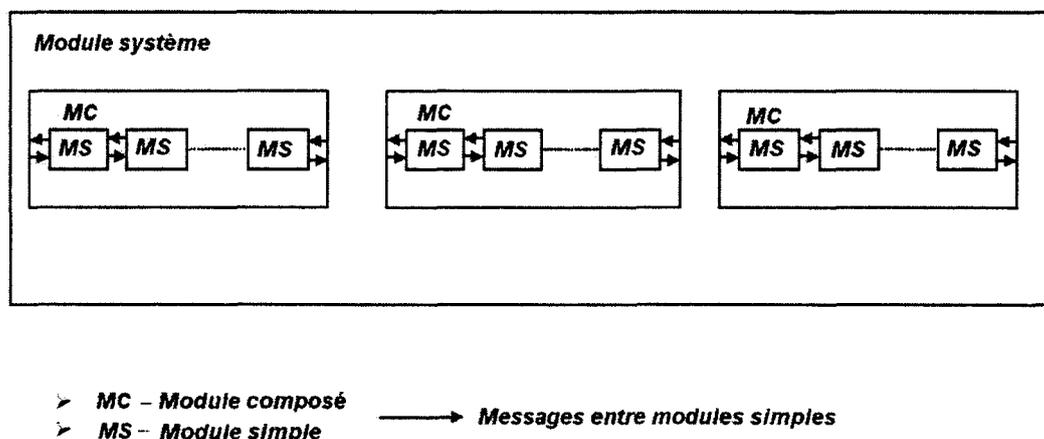


FIG. E.1 – Modules simples et composés dans OMNeT++.

L'exécution des simulations est facilement configurée à l'aide de fichiers d'initialisation. Les simulations détectent les événements générés et assurent la délivrance des messages vers les modules concernés aux instants corrects.

Les caractéristiques essentielles d'OMNeT++ sont les suivantes :

- OMNeT++ permet la conception de modèles de simulation modulaires, qui peuvent être combinés et ré-utilisés avec une grande souplesse.
- Il est possible de composer des modèles possédant une hiérarchie granulaire.
- L'approche orientée objet d'OMNeT++ permet une extension facile des classes de base fournies dans le noyau de simulation.
- Les composants du modèle sont compilés et liés à la librairie de simulation et à l'une des librairies d'interface utilisateur pour former un programme exécutable. Une des librairies d'interface utilisateur est optimisée pour une exécution à partir de lignes de commandes ou en traitement par lots. Les autres

emploient une interface graphique utilisateur (GUI) qui peut être utilisée pour obtenir un traçage de la simulation et la déverminer.

- OMNeT++ offre une librairie de simulation extensive qui inclut le support des entrées/sorties, des outils statistiques, des outils de collection de données, des utilitaires de présentation graphique des données issues de la simulation, des générateurs de nombres aléatoires et des structures de données pré-définies.
- Le noyau de simulation d'OMNeT++ utilise le C++, ce qui permet de l'embarquer dans des applications de plus grande taille.
- Les modèles d'OMNeT++ sont construits avec NED et omnetpp.ini et ne reposent pas sur l'utilisation de scripts, ce qui rend la configuration de plusieurs simulations successives plus simple.

Les sections suivantes décrivent l'implantation de notre scénario de simulation avec OMNeT++.

