



**HAL**  
open science

## Contribution à la modélisation et l'optimisation des systèmes radio ambiants en réseau.

Jean-Marie Gorce

► **To cite this version:**

Jean-Marie Gorce. Contribution à la modélisation et l'optimisation des systèmes radio ambiants en réseau.. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Lyon; Université Claude Bernard - Lyon I, 2007. tel-00406212

**HAL Id: tel-00406212**

**<https://theses.hal.science/tel-00406212>**

Submitted on 21 Jul 2009

**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.

Année 2007  
Université Claude Bernard Lyon I  
INSA Lyon

Habilitation à Diriger des Recherches

présentée par

Jean-Marie GORCE

Docteur, INSA-Lyon

Maître de conférences, INSA-Lyon

**Contribution à  
la modélisation et l'optimisation  
des systèmes radio ambiants  
en réseau.**

29 novembre 2007

Jury

Président du jury

Rapporteurs

Inbar FIJALKOW

Professeur (université de Cergy)

Samuel PIERRE

Professeur (Polytechnique Montréal)

Alain SIBILLE

Enseignant - chercheur (ENSTA)

Examineurs

Pierre DUHAMEL

Professeur (SUPELEC)

Guillaume GELLÉ

Professeur (université de Reims)

Isabelle GUERIN-LASSOUS

Professeur (UCB, Lyon 1)

Stéphane UBÉDA

Professeur (INSA, Lyon)



## Remerciements

C'est en 1999 après un séjour postdoctoral à Genève, que j'ai démarré ma carrière d'enseignant-chercheur, en délaissant l'imagerie médicale pour les radiocommunications. Ce changement de thématique était un pari, et je remercie tous ceux qui m'ont aider à le réussir. J'exprime toute mon amitié et ma reconnaissance à Stéphane et Stéphane qui furent mes deux premiers collègues, avant même l'existence du CITI. J'adresse également mon amitié à ceux qui nous ont rejoints, Fabrice, Isabelle(s), Eric, Guillaume(s), Antoine(s) et, pour n'oublier personne, tous les suivants. J'adresse un clin d'oeil amical à ceux qui n'ont fait que passer mais qui ont contribué à la naissance du CITI. Anne en particulier, qui a beaucoup donné. J'adresse une chaleureuse poignée de mains à Jacques, avec qui j'ai passé tant d'heures sur les TPs et la fameuse plate-forme radiocoms, ainsi qu'à tous ceux qui ont contribué à l'équipe 'radio', Guillaume, Hervé, Xavier, Pierre-François.

Je n'oublie pas le département, Claude et Hugues en particulier qui m'ont convaincu de rejoindre le département Télécoms, et tous les collègues, anciens et nouveaux.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont bénéficié de nombreuses collaborations officielles et officieuses, de nombreuses discussions de couloir et d'échanges prolongés avec des collègues, jeunes thésards ou professeurs confirmés. Je les en remercie chaleureusement. Tous ces projets n'auraient pas vu le jour sans la contribution majeure des étudiants. Que Katia, Guillaume et Philippe, qui ont osé démarré une thèse dans un laboratoire en création soient remerciés pour la qualité de leur travail abouti, ou presque. Que Ruifeng, Benoit et Nicolas soient également remerciés de la confiance qu'ils m'ont témoignée en me demandant de les suivre en thèse. Je ne veux pas non plus oublier les étudiants de master (ou de DEA), et en particulier Eric, Philippe, Régis et Thanh Ha. Je remercie également les étudiants de Télécoms qui en nous obligeant à nous surpasser, nous permettent de garder les pieds sur terre. L'enseignement et la recherche sont pour moi indissociables.

J'adresse toute ma gratitude aux trois personnes qui ont accepté de rapporter sur mon travail : Inbar Fijalkow, dont les compétences en traitement du signal apporteront un éclairage important à ce travail. Samuel Pierre qui a accepté dès le premier courriel de venir porter un jugement 'outre-atlantique' mais néanmoins francophone sur mon mémoire. Ses compétences reconnues en réseau et son intérêt pour les démarches transversales le désignaient naturellement pour cela. Alain Sibille enfin, dont les compétences en propagation et la connaissance des systèmes de radiocommunications apporteront un point de vue complémentaire sur ce travail.

Je remercie également Pierre Duhamel, qui après avoir rapporté sur mon mémoire de thèse il y a presque 10 ans, a accepté de participer à ce jury. Je remercie également Guillaume Gellé, pour les précieux conseils qu'il m'a prodigués lors de la préparation de cette habilitation et pour sa participation au jury. Je remercie enfin pour leur participation à ce jury, et pour le reste, Isabelle Guerin-Lassous et Stéphane Ubéda.

J'exprime toute ma reconnaissance à mes parents, ma famille et mes amis, pour leur soutien sans faille.

Et pour finir,

je dédie ce manuscrit

à Christine,  
sans qui rien ne serait possible,

à Blandine,  
à Romain,  
à Lisa,  
sans qui rien n'aurait de sens.



# Table des matières

<b>I</b>	<b>CV détaillé</b>	<b>3</b>
1.1	Contexte . . . . .	7
1.2	Activités de recherche . . . . .	7
1.2.1	Travaux de thèse et de postdoc : Imagerie médicale . . . . .	7
1.2.2	Activités de recherche actuelles : Radiocommunications . . . . .	8
1.3	Encadrement doctoral . . . . .	10
1.3.1	Thèses de doctorat . . . . .	10
1.3.2	Master ou DEA . . . . .	11
1.4	Animation scientifique et projets de recherche académique . . . . .	12
1.5	Projets en relations avec le monde socio-économique . . . . .	13
1.6	Rayonnement scientifique . . . . .	14
1.7	Activités d'enseignement . . . . .	16
1.8	Responsabilités administratives et pédagogiques . . . . .	18
<b>II</b>	<b>Synthèse des travaux de recherche</b>	<b>25</b>
<b>1</b>	<b>Modélisation réaliste des réseaux radio</b>	<b>27</b>
1.1	Introduction . . . . .	28
1.2	Modèle géométrique . . . . .	29
1.3	Modélisation du canal radio . . . . .	31
1.3.1	L'affaiblissement . . . . .	31
1.3.2	Les effets de masque (Shadowing) . . . . .	32
1.3.3	Les évanouissements non sélectifs . . . . .	35
1.3.4	Synthèse . . . . .	36
1.4	Modélisation de l'interface radio . . . . .	37
1.4.1	Voisinage probabiliste des noeuds . . . . .	37
1.4.2	Modélisation de l'erreur . . . . .	37
1.4.3	Synthèse . . . . .	39
1.4.4	Modélisation des interférences . . . . .	40
1.5	Synthèse . . . . .	41
<b>2</b>	<b>L'approche MR-FDPF</b>	<b>43</b>
2.1	Objectifs . . . . .	44
2.2	Etat de l'art . . . . .	44
2.2.1	Modèles empiriques . . . . .	45
2.2.2	Modèles géométriques . . . . .	45
2.2.3	Modèles discrets . . . . .	46

2.3	ParFlow : un automate temporel . . . . .	46
2.3.1	Fondements . . . . .	46
2.3.2	Algorithme temporel . . . . .	47
2.4	Approche fréquentielle (FDPF) . . . . .	48
2.4.1	Transformée de Fourier . . . . .	48
2.4.2	Réduction d'espace . . . . .	49
2.5	Approche multi-résolution (MR-FDPF) . . . . .	50
2.5.1	Le noeud multi-résolution . . . . .	50
2.5.2	Relations récursives entre MR-noeuds . . . . .	51
2.5.3	L'algorithme MR-FDPF . . . . .	52
2.6	ParFlow3D . . . . .	56
2.7	Conclusion et perspectives . . . . .	57
<b>3</b>	<b>Adaptation à la simulation réaliste du canal radio</b>	<b>61</b>
3.1	Introduction . . . . .	62
3.2	Prédiction de la puissance moyenne . . . . .	62
3.2.1	Approximations . . . . .	62
3.2.2	Etalonnage de la méthode . . . . .	64
3.2.3	Extension 2,5D de la méthode MR-FDPF . . . . .	64
3.2.4	Résultat de prédiction de couverture . . . . .	64
3.3	Extension du moteur pour le milieu urbain . . . . .	67
3.3.1	Adaptation du moteur à la prédiction en zones urbaines . . . . .	67
3.3.2	Interaction Outdoor-Indoor . . . . .	67
3.4	Etude paramétrique du canal radio . . . . .	69
3.4.1	Estimation des statistiques d'évanouissements non sélectifs . . . . .	69
3.4.2	Estimation de la réponse impulsionnelle . . . . .	70
3.4.3	Estimation des angles d'arrivée . . . . .	71
3.4.4	Simulation d'antennes directives . . . . .	73
3.5	Conclusion . . . . .	76
<b>4</b>	<b>Performances du lien radio</b>	<b>79</b>
4.1	Introduction . . . . .	80
4.2	Analyse des performances sur lien radio réaliste . . . . .	81
4.2.1	Motivations . . . . .	81
4.2.2	Etat de l'art . . . . .	82
4.2.3	Expression inversible du SEP . . . . .	83
4.2.4	Extension aux canaux MIMO . . . . .	84
4.2.5	Calcul du SEO . . . . .	86
4.3	Réjection d'interférences . . . . .	87
4.4	Plate-forme radio logicielle expérimentale . . . . .	89
4.5	Conclusion et perspectives . . . . .	91
<b>5</b>	<b>Planification des RLANs</b>	<b>95</b>
5.1	Introduction . . . . .	96
5.2	Définition des critères de planification . . . . .	98
5.2.1	Formalisme général . . . . .	98
5.2.2	Formulation locale des critères . . . . .	99
5.2.3	critère de couverture . . . . .	99