E.2 Conception de la simulation

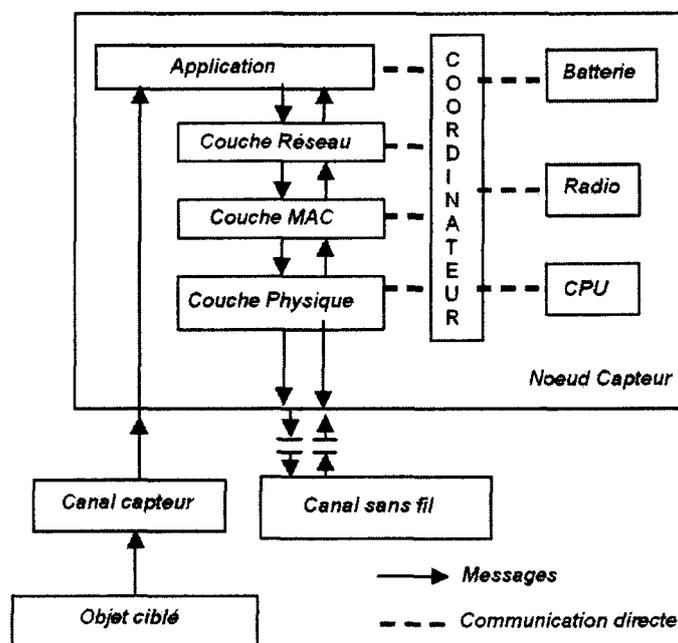


FIG. E.2 – Structure de base du noeud capteur.

Cette section présente l'architecture d'un nœud capteur. La topologie du réseau de capteurs dans nos simulations est dérivée des notions de modules simples et composés d'OMNeT++. Comme montré à la figure E.1, les couches d'un nœud se comportent comme des modules simples, alors qu'un nœud capteur est un module composé, l'ensemble des nœuds capteurs constituant le réseau de capteurs, décrit comme le module système. L'architecture d'un nœud capteur est décrite à la figure E.2.

Chaque couche d'un nœud capteur est représentée comme un module simple dans OMNeT++. Les couches communiquent entre elles à travers des portes et chacune des couches possède une référence au coordinateur. La structure d'une couche est représentée à la figure E.3.

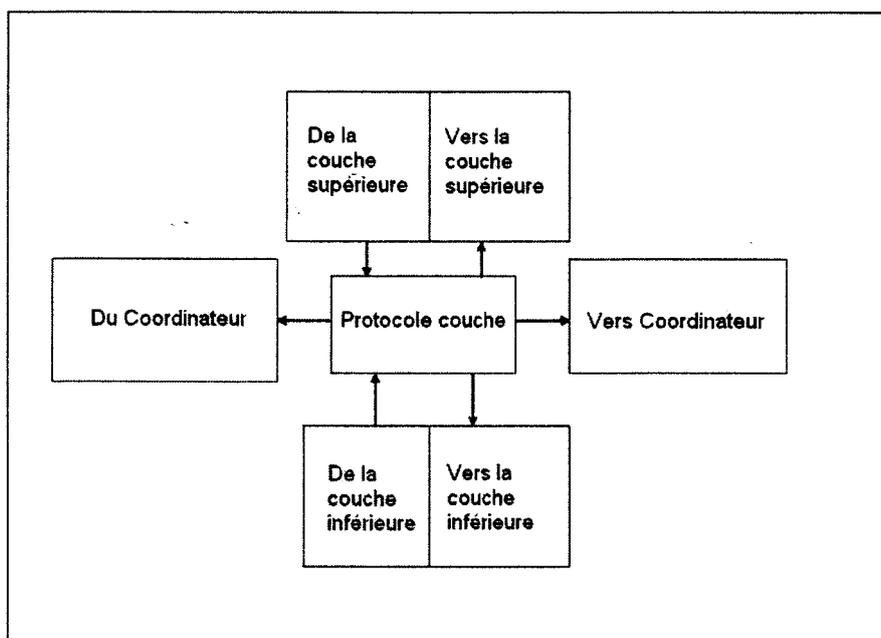


FIG. E.3 – Représentation d’une couche dans un noeud capteur.

Ces modules simples sont connectés conformément à la structure en couches du noeud capteur. Les différentes couches d’un noeud capteur possèdent des portes vers les autres couches du noeud, formant ainsi une pile logicielle de noeud capteur. Un module simple possédant une fonctionnalité de canal sans fil est utilisé pour communiquer avec les autres modules composés (autres noeuds capteurs) à travers des portes multiples. Les fonctionnalités apportées par chaque module sont décrites ci-dessous (modules radio, CPU, batterie, qui forment le modèle matériel d’un noeud capteur).

Un module coordinateur possède la fonctionnalité de coordonner les activités du matériel et des modules logiciels du noeud capteur. Il est principalement utilisé pour assurer les communications entre couches. Ce coordinateur doit être étendu et on doit lui ajouter de nouvelles fonctionnalités pour accéder aux propriétés de nouveaux éléments matériels embarqués dans le noeud capteur. Comme montré dans la figure E.3, la classe coordinateur possède la référence de toutes les couches dans le noeud capteur et toutes ces couches peuvent accéder à l’implémentation de la classe coordinateur. Ainsi, par l’intermédiaire du coordinateur, une couche quelconque peut accéder aux propriétés des autres couches et les mettre à jour. Par exemple, le module batterie doit être informé d’une transmission ou d’une réception de paquets en cours par le module physique, afin que la consommation d’énergie soit mise correctement à jour au niveau du noeud. Durant la simulation, la classe coordinateur est responsable de l’enregistrement du noeud capteur auprès du réseau de capteurs. Cet enregistrement du noeud capteur constitue une indication du fait que le noeud capteur est actif et fonctionne. Lorsque l’énergie disponible est complètement épuisée, le noeud doit invalider son enregistrement auprès du réseau de capteurs.

Les connexions entre deux couches quelconques s’effectuent à travers des portes et la communication se produit sous forme de messages.

E.2.1 Modèles matériels

E.2.1.1 Modèle de batterie

Ce module est un composant essentiel du noeud capteur, qui fournit l'énergie nécessaire aux modules radio, CPU et capteurs. Comme la batterie est connectée à tous les autres composants matériels d'un noeud, sa réserve d'énergie décroît d'une façon dépendant de la consommation de chacun de ces composants. A intervalles réguliers, le module doit donc mettre à jour sa réserve d'énergie, d'une façon qui dépend du type de la batterie. Plusieurs modèles sont implémentés, comme le modèle de batterie linéaire ou le modèle dépendant de la vitesse de décharge. Lorsque tous les composants matériels indiquent leur consommation de puissance, connaissant le courant de décharge I de la batterie, tiré par l'ensemble du noeud capteur, il est possible d'estimer la durée de vie T de la batterie (en heures) comme $T = C/I$, où C est la capacité restante de la batterie (en $A \times h$). La capacité résiduelle peut être calculée en supposant un modèle linéaire ou dépendant de la vitesse de décharge. Dans le modèle linéaire, on a :

$$C = C_{in} - \int_{\Delta t} I(t) \Delta t \quad (E.1)$$

avec C_{in} la capacité initiale de la batterie and $I(t)$ le courant tiré par le noeud capteur pendant la durée Δt .

Ce modèle suppose l'absence d'auto-décharge et de détérioration avec l'âge de la batterie. Le modèle dépendant de la vitesse de décharge suppose que des vitesses de décharge plus élevées réduisent effectivement la capacité de la batterie. Pour permettre l'implémentation de modèles variés, une classe abstraite de base du module batterie est disponible, dont les sous-classes décriront le comportement des divers types de batterie. Actuellement deux sous-classes existent qui reprennent le modèle linéaire et celui dépendant de la vitesses de décharge. D'autres sous-classes peuvent être ajoutées à volonté.

E.2.1.2 Modèle de CPU

Les noeuds d'un réseau de capteurs sont généralement équipés de processeurs bas de gamme ou de microcontrôleurs. La consommation de puissance pour effectuer les opérations variées doit en effet être très basse. Un ensemble standard de paramètres de consommation d'énergie est utilisé par le modèle CPU (processeur). Les niveaux de consommation sont différents dans les états en attente (idle), en sommeil (sleep) et actif. Ce modèle de consommation est important et peut conduire à des estimations totalement erronées de la consommation du réseau. De nouveaux modèles de processeur peuvent être ajoutés, dotés de capacités supérieures et d'un modèle de consommation plus élaboré, pour tester des applications diverses. Une classe abstraite de base est fournie pour le CPU, qui définit l'interface de ce module avec le coordinateur et la batterie. Des sous-classes permettent de décrire des processeurs variés (ARM, AVR, PIC, MPS450, ...).