5.2.4	Critère d'interférence . . . . .	100
5.2.5	critère de QoS . . . . .	100
5.3	Optimisation multi-objectifs . . . . .	102
5.3.1	Formulation . . . . .	102
5.3.2	Une heuristique multi-objectifs pour la planification . . . . .	103
5.3.3	Selection finale des solutions optimales dans le front de Pareto . . . . .	104
5.3.4	L'allocation des canaux . . . . .	104
5.4	Application à la localisation . . . . .	104
5.5	Conclusion et perspectives . . . . .	107
<b>6</b>	<b>Réseaux de capteurs</b>	<b>111</b>
6.1	Introduction . . . . .	112
6.2	Connectivité . . . . .	113
6.2.1	Position du problème . . . . .	113
6.2.2	Degré des noeuds . . . . .	114
6.2.3	Introduction d'un canal réaliste . . . . .	115
6.2.4	Connectivité opportuniste . . . . .	117
6.3	Conclusions et perspectives . . . . .	120
6.3.1	Systèmes coopératifs . . . . .	120
6.3.2	Algorithmie distribuée . . . . .	122
6.3.3	Les réseaux ultra-large bande . . . . .	124
<b>7</b>	<b>Perspectives de recherche</b>	<b>129</b>
7.1	Cadre général . . . . .	130
7.2	Applications cibles . . . . .	130
7.3	Axes de recherche . . . . .	132
7.3.1	Evaluation multi-objectifs . . . . .	132
7.3.2	Approches coopératives . . . . .	133
7.3.3	La radio-logicielle . . . . .	133
7.3.4	Simulation et modélisation du canal radio . . . . .	133





**Liste d'acronymes**

AP	: Access Point (Point d'accès)
BAN	: Body Area Network
BBAG	: Bruit Blanc Additif Gaussien
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CCI	: Co-Channel Interference
CDMA	: Code Division Multiple Access (AMRC, accès multiple par répartition en codes)
CSMA/CA	: Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance (protocole d'accès au canal)
d.d.p.	: densité de probabilité
DOA	: Direction of Arrival (angle d'arrivée)
FDPF	: Frequency Domain Partial Flows (méthode des flux partiels dans le domaine fréquentiel)
FDTD	: Finite Difference Time Domain (méthode des différences finies dans le domaine temporel)
GSM	: Global System for Mobile Communication
GPS	: Global Positioning System
ISM	: bande de fréquences radio Ingénierie, Sciences et Médecine
MAC	: Medium Access Control. Couche d'accès au canal radio
MGF	: Fonction Génératrice des Moments
MR-FDPF	: Multi-Resolution Frequency Domain Partial Flows (algorithme multi-résolution pour la méthode des flux partielles dans le domaine fréquentiel)
MR-noeud	: noeud multi-résolution
MIMO	: Multiple Input Multiple Output (entrées multiples - sorties multiples)
MUD-MLSE	: Multi-user Detection - Maximum Likelihood Sequence Estimator (détection multi-utilisateurs - estimateur de séquence à maximum de vraisemblance)
MWM	: Multi-Wall Model (modèle à murs multiples)
PCI	: Partial Channel Interference (Interférences entre canaux partiellement recouvrants)
PHY	: couche physique
PIC	: Parallel Interference Cancellation (annuleur d'interférences parallèle)
PSK	: Phase Shift Keying modulation
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QoS	: Qualité de service
RFid	: Radio-Frequency Identity
RLAN	: 'radio LAN' réseaux locaux sans fils
RSB	: rapport signal à bruit
RSBI	: rapport signal à bruit plus interférences
RTS/CTS	: Request to Sent / Clear to Send
SEP	: Symbol Error Probability (probabilité d'erreur symbole)
SEO	: Symbol Error Outage (taux de coupure)
SIC	: Serial Interference Cancellation (annuleur d'interférences série)
TEP	: taux d'erreur paquet
TLM	: Transmission Line Matrix (matrice des lignes de transmission)
TNT	: Télévision Numérique Terrestre
TOA	: Time Of Arrival (temps d'arrivée)
VSA	: Vector Signal analyzer (analyseur de signaux vectoriels)
WiMax	: Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	: Zéro-forcing



Première partie

CV détaillé



# Curriculum Vitae

Jean-Marie GORCE

Né le 13 octobre 1970 à Belfort

marié, 3 enfants

INSA Lyon, laboratoire CITI

bat Léonard de Vinci

21 avenue Jean Capelle

69621 Villeurbanne cedex

## Situation actuelle

Maître de conférences, INSA de Lyon, depuis le 1er octobre 1999

- Enseignement : département Télécommunications, Services et Usages

- Recherche : laboratoire CITI, EA 3720

projet ARES de l'INRIA

Titulaire de la PEDR depuis le 1er octobre 2003

## Cursus Universitaire

1988 Baccalauréat série C

1990 DEUG, mathématiques appliquées, université de Bourgogne

1993 Diplôme d'Ingénieur en Génie Electrique, INSA Lyon

1993 Diplôme d'Etudes Approfondies en Génie Biologique et Médical, INSA Lyon

1998 Thèse de Doctorat, label européen, INSA Lyon, 1er Juillet 1998

mention très honorable.

" Analyse spectrale locale par modélisation autorégressive spatialement régularisée.

Application aux images de radiofréquence en échocardiographie ultrasonore."

Composition du jury :

Directeur de thèse : Denis Friboulet

Rapporteurs : Guy Demoment, Pierre Duhamel, Paul Suetens, Anton van der Steen

Examineurs : Isabelle Magnin, Gérard Gimenez

## Déroulement de carrière

1994-97 Allocataire de recherche (MENSUR), Vacataire IUT-B Villeurbanne

1998-99 Chercheur post-doctorant chez Bracco Research S.A., Genève, SUISSE

1999-07 Maître de conférences, INSA Lyon

---

## Synthèse des activités de recherche

**Thème de recherche** Mes activités de recherche depuis 1999 se sont déroulées au laboratoire CITI et au sein du projet ARES de l'INRIA. Mes travaux de recherche ont trait à la modélisation, la simulation et l'amélioration des performances des réseaux sans fil, au niveau la couche physique, mais en lien avec les couches supérieures.

### Publications

- 11 publications dans des revues internationales avec comité de lecture
- 32 communications internationales dans des conférences avec comité de lecture
- 1 exposé invité à Algotel 2007
- 1 brevet et 1 logiciel déposés
- 1 article encyclopédique de vulgarisation

### Responsabilités scientifiques

- Responsable de l'axe radio au CITI
- Membre des CSES 61 de l'INSA (élu) et de l'UCB Lyon 1 (nommé)
- Membre du conseil scientifique de la filière ISSI du master recherche SIDS, et correspondant pour le département TC

### Interactions avec la communauté scientifique internationale

- Editeur associé de la revue *Telecommunication Systems Journal*, Springer
- Relecteur : IEEE WCM, IEEE trans on Wireless Com., EURASIP JWCN, SP
- Collaborations :  
Cristina Comaniciu, Stevens Institute of Technology, New Jersey, USA  
Sami Tabane, Médiatron, Tunisie  
Jie Zhang, University of Bedfordshire, UK

### Encadrement de jeunes chercheurs

- 1 thèse en co-encadrement soutenue en octobre 2005
- 1 thèse en co-encadrement avec une soutenance prévue pour le 12 décembre 2007
- 4 thèses en co-encadrement en cours
- 1 postdoc (année 2005-06)
- 9 DEA/masters en formation Instrumentation, Système, Signal, Images
- 2 masters en formation Informatique

### Projets et activités contractuelles

- Projets nationaux : 1 ACI, 1 ARC INRIA, 2 ANR
- Responsable du projet européen DistMo4wnet (bourse Marie Curie)
- Partenariats industriels avec France Telecoms R&D, Alcatel
- Contrats de valorisation avec INSAVALOR (3 contrats, 1999, 2001, 2003)

---

## 1.1 Contexte

J'ai été recruté en octobre 1999, à l'INSA de Lyon, un an après la création du département Télécommunications, Service et Usages. En enseignement, ma tâche était d'une part d'assurer la montée en puissance de la troisième année (doublement des effectifs) et de participer à la mise en place de la quatrième année. J'ai monté des cours, TDs et TP en particulier sur la thématique des radiocommunications.

Concernant la recherche, j'ai eu pour mission de participer à la création d'une nouvelle équipe de recherche, avec Stéphane Frénot, maître de conférences également recruté en 1999, et sous la direction du Professeur Stéphane Ubéda recruté en janvier 2000. L'objectif fixé par la direction de l'INSA de l'époque, était la mise en place d'une équipe de recherche télécoms, transversale et dédiée aux nouvelles technologies. Nous avons travaillé à la définition d'un projet de recherche, que nous avons très vite orienté sur la thématique des réseaux sans fil ambiants, en particulier sur les problèmes d'hybridation des réseaux. Parce que les standards 802.11 sont nés à cette époque, ils ont constitué le support technologique de nos travaux. Dans l'idée d'un travail transversal, nous avons défini 3 axes de recherches, l'un sur la modélisation radio, l'autre sur les protocoles et le dernier sur le déploiement de services. J'ai eu en charge le développement du premier axe.

J'ai ainsi défini les contours de l'axe de recherche 'modélisation radio', que je coordonne depuis. Nous sommes aujourd'hui quatre permanents. Guillaume Villemaud, maître de conférences au département Génie Electrique, a été recruté en 2003, et Claire Goursaud, maître de conférences au département Télécoms en 2007. Dans les deux cas, je me suis impliqué dans le processus de recrutement. J'ai représenté le laboratoire au sein de la commission de spécialistes dont je suis membre. Enfin, Nikolaï Lebedev, enseignant chercheur à CPE Lyon, nous a rejoint cette année. Fabrice Valois a participé également aux travaux de l'axe, ainsi que Isabelle Guerin-Lassous, maintenant Professeur à l'ENS. Sept doctorants sont actuellement rattachés à l'axe. La troisième thèse sera soutenue en décembre.

le CITI, né de ces réflexions, a été labellisé par le ministère en 2003 (EA3720) et reconduit au nouveau quadriennal (2007-2010). Pour appuyer et soutenir la création du CITI, nous avons très tôt sollicité l'INRIA pour l'hébergement d'un projet au CITI. Le projet ARES est né en 2003, sous la direction de Stéphane Ubéda. Le CITI compte aujourd'hui 3 professeurs, 13 maîtres de conférences ou assimilés et 1 chercheur INRIA. Il s'organise en 4 axes de recherche et héberge le projet INRIA ARES. Le projet ARES devrait être scindé en deux en 2008, conduisant à deux nouveaux projets INRIA : un projet ARES recentré sur l'architecture et un projet AMAZONE recentré sur les services. Je continuerai à travailler au sein d'ARES nouvelle génération, qui s'organise en 3 domaines de compétences : réseaux, ressources radio et architecture/OS. Notre champ de compétence est donc large avec des axes de travail très complémentaires.

## 1.2 Activités de recherche

### 1.2.1 Travaux de thèse et de postdoc : Imagerie médicale

Mes travaux de recherches à CREATIS puis au sein de la société Bracco Research ont pour point commun l'analyse de la fonction cardiaque en imagerie médicale. L'imagerie médicale recouvre un vaste domaine de recherche, depuis les techniques d'acquisition jusqu'aux techniques de traitement d'images pour l'amélioration ou l'aide au diagnostic. En cardiologie, la prise en compte de la dimension temporelle dans les méthodes de traitement d'images est fondamentale dans la mesure où la plupart des pathologies (telle l'ischémie) entraînent des anomalies de mouvement. On comprend dès lors l'intérêt des techniques d'analyse de séquences d'images pour obtenir, par exemple, une



---

cartographie du mouvement des parois cardiaques. Cette problématique est au coeur des travaux de recherches effectués par l'équipe "Imagerie Dynamique" du laboratoire CREATIS, dont j'ai fait partie de 1992 à 1998.

**Estimation de mouvement 3D (1992-97)** Les travaux de recherche que j'ai effectué en partie dans le cadre de mon DEA et concernant l'analyse du mouvement 3D avaient pour objectif de calculer et de visualiser de façon dynamique la distribution spatio-temporelle des vitesses de contraction et de dilatation des parois du cJuv gauche in-vivo. Pour ce faire, nous avons mis en IJuvre en 3D une méthode différentielle d'estimation de mouvement avec contrainte de divergence nulle. Les résultats obtenus ont montré une très bonne cohérence avec la physiologie connue du mouvement cardiaque.

**Analyse Spectrale Régularisée (1994-98)** Les images échocardiographiques conventionnelles (B-scan) correspondent à l'enveloppe des signaux de radio-fréquence (RF) fournis par la sonde ultrasonore. Les progrès technologiques récents en matière d'acquisition de données permettent l'obtention de l'ensemble des signaux RF formant l'image RF. Plusieurs études expérimentales ont montré que l'analyse spectrale locale de ce type d'image doit permettre de quantifier l'état pathologique de certains tissus comme le muscle myocardique. Méthodologiquement, une telle analyse spectrale est complexe du fait du caractère aléatoire et non stationnaire des signaux RF. Dans ce cadre, nous avons développé une méthode originale basée sur une estimation paramétrique autorégressive (AR) locale. En considérant les paramètres AR comme des variables aléatoires, la modélisation Markovienne nous a permis d'introduire une contrainte de lissage spatial, préservant les discontinuités. Après avoir testé les méthodes de résolution stochastique, nous avons adapté un algorithme déterministe (minimisation semi-quadratique), en utilisant la structure récursive des coefficients de réflexion. Pour permettre une validation expérimentale de ces données, nous avons mis en place une collaboration avec l'équipe du laboratoire "Medical Image Computing" de l'Université de Leuven, Belgique, qui a développé un système d'acquisition spécifique pour les séquences d'images cardiaques RF. Pour mener à bien cette collaboration soutenue par le ministère des affaires étrangères (programme d'actions intégrées "Tournesol"), j'ai séjourné pendant 3 mois à Leuven. Après ma thèse ce travail a été poursuivi avec la thèse d'Igor Didenko.

**Agents de Contraste Ultrasonores (1998-99)** En parallèle à l'analyse des images RF est apparue récemment l'idée d'utiliser des agents de contraste en échographie ultrasonore. Basé sur les propriétés de résonance des bulles d'air, le principe repose sur l'injection de micro-bulles dans l'organe à explorer, via le système artériel. Ces micro-bulles réagissent aux ultrasons comme des réflecteurs puissants et peuvent être localisées grâce à l'imagerie ultrasonore conventionnelle. J'ai travaillé au sein de la société Bracco Research S.A. à Genève, pendant mon postdoc, sur la modélisation de ces agents de contraste, afin de prédire la réponse impulsionnelle, ou la signature, d'une population de bulles, à partir des outils d'analyse spectrale. J'ai poursuivi ce travail pendant 1 an après mon recrutement à l'INSA dans le cadre d'un partenariat avec Bracco, conduisant au dépôt d'un brevet.

### 1.2.2 Activités de recherche actuelles : Radiocommunications

Depuis 2001, et plus particulièrement depuis 2003, mes travaux de recherche se sont organisés autour de la modélisation, la simulation et l'amélioration des performances des réseaux sans fil, par la couche physique. Ma première contribution concerne le développement d'une nouvelle méthode de prédiction de la propagation en environnement complexe. C'est un travail qui a démarré en 2001 et qui se poursuit toujours. Ma deuxième contribution a concerné le développement d'une méthode d'optimisation et de planification des réseaux sans fil. Nous avons abordé dans ce travail des aspects

---

théoriques, comme le formalisme multi-objectifs, et des aspects plus expérimentaux, en partenariat avec l'industrie. Ma troisième contribution concerne l'étude de performance des liaisons radio à la fois sur le plan théorique et expérimental. Ma dernière contribution, plus récente, concerne l'impact de la couche physique sur les performances des réseaux de capteurs.

Dans tous ces travaux, le fil conducteur est la modélisation réaliste de l'environnement radio, pour permettre une meilleure modélisation et une simulation plus réaliste des réseaux radio.