E.2.1.3 Modèle radio

Ce modèle est utilisé pour caractériser les propriétés de l'antenne et du circuit radio du noeud. Une classe abstraite de base est fournie pour les différents modèles radio. Une sous-classe simple met à jour l'énergie

de la batterie en fonction de l'état de la radio (en attente, en sommeil, en transmission ou en réception). Les valeurs des différentes propriétés (consommations dans les divers états) peuvent être transmises par l'intermédiaire du fichier de configuration.

E.2.2 Modèle de canal sans fil

Ce modèle contrôle et maintient toutes les connexions potentielles entre les noeuds capteurs. Ces connexions statiques sont fournies par tous les noeuds vers le module canal sans fil et du canal sans fil vers tous les noeuds dans le fichier NED. Elles permettent aux noeuds capteurs d'échanger des données et de communiquer entre eux. Tout message est envoyé par un noeud à tous ses voisins situés à portée de communication avec un retard d égal au rapport de la distance entre noeuds émetteur et récepteur divisée par la vitesse de la lumière. Divers modèles de propagation sont utilisés pour prédire la puissance du signal reçu pour chaque paquet envoyé. Ces modèles affectent la région de communication entre 2 noeuds et sont incorporés au canal sans fil

E.2.2.1 Modèle de propagation en espace libre

Ce modèle suppose des conditions de propagation idéales, c'est-à-dire l'existence d'un chemin unique direct entre émetteur et récepteur. La puissance du signal reçu en espace libre à la distance d de l'émetteur est donnée par [19] ;

$$P_r = (P_t G_t G_r \lambda^2) / [(4 \pi^2) d^2 L^2] \quad (\text{E.2})$$

où P_t est la puissance du signal transmis, P_r est celle du signal reçu, G_t et G_r sont les gains d'antenne respectifs de l'émetteur et du récepteur, L représente les pertes du système et λ est la longueur d'onde.

E.2.2.2 Modèle de réflexion à deux rayons

Un chemin direct unique est rarement obtenu entre deux stations. On considère souvent un modèle à deux rayons, dont l'un correspond au trajet direct précédent et l'autre à la réflexion sur le sol. Ce modèle donne des résultats plus précis à grande distance que le modèle d'espace libre. La puissance reçue à une distance d est alors :

$$P_r = (P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2) / (d^4 L) \quad (\text{E.3})$$

où h_t et h_r sont les hauteurs respectives des antennes émettrice et réceptrice.

L'équation (E.3) correspond à une diminution de puissance plus rapide que celle prévue par l'équation (E.2) du modèle d'espace libre.

E.2.2.3 Modèles de Rayleigh et de Rice

Dans certains cas, un grand nombre de chemins existe entre émetteur et récepteur (réflexions multiples, diffusion). Les modèles probabilistes permettent alors de modéliser la propagation des ondes radio de

façon plus réaliste. Typiquement, la puissance moyenne reçue à une distance donnée est encore calculée par un modèle en espace libre, mais la puissance individuelle reçue pour chaque trame reçue est déterminée à partir d'une distribution de probabilité, dont la puissance moyenne reçue est un des paramètres.

Un représentant bien connu de ces modèles probabilistes est le modèle de Rayleigh [19] qui est caractérisé par une absence de trajet direct : les puissances reçues suivent une distribution de Rayleigh, dont la moyenne est la puissance moyenne reçue. L'amplitude complexe pour la trame p reçue suit la loi :

$$\alpha_p(t) = \rho_p(t) \exp(j\phi_p(t)) \quad (\text{E.4})$$

$$p(\rho) = \frac{\rho}{\sigma_\alpha^2} \exp\left(\frac{-\rho^2}{2\sigma_\alpha^2}\right) \quad (\text{E.5})$$

la phase $\phi_p(t)$ étant uniformément distribuée.