**Propagation Indoor** Mes premiers travaux ont été consacrés à l'estimation de la propagation en environnement indoor, par une méthode originale qui a obtenu le prix de la meilleure communication à IEE ICAP en 2003. Depuis 2003, cette thématique a fait l'objet des travaux de master de Guillaume de la Roche (2003), de Philippe Buhr (2003) et de Régis Lecoge (2004). Elle représente également une partie de la thèse de Katia Runser (2005) et plus spécifiquement la thèse de Guillaume de la Roche (2007), réalisée en contrat CIFRE. L'optimisation des temps de calcul, la validation et l'extension au 3D ont constitué le cJur de ces travaux, publiés dans plusieurs conférences internationales, et nationales. Deux articles de journaux ont été publiés en 2007. Sur cette thématique, je collabore avec Guillaume Villemaud, maître de conférences au laboratoire. Nous travaillons avec Mohammed Ayadi et Sami Tabane (Mediatron, Tunis) dans le cadre d'un projet STIC et depuis quelques mois avec le Professeur Jie Zhang, de l'université du Bedfordshire, chez qui Guillaume de la Roche effectue un séjour postdoctoral depuis juillet 2007. Nous avons également des échanges avec Rodolphe Vauzelle (laboratoire SIC, Poitiers) et Yves Lostanlen (société SIRADEL).

**Planification, optimisation** Une deuxième activité de recherche qui découle de la précédente concerne l'optimisation des réseaux sans fil. Nous avons étudié et montré l'intérêt de l'utilisation d'un moteur de propagation pour la planification, et avons cherché à développer des contraintes réalistes. Ce travail constitue la 2ième contribution majeure de la thèse de Katia Jaffrès-Runser. Nous avons publié en décembre 2006 les principes d'une approche multi-objectifs pour la planification, dans un numéro spécial de IEEE Wireless Communications. La méthode détaillée a été publiée en 2007 dans Journal of Computers and Operations Research.

Les travaux de stage de master de Thanh Ha Le (2004) et de Maxime Perevosov (2005) se sont inscrits dans cet axe, en s'attardant sur l'objectif de localisation. Sur ce sujet, j'ai collaboré au laboratoire avec Stéphane Ubéda pour les aspects algorithmiques et Fabrice Valois pour les aspects évaluation de performance et modélisation de la couche MAC. Nous collaborons avec le Professeur Alexandre Caminada, membre associé d'ARES. Depuis cette année, nous avons démarré une collaboration avec Cristina Comaniciu, du Stevens Institute of Technology, où Katia effectue un séjour postdoctoral en bénéficiant d'une bourse Marie Curie du FP6. Dans ce projet, le but est d'utiliser le formalisme multi-objectifs pour développer des algorithmes d'optimisation distribuée dédiés à l'environnement *ad hoc*. Il s'agit en quelque sorte de remplacer la phase de planification des réseaux, par une auto-adaptation dynamique au contexte.

**Modélisation du lien radio** Dès 2001, j'avais souligné l'importance pour nos travaux de mettre en place une plate-forme expérimentale pour les radiocoms. J'ai obtenu en 2003 un financement de l'INRIA permettant de démarrer, ainsi qu'un financement complémentaire de l'INSA dans le cadre du plan quadriennal 2003-06, sous la forme d'un PPF (projet pluri-annuel de formation), en partenariat avec Jacques Verdier de l'INL. Je travaille avec Guillaume Villemaud sur ce projet et nous avons obtenu un poste d'ingénieur d'application financé par l'INRIA de septembre 2005 à septembre 2007. Cette plate-forme, outil complémentaire du simulateur de propagation, a permis le démarrage de relations industrielles, notamment avec France Télécoms et les thèses de Philippe

---

Mary et de Pierre- François Morlat. J'assure, en étroite collaboration avec Mischa Dohler, le suivi de la thèse de Philippe Mary. Nous avons développé une étude théorique des performances des systèmes radio. Une partie de son travail a été publiée dans IEEE Communication Letters. Sa thèse doit être soutenue en février 2008. En parallèle, Nous pilotons avec Guillaume Villemaud un projet de développement d'un prototype de récepteur à radio-logicielle, multi-bandes et multi-antennes en partenariat avec France Telecoms.

**Réseaux coopératifs** Je m'intéresse également depuis 2004 à la modélisation des réseaux *ad hoc* et réseaux de capteurs, plus spécifiquement pour les problèmes liés à la couche physique. Ce travail a été initié dans le cadre de l'ARC IRAMUS que j'ai piloté, avec l'équipe du professeur David Simplot-Ryl. Nous nous sommes intéressés à l'impact des probabilités d'erreur sur le comportement des réseaux de capteur, et de façon générale à toutes les hypothèses liées au canal physique. Cette thématique a fait l'objet du master de Marius Stan (2006) et de Nicolas Maréchal (2006) ainsi que du post-doctorat de Hervé Parvery (2005-06). C'est également le sujet des thèses de Ruifeng Zhang et de Benoît Miscopain qui ont démarré en 2006. Un article a été publié dans Eurasip JWCN en 2007.

## 1.3 Encadrement doctoral

### 1.3.1 Thèses de doctorat

- **Katia Jaffrès-Runser** (oct.02-dec.05)  
*Titre : Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil*  
Taux : 70% avec Pr. Stéphane Ubéda (30%)  
Situation actuelle : postdoc (Marie Curie), Stevens Institute of Technology, NJ, USA.  
Qualifiée en 27ième et 61ième section.
  
- **Guillaume de la Roche** (avril.04-dec.07)  
*Titre : Simulation de la propagation des ondes radio en environnement multi-trajets pour l'étude des réseaux sans fil*  
Taux : 70% avec Pr. Stéphane Ubéda  
Situation actuelle : Situation actuelle : Postdoc, U. of Bedfordshire, UK
  
- **Philippe Mary** (oct.04-janv.08)  
*Titre : Performances des systèmes de communications radio en environnement réaliste*  
Taux : 40% avec Pr. Christian Gontrand, Mischa Dohler, Guillaume Villemaud  
Partenaire : France Telecom, R&D.
  
- **Benoît Miscopain** (juin.06 - juin.09)  
*Titre : Approche trans-couche PHY/MAC pour réseaux de capteurs UWB impulsionnel*  
Taux : 50% avec Pr. Isabelle Guerin-Lassous  
Partenaire : France Telecom, R&D.
  
- **Ruifeng Zhang** (sept.06 - sept.09)  
*Titre : Modélisation et simulation réaliste de la couche PHY dans les réseaux de capteurs multi-\**  
Taux : 70% avec Pr. Stéphane Ubéda

- 
- **Nicolas Maréchal** (sept.06-sept.09)  
*Titre : Gestion distribuée de la connectivité dans les réseaux de capteurs ad hoc en fonction des contraintes et objectifs applicatifs*  
Taux : 30% avec Pr. Eric Fleury, Jean-Benoit Pierrot (CEA)  
Partenaire : CEA LETI.

### 1.3.2 Master ou DEA

- **Katia Jaffrès-Runser** (2001-02)  
*Titre : La planification de réseaux locaux sans fils : modélisation matricielle et présentation d'un algorithme déterministe*  
Taux : 100%
- **Eric Jullo** (2001-02)  
*Titre : Prédiction de couverture radio Indoor*  
Taux : 100%
- **Guillaume de la Roche** (2002-03)  
*Titre : Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio-mobile en environnement Indoor*  
Taux : 100%
- **Philippe Buhr** (2002-03)  
*Titre : Optimisation et validation d'un moteur de prédiction de couverture radio par un algorithme DIRECT*  
Taux : 50% avec Katia Jaffrès-Runser
- **Régis Lecoge** (2003-04)  
*Titre : Simulation d'antennes intelligentes dans les réseaux ad hoc*  
Taux : 50% avec Guillaume Villemaud
- **Thanh Ha Le** (2003-04)  
*Titre : Localisation de stations mobiles dans les réseaux sans fil*  
Taux : 50% avec Katia Jaffrès-Runser
- **Maxim Perevosov** (2004-05)  
*Titre : Optimisation des réseaux sans fil pour la localisation des stations mobiles*  
Taux : 100%
- **Marius Stan** (2005-06)  
*Titre : Analyse et évaluation de performance des systèmes multi-antennes pour les réseaux ad hoc*  
Taux : 100%
- **Nicolas Maréchal** (2005-06)  
*Titre : partage de ressources par codes CDMA pseudo-aléatoires pour les réseaux ad hoc*  
Taux : 50% avec Nikolaï Lebedev

---

- **He Ruan** (2006-07)

*Titre : optimisation des codes de time-hopping dans les réseaux de capteurs UWB*

Taux : 50% avec Benoît Miscopein

- **Anya Apavatjirut** (2006-07)

*Titre : Réjection d'interférences pour signaux hétérogènes*

Taux : 50% avec Philippe Mary

## 1.4 Animation scientifique et projets de recherche académique

**Responsable de l'axe 'modélisation radio'** Je coordonne au CITI les activités de l'axe radio. L'équipe radio est constituée de 4 enseignant-chercheurs, Claire Goursaud, Nikolai Lebedev, Guillaume Villemaud et moi-même. Fabrice Valois, Isabelle Guerin-Lassous, et Stéphane Ubéda ont également contribué aux travaux de cet axe. La 1ère thèse (Houda Khedher) a été soutenue en 2003, la deuxième en 2005 (Katia Jaffrès-Runser) et la troisième devrait être soutenue le 12 décembre 2007 (Guillaume de la Roche). Huit doctorants sont actuellement rattachés à l'axe, dont 4 se déroulent à l'extérieur, chez France Télécoms R&D à Meylan, ou au CEA LETI à Grenoble. 2 thèses doivent être soutenues en 2008. Nous avons accueilli un ingénieur d'application INRIA pendant 2 ans (Xavier Gallon, 2005-07) et un post-doctorant pendant 2 ans (Hervé Parvery, 2004-2006).

**ACI Blanche (n° 1008 CDR1) WILDE (2001-03)** Le premier projet de recherche que j'ai monté avec Stéphane Ubéda, en 2000, était une ACI Blanche, du ministère de la recherche. Ce projet concernait la simulation de réseaux sans fil, en partenariat avec Hypercom (Laurent Viennot). Il s'est terminé fin 2003. Ce projet a donné lieu à un projet de transfert technologique supporté par la région (voir projet WIPLAN ci-dessous).

**ARC IRAMUS, INRIA (2005-06)** L'INRIA offre aux projets labellisés la possibilité de monter des actions de coopération pour explorer de nouvelles thématiques. J'ai monté en 2004 le projet IRAMUS (Interface RADio pour les réseaux MULTisautS. J'ai animé ce projet de 2 ans (2005-06), avec Jean Carle, du LIFL, Lille. Les partenaires étaient le projet ARES de l'INSA, le projet POPS du LIFL, France Telecom R&D (Meylan) et l'IREENA (Nantes).

**projet CREMS** A la suite d'IRAMUS, et dans le cadre du développement du pôle IRCICA de Lille, je participe au montage d'un consortium pour l'étude des réseaux de capteurs UWB à 60GHz et des techniques coopératives.

**Projets Pluriannuels de formation PPF MIRA (2003-06) - PPF PRECIS (2007-10)** Dès 2001, nous avons travaillé avec Jacques Verdier (INL) pour le montage d'une plate-forme d'étude des systèmes radio, avec un double objectif, pédagogique et de recherche. Il nous a semblé à l'époque fondamental de développer à l'INSA une compétence sur les systèmes de radio-communications, devant le développement rapide de ces technologies. Nous avons constitué une petite équipe de travail, commune aux laboratoires CITI et INL (LPM à l'époque) et reposant sur deux départements de formation, Génie électrique et Télécommunications. Nous avons d'abord obtenus un soutien interne sur projet (Bonus Qualité Formation), pour la mise en place d'une plate-forme d'évaluation du WiFi. Ce projet a ensuite été soutenu par l'INRIA qui a investi 90k€ pour monter une première plate-forme. Nous avons alors monté le projet PPF MIRA (projet pluri-annuel de formation) dans le cadre

---

du quadriennal 2003-06 de l'INSA et avons obtenu un financement pour 4 ans. Ce financement a permis en particulier d'étendre les possibilités de la plate-forme au MIMO (2x2 voies). Ainsi, nos travaux se sont inscrits dans la politique générale de l'établissement. Un deuxième BQF a permis de compléter cette plate-forme 'recherche' par une plate-forme équivalente dédiée à l'enseignement.

Ce projet a été renouvelé au nouveau quadriennal 2007-10, élargi à un troisième laboratoire (CEGELY) et recentré scientifiquement sur la thématique des réseaux de capteurs. Jacques Verdier et moi-même avons en charge l'animation de ce projet.

**Projet DistMo4wNet : projet du FP6, " bourses Marie Curie outgoing fellowship "** J'ai soutenu Katia Jaffrès-Runser en 2005, pour répondre à l'appel européen Marie Curie du FP6. Elle a obtenu un financement de 3 ans, dont 2 années au Stevens Institute of Technology (New Jersey, USA) dans l'équipe de Cristina Comaniscu, et une 3<sup>ème</sup> année au CITI. Ce projet scientifique est placé sous ma responsabilité. Il devra permettre d'établir une forte collaboration avec le Stevens Institute où j'ai déjà effectué un bref séjour en septembre 2006.

## 1.5 Projets en relations avec le monde socio-économique

### Projets européens

- Projet POMME J'ai participé au montage d'un projet européen (projet POMME) répondant à l'appel *call SMEs* du FP7. Ce projet est piloté par Jie Zhang, professeur à l'université du Bedfordshire, Royaume-Uni. Le consortium est constitué de 6 partenaires dont l'école polytechnique de Milan et la société SIRADEL. Il s'agit de développer des outils d'aide à l'optimisation et à l'étude des réseaux maillés basés sur la technologie WiMax.
- Projet AWARE : Je participe à un consortium européen, piloté par Alcatel-Lucent pour l'étude des solutions de partage des réseaux d'accès. Nous avons déposé une demande de financement dans le cadre du programme européen CELTIC. Le projet AWARE a pour objectif d'étudier le déploiement de réseaux urbains mobiles à large bande passante, à partir des réseaux radio LAN privés, servant actuellement exclusivement aux besoins de leurs propriétaires.

### Projets nationaux

- projet ANR SVP : Je participe depuis 2006 au projet ANR SVP, qui porte sur les réseaux de capteurs. J'interviens sur la partie simulation du canal en environnement complexe, pour l'application de suivi des containers dans les ports maritimes. Il s'agit de définir un modèle radio d'un réseau de capteurs positionnés sur des containers métalliques.
- projet ANR BANET : J'ai participé au montage du projet ANR BANET (labellisé en 2007) qui porte sur les *body area networks*. Je suis le responsable du projet pour le CITI et je suis leader du WP3 (définition des couches PHY/MAC).

### Projets bilatéraux

- Projet WIPLAN (2001-2005) Dans le cadre du projet WILDE décrit ci-dessus, j'ai animé pendant 5 ans une collaboration avec une start-up (6-LAN) pour le développement et la commercialisation d'un logiciel de planification de réseaux sans fil. Ce projet a été financé par la région au titre des opération d'appui à la création d'entreprise. Ce projet a financé pendant 4 ans des stagiaires et les développements logiciel. Un contrat CIFRE a financé les 2 premières années de la thèse de Guillaume de la Roche. Ce projet a reçu en janvier 2005 le 1er prix de

---

transfert technologique en Technologies de l'information aux 12ièmes carrefours de la fondation Rhône-Alpes Futur. Bien que terminée fin 2005 par un dépôt de bilan, cette collaboration a été très instructive et très positive. Elle a financé une thèse, a permis le développement d'un logiciel, WIPLAN, qui a été déposé par INSAVALOR, et qui est en bonne voie de valorisation.

- Contrat de recherche externalisé FT R&D (2005-2007) Ce projet de recherche en partenariat avec FT R&D s'appuie sur la plate-forme radiocom. L'objectif principal est le développement d'une maquette de récepteur multi-bandes à base de radio-logicielle. Ce projet a donné lieu à la thèse de Philippe Mary et de Pierre-François Morlat.

### **Organisation d'une formation " radiocommunication systems and connected solutions "**

Nous avons organisé, avec Jacques Verdier et Guillaume Villemaud, en collaboration avec Agilent une formation destinée aux industriels et chercheurs de la région Rhône-Alpes (5-6-7 juillet 2005). La formation portait sur les outils d'analyse vectorielle des signaux radio.

## **1.6 Rayonnement scientifique**

### **Collaborations nationales universitaires**

- INL, INSA-Lyon. Travail en commun avec Jacques Verdier et Christian Gontrand pour le montage de la plate-forme radiocoms et l'étude des performances réalistes de systèmes radio (PPF MICA et PPF PRECIS).
- LIFL (Laboratoire d'informatique de Lyon, projet POPS de l'INRIA). Travail avec Jean Carle, David Simplot-Ryl, Antoine Gallais, sur la modélisation du canal radio réaliste. Participation commune à l'ARC IRAMUS et, actuellement, préparation d'un consortium commun pour les réseaux coopératifs UWB (projet CREMS).
- IRCICA (IEMN, Lille). Travail en cours avec Laurent Clavier, Nathalie Rolland, sur la modélisation de l'interface radio pour les réseaux UWB, (projet CREMS également).
- IREENA (Communications numériques), Polytech'Nantes. Travail avec Jean-François Diouris, Max Agueh, Guillaume Andrieux dans le cadre de l'ARC IRAMUS.
- UTBM (université de Belfort). Travail avec Alexandre Caminada. Collaboration autour de la thèse de Katia Jaffrès-Runser et préparation d'un projet commun sur les aspects localisation d'équipements radios.
- CEA LETI (Grenoble). Jean-Benoît Pierrot, Laurent Ouvry. Co-encadrement de la thèse de Nicolas Maréchal, participation au projet ANR SVP, démarrage du projet ANR BANET et participation au projet CREMS.