Le modèle de Rice [19] est simplement obtenu en rajoutant le trajet direct (composante déterministe).

L'introduction d'autres modèles, comme celui du masquage selon la loi log-normale [19] et de la distribution de Nakagami [20], est prévue.

E.2.3 Pile du noeud capteur

Un module simple de couche application, situé au niveau le plus élevé de la hiérarchie du noeud capteur, simule le comportement de la couche application. Ce module communique avec le module réseau de base à travers des portes pour gérer toutes sortes de messages. Ce module réseau de base simule les paquets envoyés et reçus par les noeuds du réseau. Pour cela, il ajoute un en-tête réseau aux messages reçus du module couche d'application. Les caractéristiques plus particulières de ce module dépendent du protocole de routage implémenté (par exemple diffusion dirigée). La structure du paquet de la couche réseau envoyé à la couche MAC contient le prochain saut sur le chemin entre émetteur et récepteur. La couche MAC procure l'interface entre la couche physique et la couche routage. Cette structure modulaire des entités simulées avec OMNeT++ rend la simulation beaucoup plus souple et paramétrable qu'avec ns-2.

E.2.4 Détails d'implémentation et travaux à accomplir

En utilisant le simulateur décrit ci-dessus, il est possible d'implémenter la diffusion dirigée au niveau de la couche réseau, à l'aide du protocole GEAR [21], et la couche MAC 802.11b au niveau de la couche MAC. Ceci correspond au diagramme bloc de la figure E.4, où le module réseau sans fil génère simplement des paquets de requête, puis les transmet à la couche réseau, et la couche physique est vide (n'accomplit aucune action).

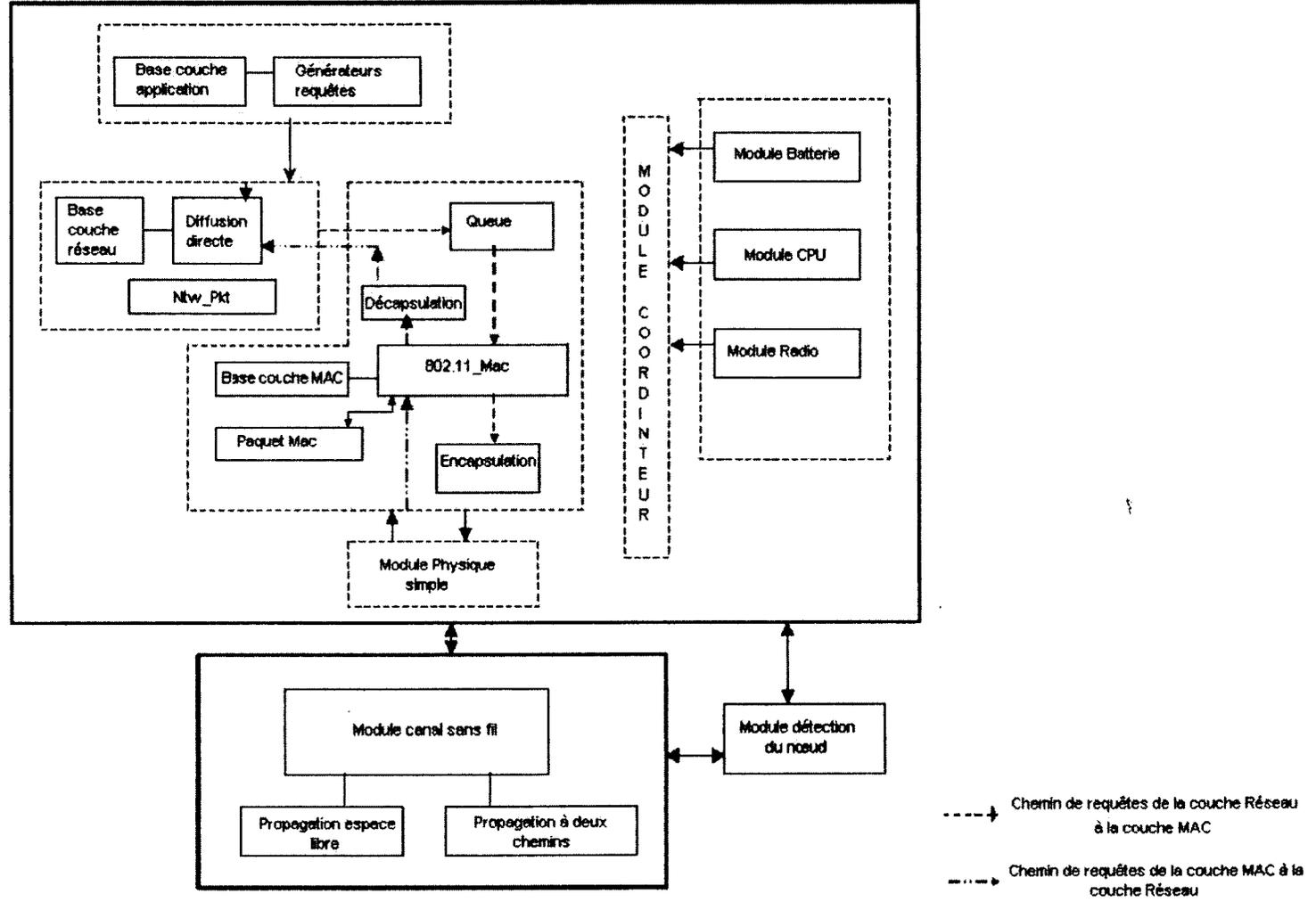
Une fois le simulateur réalisé et testé sur des scénarios simples comme celui ci-dessus (tâche en cours), il conviendra de l'enrichir en lui ajoutant les protocoles Zigbee au niveau de la couche MAC et divers protocoles de routage. Il sera ainsi possible d'introduire diverses fonctions de coût à minimiser au niveau de ce routage, tenant compte de la consommation d'énergie et de divers autres paramètres, dans les