### **Collaborations internationales universitaires**

- Cristina Comaniciu, Stevens Institute of Technology, New Jersey, USA. Montage du projet européen FP6 (Marie Curie) pour le financement du postdoc de Katia Jaffrès-Runser : projet DistMo4wNet (Avril 2007-Avril 2010).
- Prof. Sami Tabane, et Mohammed Ayadi, Mediatron, Supcom à Tunis. Nous collaborons dans le cadre d'un projet STIC sur la simulation et l'évaluation de performances des réseaux sans fil.

- 
- Prof. Jie Zhang, Bedfordshire University, Luton, UK. Guillaume de la Roche y est actuellement en postdoc, depuis le 1er juillet 2007. Nous avons répondu ensemble au projet *SME'call* du FP7. La thématique est la simulation et l'optimisation des réseaux maillés, basés sur la technologie WiMax.

### Exposés invités

- Modélisation réaliste des liens radio dans les réseaux de capteurs " à AlgoTel 2007, 9ème rencontres francophones sur les aspects algorithmiques de télécommunications. , Ile d'Oléron, 29 mai - 1 juin 2007. <http://algotel2007.labri.fr/>
- On the potential usefulness of unreliable radio links in WSNs, Août 2007. exposé scientifique aux membres du SMWCC *Shanghai University Modern Wireless Communication Center*.
- Physical Layer Modelling in wireless networks, Sept 2006. exposé aux membres du WNET lab, Stevens Institute of Technology <http://www.ece.stevens-tech.edu/ccomanic/wnet.html>, dans le cadre du projet DistMo4wNet (FP6, Marie Curie outgoing fellowship).
- Modélisation de la couche physique dans les réseaux sans fil, Sept 2006. exposé dans le cadre d'une visite à l'école Polytechnique de Montréal, à l'occasion de la conférence IEEE VTC 2006, et d'une rencontre avec les professeurs Jean-François Frigon et Samuel Pierre.
- Ingénierie des réseaux mobiles WiFi, K. Runser & JM Gorce, janvier 2005, laboratoire systèmes et transports,UTBM, Belfort. Exposé invité.

### GDR CNRS

- **GDR ISIS** : Membre depuis 1999, j'ai participé à plusieurs journées, principalement au sein du groupe D (télécommunications). J'ai fait un exposé lors de la journée conjointe GDR ondes et ISIS (janvier 2005).
- **GDR ASR** : Je participe aux activités de ce GDR (ancien ARP), avec plusieurs communications orales présentées, et cette année un exposé invité sur la modélisation réaliste du canal radio.

### Jurys de thèse

- Examinateur de la thèse de Basile Agba. *Elaboration de logiciel d'aide au déploiement de réseaux sans fil millimétriques*  
Université de Limoges, 27 octobre 2004.
- Examinateur (en tant que co-directeur de thèse) de la thèse de Katia Jaffrès-Runser, *Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil*  
INSA de Lyon, octobre 2005.
- Examinateur de la thèse d'Antoine Gallais, *Ordonnancement d'activité dans les réseaux de capteurs : l'exemple de la couverture de surface*  
Université de Lille, 26 juin 2007.
- Examinateur (en tant que co-directeur de thèse) de la thèse de Guillaume de la Roche, *Simulation de la propagation des ondes radio en environnement multi-trajets pour l'étude des réseaux sans fil*  
INSA de Lyon, prévue le 12 décembre 2007.



---

## Comités

- Editeur associé de la revue " Telecommunication systems ", Springer, depuis le 1er septembre 2007.
- Relecteur pour différentes revues. En 2007 : Eurasip WCN et SP, IEEE Wireless Communications, IEEE VT Magazine, IEEE trans on Wireless Communications.
- Participation aux comités de programme de : IWWAN'06, Chinacom'07, PIMRC'08.
- Organisation des journées IRAMUS (Val Thorens, 24-26 janvier 2007), (<http://iramus.citi.insa-lyon.fr/>).
- Relectures pour plusieurs conférences, dont en 2007 : IEEE ICC, IEEE PIMRC, IEEE VTC, IEEE WCNC, IWCMC, EW2007, EUCAP, EuMC.
- Membre expert pour le Comité Mixte Interuniversitaire Franco-Marocain (CMIFM) de 2001 à 2004.

## Prix

- 1er prix de la communication orale en propagation, à ICAP'2003, pour mon travail sur la méthode de prédiction radio MR-FDPPF.
- 1er prix de la communication orale à Algotel'06 pour l'article présenté par Antoine Gallais, relatif aux travaux faits dans l'ARC IRAMUS (impact de la couche physique sur les algorithmes de couverture).
- 1er prix de l'innovation en technologies de l'information et communication, aux 12ièmes carrefours de la fondation Rhône-Alpes futur pour le transfert technologique du logiciel de planification de réseaux sans fil WIPLAN . Janvier 2005.

## 1.7 Activités d'enseignement

J'enseigne depuis 1999 à titre principal au département Télécommunications, Services et Usages de l'INSA de Lyon. J'interviens également au département Génie Electrique. Je participe aux enseignements du master SIDS (Sciences de l'Information, des Dispositifs et des Systèmes) dans la filière *Instrumentation, Image et Système* de l'école doctorale EEA, ainsi qu'aux enseignements du master Informatique de l'école doctorale EDIS, dans la filière Réseaux.

**Enseignements liés au pôle radiocoms** Nous avons monté en 2001, avec Jacques Verdier une plate-forme radiocomms commune aux départements Génie Electrique et Télécommunications. Nous avons alors déployer tous nos efforts sur la constitution d'une équipe 'radiocomms' intervenant dans les deux départements, ainsi qu'en master. Guillaume Villemaud a été recruté dans ce contexte en 2003, au département Génie Electrique, et nous venons de recruter Claire Goursaud pour le département Télécoms. Ce projet a démarré grâce aux financements obtenus auprès de la région, et en interne à l'INSA, via le dépôt de BQF (Bonus Qualité Formation), ainsi qu'à une interaction forte avec les laboratoires de recherche dont nous dépendons (le CITI et l'INL).

Autour de cette plate-forme, nous avons monté plusieurs modules qui s'étalent sur les 3 années du cycle ingénieur. J'ai alors laissé les cours d'électronique numérique et de traitement de la parole pour me consacrer à ce module. J'ai monté un cours sur les systèmes de radiocommunications en 4TC, devant intégrer une partie *antennes et propagation* et une partie *systèmes cellulaires*. En 2004, nous avons également mis en place un module de 32h à la carte, en Télécoms. Ce module porte sur les systèmes sans fil, venant en complément du cours de radiocommunications. Cette année, nous avons fait évoluer ces deux cours, le cours de radiocommunications évoluant vers un cours recentré

---

sur les systèmes de communication, en renforçant la partie communications numériques. Le module à la carte sera lui, axé sur l'implémentation sur DSP des algorithmes de communication numérique.

- **Cours de radiocommunications (2001-07)** Ce cours de radiocommunications porte sur l'étude du canal et des systèmes. Il comprend 20h de cours, 18h de TDs et 16h de TPs. J'ai réalisé un document de cours (transparentes), les sujets de TDs et quatre sujets de TPs, couvrant les problèmes de déploiement de systèmes sans fil, basé sur les technologies GSM et WiFi.
- **Module à la carte MAC-TC (2004-06)** J'ai monté en 2004, le module à la carte de 32h, portant sur les réseaux sans fil et les aspects implémentation. il est constitué de 8h de cours, de 16h de travaux pratiques exploitant la plateforme radio et 8h d'interventions extérieures réalisées par France Télécoms et le CEA LETI.
- **Cours de radiocommunications avancées, département Génie Electrique** Ce cours est destiné aux étudiants de cinquième année en Génie Electrique. C'est un cours de communications numériques avancées où je présente les systèmes radio GSM et WiFi, en détaillant la problématique du canal radio et les différentes techniques utilisées pour la transmission (diversité, égalisation, étalement).
- **Séminaires de 5ième année télécoms** J'ai monté 2 séminaires de 2h et 4h, en dernière année, où je présente les principes des antennes intelligentes d'une part, et les principes du W-CDMA de l'autre.

#### **Autres enseignements au département**

- **Cours traitement de la Parole 1999-2002, 4TC** J'ai monté en 1999 un cours de 8h de traitement de la parole, ainsi que deux TPs de 4h. Ce cours s'appuyait sur les standards de codage utilisés dans les systèmes de téléphonie fixe et mobile. Il introduisait les concepts des codeurs scalaires, puis vectoriels, en détaillant en particulier le codeur CELP utilisé en GSM.
- **Cours d'électronique numérique 1999-2001 3TC** J'ai repris en 1999, un cours en première année d'électronique numérique (8h de cours, 8h TDs). Le cours introduisait l'algèbre de Boole, puis introduisait quelques éléments principaux d'électronique numérique.
- **Cours de propagation filaire 1999-2002, 3ième année Télécoms** J'ai repris en 1999 un cours de propagation filaire. J'ai fait les transparents de cours (8h), monté 8h de travaux dirigés et une séance de travaux pratiques de mesure de ligne en régime impulsionnel.
- **Cours de traitement du signal 1999-2007, 3ième année Télécoms** J'interviens dans ce module uniquement pour les TDs (12h). J'ai monté un sujet de TD qui porte sur les modèles auto-régressifs.
- **Cours de signaux et systèmes 1999-2002, 3ième année Télécoms** J'ai participé aux enseignements du module signaux et systèmes, pour les travaux dirigés, pendant 3 ans.
- **Cours de Transmission, Codage et modulation, depuis 2005, 3ième année Télécoms** J'interviens dans ce cours de 3TC, uniquement pour les travaux dirigés (16h). J'ai souhaité participer à ce module pour favoriser la cohérence entre le contenu de ce cours et le contenu de mon cours de communications radio en 4TC.
- **Projet systèmes de communication (32h), en 3TC** Nous avons monté en équipe pédagogique, en 2002, un cours organisé sous forme de projet recouvrant l'ensemble des compétences du domaine Télécoms. Ce cours porte sur la réalisation d'une chaîne de transmission ADSL sous Simulink, et permet de donner une cohérence à l'ensemble du domaine en 3TC.

#### **Encadrement d'étudiants**

- **Projets de fin d'étude (PFE) au département Télécoms** J'ai encadré plusieurs projets de fin d'étude portant sur des thématiques liées aux réseaux radio : Développement d'une application serveur pour la simulation de propagation en indoor (2 PFE). Développement d'un système

---

de localisation basé sur la technologie WiFi (1 PFE). Mesure et calibration d'un simulateur de propagation (2 PFE), Plateforme d'étude de la couche physique UMTS (1 PFE).

- Projets de fin d'étude (PFE) au département Génie Electrique J'ai également encadré des étudiants du département Génie Electrique : Etude et performances de la technologie IEEE802.11 (1 PFE). Développement d'un récepteur logiciel pour les standards 802.11 (3 PFE). Mise en place d'une plate-forme d'étude des standards de communication radio-mobile (1 PFE).

### **Cours de master**

- Cours de master : Modélisation des réseaux mobiles, 2003-05 J'ai animé pendant 3 ans avec Fabrice Valois, un module du master informatique, filière réseau, présentant les problématiques de modélisation et d'évaluation de performances des réseaux cellulaires. Je présentais les principes d'affectation et de partage des ressources et les algorithmes d'optimisation.
- Cours de master : Physical layer modelling for future wireless networks J'anime depuis l'année dernière un module du master informatique, filière réseau, sur les principes de la modélisation réaliste de la couche physique dans les réseaux. Ce cours est fait avec Mischa Dohler, de France Telecoms. Le cours est donné en anglais car il est également suivi par les étudiants de la filière information technology ouverte en 2006 dans le master informatique.

## **1.8 Responsabilités administratives et pédagogiques**

**Responsable des stages au département Télécoms 1999-2005** J'ai assumé, l'année de mon recrutement, la mise en place des stages au département. J'ai défini l'organisation pédagogique, mis en place le processus d'évaluation, et pris des contacts avec quelques partenaires locaux. J'ai assuré le suivi du service pendant 6 ans.

**Membre élu au conseil du département 2001-05** J'ai participé pendant 5 ans aux conseils de département. Les premières années ont été particulièrement riches en expérience, car nous avons mis en place toute l'organisation du département, le règlement, le fonctionnement des études, le budget.

**Responsable pédagogique du domaine Télécoms, depuis 2006** Les enseignements des deux premières années sont regroupés dans trois domaines d'enseignements : réseau, informatique et télécoms. Le domaine télécoms regroupe les enseignements liés aux systèmes de communication. Le programme de troisième année regroupe les fondamentaux (modulation, codage, traitement du signal, électronique numérique) et celui de quatrième année intègre deux composantes d'approfondissement. La première concerne ce qui est codage, compression et traitement des données voix et images. La deuxième concerne les radiocommunications mobiles.

Je suis responsable de ce domaine depuis la rentrée 2006. J'ai pour mission de coordonner les enseignements et de proposer des évolutions pédagogiques. Nous travaillons actuellement sur un projet de refonte des travaux pratiques.

**Responsable de l'option transversale mobilité, depuis cette année** Je suis responsable depuis cette rentrée de l'option transversale mobilité. Les options transversales à l'INSA sont des options ouvertes aux étudiants de plusieurs départements et choisies à la carte par les étudiants. La majorité des cours est assurée par des intervenants extérieurs, qu'il faut coordonner.

# Liste de Publications

## Publications dans des revues internationales avec comité de lecture

- [1] P. Mary, M. Dohler, J-M. Gorce, G. Villemaud, and M. Arndt. Bpsk bit error outage over nakagami-m fading channels in lognormal shadowing environments. *IEEE Communication Letters*, 11(6) :565–567, 2007.
- [2] J-M. Gorce, R. Zhang, and H. Parvery. Impact of radio links unreliability on the connectivity of wireless sensor networks. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, Article ID 19196, 16 pages, doi :10.1155/2007/19196, 2007.
- [3] K. Jaffrès-Runser, J-M. Gorce, and S. Ubéda. Mono- and multiobjective formulations for the indoor wireless lan planning problem. *Journal of Computers and Operations Research. Special Issue on Telecommunications Network Engineering*, doi :10.1016/j.cor.2007.02.011, 2007.
- [4] G. de la Roche, K. Jaffrès-Runser, and J-M. Gorce. On predicting indoor wlan coverage with a fast discrete approach. *International Journal of Mobile Network Design and Innovation*, 2(1) :3–12, 2007.
- [5] J-M. Gorce, K. Jaffrès-Runser, and G. de la Roche. A deterministic approach for fast simulations of indoor radio wave propagation. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, 55(3,2) :938–948, 2007.
- [6] K. Jaffrès-Runser, J-M. Gorce, and S. Ubéda. QoS constrained wireless LAN optimization within a multiobjective framework. *IEEE Wireless Communications*, 13(6) :26–33, 2006.
- [7] I. Dydenko, D. Friboulet, J-M. Gorce, B. D’hooge, J. Bijmens, and I.E. Magnin. Towards ultrasound cardiac image segmentation based on the radiofrequency signal. *Med. Image Anal.*, 7 :353–367, 2003.
- [8] J-M. Gorce, D. Friboulet, I. Dydenko, J. D’hooge, B. Bijmens, and I.E. Magnin. Processing radiofrequency ultrasound images : A robust approach for local spectral estimation by a spatially constrained parametric approach. *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectricity and Frequency Control*, 49(12) :1704–1719, 2002.
- [9] J-M. Gorce, M. Arditi, and M. Schneider. Influence of bubble size distribution on the echogenicity of ultrasound contrast agents. *Investigative Radiology*, 35(11) :661–671, 2000.
- [10] J. D’hooge, B. Bijmens, J. Nuyts, J-M. Gorce, D. Friboulet, J. Thoen, V. Van De Werf, and P. Suetens. Nonlinear propagation effects on broadband attenuation measurements and its implications for ultrasonic tissue characterization. *JASA*, 106(2) :1126–1133, 1999.
- [11] J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. Estimation of three-dimensionnal cardiac velocity fields : assessment of a differential method and application to three-dimensionnal ct data. *Medical Image Analysis*, 1(3) :245–261, 1997.

## Publications dans des revues nationales avec comité de lecture

- [12] J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. Analyse spectrale d’images échographiques de radiofréquence par une approche paramétrique régularisée. *ITBM, numéro spécial : contribution des approches temps-fréquences à l’analyse des signaux et des images en Génie Biomédical*, 19(3) :237–242, 1998.
- [13] J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. Méthode d’estimation du mouvement des parois cardiaques à partir d’images 3D. *Innov. Tech. Biol. Med.*, 15 :570–582, 1994.

- [14] I.E. Magnin, C. Mathieu, J-M. Gorce, P.J. Reissman, and D. Friboulet. Traitement d'images cardiaques 3D. *calculateurs Parallèles*, 6(4) :151–156, 1994.