algorithmes que nous avons proposés. Ces algorithmes pourront aussi être aidés par l'établissement d'une carte d'énergie, comme expliqué dans la section 5.3.3.4 du chapitre 5, et dont il faudra tester les conditions de fonctionnement.

Bibliographie

- [1] "The network simulator - ns-2," June 2005, <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>.
- [2] "Omnet++ community site," November 2005, <http://www.omnetpp.org/>.
- [3] P. Levis, N. Lee, M. Welsh, and D. Culler. "Tossim : accurate and scalable simulation of entire tinys applications," in SenSys '03, Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems, pages 126–137, New York, NY, USA, 2003. ACM Press.
- [4] P. Levis, S. Madden, D. Gay, J. Polastre, R. Szewczyk, K. Whitehouse, A. Woo, D. Gay, J. Hill, M. Welsh, E. Brewer, and D. Culler. "Tinyos : An operating system for sensor networks," in W. Weber, J. Rabaey, and E. Aarts, editors, Ambient Intelligence. Springer-Verlag, 2005.
- [5] TinyOS Home Page, <http://www.tinyos.net>.
- [6] V. Shnayder, M. Hempstead, B. Chen, G. W. Allen, and M. Welsh, "Simulating the power consumption of large-scale sensor network applications.," in SynSys, pages 188–200, 2004.
- [7] C. E. Loo, M. Y. Ng, C. Leckie, and M. Palaniswami, "Intrusion detection for sensor networks," 2004.
- [8] S. Iyengar, V. Kunchakarra, and A. Suri, "Lsu sensorsimulator - user manual," tech. rep., Department of Computer Science, LSU, January 2005.
- [9] "Eyes wsn simulation framework," April 2005. <http://wwwes.cs.utwente.nl/ewnsim/>.
- [10] <http://castalia.npc.nicta.com.au/>.
- [11] J. Zheng and M. J. Lee, "A Comprehensive Performance Study of IEEE 802.15.4," Sensor Network Operations, IEEE Press, Wiley InterScience, Chapter 4, pp. 218-237, 2006.
- [12] F. Chen, and F. Dressler, "A Simulation Model of IEEE 802.15.4 in OMNeT++," Proceedings of 6. GI/ITG KuVS Fachgespräch Drahtlose Sensornetze, Poster Session, Aachen, Germany, pp. 35-38, July 2007.
- [13] C. Suh, J. Joung, and Y. Ko, "New RF Models of the TinyOS Simulator for IEEE 802.15.4 Standard," IEEE Wireless Communications & Networking Conference (WCNC'07), Mar. 2007.
- [14] S. Khazzam, "IEEE 802.15.4 MAC Protocol Model (used in ZigBee low-rate WPAN)," OPNET contributed model, Nov 2005.
- [15] Opnet Tech. Inc., Opnet Modeler - ver. 11.5A, <http://www.opnet.com/>.
- [16] A. Koubaa, M. Alves, B. Nefzi, and Y. Q. Song, "Improving the IEEE 802.15.4 Slotted CSMA/CA MAC for Time-Critical Events in Wireless Sensor Networks," Workshop on Real Time Networks RTN'06, Jul. 2006.
- [17] IEEE 802.15.4 OPNET Simulation Model, <http://www.open-zb.net/>.

FIG. E.4 – Implémentation d'un scénario.



- [18] A. Vargas, "OMNET++Discrete Event Simulation System," version 2.3 edition, 2003.
- [19] T. S. Rappaport. "WirelessCommunications : Principles & Practise," PrenticeHall, Communications Engineering and Emerging Technologies Series. PrenticeHall PTR, UpperSaddleRiver, NJ07458, 1996.
- [20] M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula for intensity distribution of rapid fadin,". inW. G. Hoffman, editor, Statistical Methods in Radio Wave Propagation. Pergamon, Oxford, U.K., 1960.
- [21] C. Intanagonwivat, R. Govindan, D. Estrin, J. Heidemann, and F. Silva, "Directed Diffusion for Wireless Sensor Networking," IEEE/ACM Transactions on Networking, 11(1), pages 2-16, February 2003.

Liste des publications et communications internationales

- **F. Shebli**, I. Dayoub, J.M. Rouvaen, A. Zaouche, "A New Optimization Approach for energy Consumption within Wireless Sensor Networks," AICT, p. 14, The Third Advanced International Conference on Telecommunications (AICT'07), Morne, Mauritius, 2007.
- **F. Shebli**, I. Dayoub, J.M. Rouvaen, N. Al-Houlou, "A new management approach for finding an optimal path in an ad-hoc network", The Third International Conference on Networking and Services (ICNS'07), Athens, Greece, 2007.
- **F. Shebli**, I. Dayoub, A. Okassa-M'foubat and J.M. Rouvaen, "Minimizing energy consumption within wireless sensors networks using optimal transmission range between nodes," 2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communication, 24-27 November, 2007, Dubai, United Arab Emirates.
- **F. Shebli**, I. Dayoub and J.M. Rouvaen, "Minimizing energy consumption within wireless sensors networks," Ubiquitous Computing and Communication Journal (UBICC), pages 19-24, UBICC 2007.
- **F. Shebli**, I. Dayoub and J.M. Rouvaen, "Optimal nodes positions within wireless sensors networks," 4th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2008), Avignon, France. Soumis.
- A. Okassa-M'foubat, I. Dayoub, **F. Shebli** and J. M. Rouvaen, "Influence of bias compensation on the Parallel Interference Cancellation in DS-CDMA Optical Networks," Proceedings of IEEE Globecom 2007 Optical Networks and Systems Symposium, Washington, USA, 2007.
- A. Zaouche, I. Dayoub, J.M. Rouvaen and **F. Shebli**, "Global Blind Equalization Via Generalized Pattern Search Optimisation and Channel Surfing Reinitialization," The IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications, (WOC 2007), Montreal, Canada, 2007.

Bibliothèque Universitaire de Valenciennes



00900516