## Communications dans des conférences internationales avec actes et comité de lecture

- [15] P-F. Morlat, G. Villemaud, L. Alaus and J-M. Gorce. WLAN Preamble Detection Methods in a Multi-Antenna, Multi-Standards Software Defined Radio Architecture. In *EUCAP 2007*, Edinburgh, UK, 2007.
- [16] G. de la Roche, G. Villemaud and J-M. Gorce. Efficient Finite Difference Method for Simulating Radio Propagation in Dense Urban Environments. In *EUCAP 2007*, Edinburgh, UK, 2007.
- [17] Z. Ruifeng, H. Parvery and J-M. Gorce. Tight bound for the mean node degree in ad hoc networks with opportunistic communications. In *WIMOB 2007*, White Plain, New Jersey, USA, 2007.
- [18] Z. Ruifeng and J-M. Gorce. Connectivity of Wireless Sensor Networks with Unreliable Links. In *CHINACOM 2007*, Shanghai, China, 2007.
- [19] P. Mary, M. Dohler, J-M. Gorce, G. Villemaud, and M. Arndt. Estimation du taux de coupure d'une liaison radio MIMO dans un canal de Nakagami avec effet de masque. In *GRETSI 2007*, Troyes, France, 2007.
- [20] G. de la Roche, J-M. Gorce, and G. Villemaud. On predicting fast fading strength from indoor 802.11 simulations. In *in Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, 2007.
- [21] P. Mary, J-M. Gorce, M. Dohler, G. Villemaud, and M. Arndt. Performance analysis of asynchronous spectrally-overlapping wlan interference. In *WCNC 2007*, pages 2097–2102, Hong-Kong, 2007.
- [22] P. Mary, J-M. Gorce, M. Dohler, G. Villemaud, and M. Arndt. Reduced complexity MUD-MLSE receiver for partially-overlapping wlan-like interference in heterogeneous multipath channels. In *VTC spring 2007*, pages 1876–1880, Dublin, Ireland, 2007.
- [23] A. Gallais, H. Parvery, J. Carle, J-M. Gorce, and D. Simplot-Ryl. Efficiency impairment of wireless sensor networks protocols under realistic physical layer conditions. In *Proc. 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, pages 1–5, Singapore, 2006.
- [24] G. Villemaud J-M. Gorce P-F Morlat, P. Mary and M. Arndt. Performance validation of a multi-standard and multi-antenna receiver. In *EUCAP*, Nice, France, November 2006.
- [25] G. de la Roche and J-M. Gorce. Full 3D MR-FDPF method for the simulation of radio propagation. In *EUCAP*, Nice, France, November 2006.
- [26] P-F. Morlat, H. Parvery, G. Villemaud, J. Verdier, and J-M. Gorce. Global system evaluation scheme for multiple antennas adaptive receivers. In *European Conference on Wireless Technology*, pages 197–200, Manchester, United Kingdom, September 2006.
- [27] P-F Morlat, G. Villemaud, J. Verdier, and J-M Gorce. On the compensation of RF impairments with multiple antennas in simo ofdm systems. In *IEEE Vehicular Technology Conference Fall (VTC-Fall 2006)*, pages 1–5, Montreal, Canada, September 2006.
- [28] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. A 2.5D extension of frequency domain parflow method for 802.11b/g propagation simulation in multifloored buildings. In *IEEE Vehicular Technology Conference Fall (VTC-Fall 2006)*, Montreal, Canada, September 2006.
- [29] G. Villemaud, G. de la Roche, and J-M. Gorce. Accuracy enhancement of a multi-resolution indoor propagation simulation tool by radiation pattern synthesis. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 2153–2156, Albuquerque, New Mexico, USA, July 2006.
- [30] J-L. Lu, K. Runser, J-M. Gorce, and F. Valois. Indoor wlan planning with a qos constraint based on a markovian performance evaluation model. In *2nd International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pages 152–158, Montreal, Canada, June 2006. IEEE.

- [31] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Jaffrès-Runser, and J-M. Gorce. A qos-based fap criterion for indoor 802.11 wireless lan optimization. In *IEEE International Conference on Communications (ICC2006)*, volume 12, pages 5676–5681, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [32] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. A new strategy for indoor propagation fast computation with MR-FDPF algorithm. In *IASTED International Conference on Antennas, Radar and Wave Propagation*, pages 475–115, Banff, Canada, July 2005.
- [33] J-M. Gorce, K. Runser, and G. de la Roche. FDTD based efficient 2D simulations of indoor propagation for wireless LAN. In *IMACS, World Congress Scientific Computation, Applied Mathematics and Simulation*, Paris, France, July 2005.
- [34] K. Runser and J-M.Gorce. Assessment of a new indoor propagation prediction model based on a multi-resolution algorithm. In *IEEE Vehicular Technology Conference, spring*, volume 1, pages 35–38, Stockholm, Sweden, May 2005.
- [35] J-M. Gorce, E. Jullo, and K. Runser. An adaptive multi-resolution algorithm for 2D simulations of indoor propagation. In *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, volume 1, pages 216–219, IEE, London, UK, 2003. Best Paper.
- [36] K. Runser, E. Jullo, and J-M. Gorce. Wireless LAN planning using the multi-resolution FDPF propagation model. In *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, volume 1, pages 80–83, IEE, London, UK, 2003.
- [37] J-M. Gorce and S. Ubéda. Propagation simulation with the parflow method : fast computation using a multi-resolution scheme. In *IEEE 54th Vehicular Technology Conference*, volume 3, pages 1603–1607, Atlantic City, NJ, USA, October 2001.
- [38] J-M. Gorce, S. Frénot, V. Crespo, and S. Ubéda. Modélisation de la propagation en environnement indoor dans la bande de fréquence uhf. In *ICISP*, pages 80–81, Agadir, 2001.
- [39] J-M. Gorce and M. Arditi. Experimental and simulated acoustic properties of sonovue : predicted behavior in fundamental andharmonic imaging modes. In *Proc. 4th Heart Center Symposium on ultrasound contrast imaging.*, pages 80–81, Rotterdam, The Netherlands, 1999.
- [40] J-M. Gorce, D. Friboulet, J. D’hooge, B. Bijnens, and I.E. Magnin. Regularized autoregressive models for a spectral estimation scheme dedicated to medical ultrasonic radio-frequency images. In *Euroson’98 (in : European Journal of Ultrasound)*, volume 7, sup.1, page S59, Tours, France, 1998.
- [41] D. Boukerroui, O. Basset, A. Baskurt, J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. A segmentation algorithm of 3d ultrasonic data based on tissue characterization. In *Proc. IEEE Ultrasonic Symposium.*, pages 1349–1352, Sendai, Japan, 1998.
- [42] J. D’hooge, J-M. Gorce, B. Bijnens, D. Friboulet, J. Nuyts, J. Thoen, P. Suetens, and V. Van De Werf. Nonlinear propagation effects on broadband attenuation measurements. In *Proc. IEEE Ultrasonic Symposium.*, pages 1385–1388, Sendai, Japan, 1998.
- [43] J-M. Gorce, D. Friboulet, J. D’hooge, B. Bijnens, and I.E. Magnin. Regularized autoregressive models for a spectral estimation scheme dedicated to medical ultrasonic radio-frequency images. In *IEEE Ultrasonic Symposium, Oct.*, pages 1461–1464, Toronto, Canada, 1997.
- [44] J-M. Gorce, D. Friboulet, M. Robini, B. Bijnens, and I.E. Magnin. Regularized autoregressive model preserving spatial discontinuities for analysis of radio-frequency (rf) signals in echographic images. In *16ieme Colloque sur le Traitement du Signal et des Images (GRETSI), Sept 15-19*, volume 2, pages 1363–1366, Grenoble, France, 1997.
- [45] J-M. Gorce, D. Friboulet, M. Robini, B. Bijnens, and I.E. Magnin. Analysis of rf signals in echographic images using a regularized autoregressive model. In *Proc. 11th Int Conf. on Computer Assisted Radiology*, page 981, Berlin, Germany, 1997.
- [46] J-M. Gorce, D. Friboulet, P. Clarysse, and I.E. Magnin. Three-dimensional velocity field estimation of moving cardiac walls. In *Computers in Cardiology, Sept 25-28*, pages 489–492, Bethesda (Maryland), USA, 1994.

### Communications dans des conférences nationales avec actes

- [47] R. Zhang, H. Parvery, and J-M. Gorce. Mean node degree in fading channels with opportunistic communications. In *First IRAMUS Workshop on radio interfaces for WSN and MANET networks*, Val Thorens, France, January 2007.
- [48] G. de la Roche, G. Villemaud, and J-M. Gorce. Evaluation de performances de systèmes SISO-MIMO pour réseaux de capteurs par simulation du canal radio indoor. In *First IRAMUS Workshop on radio interfaces for WSN and MANET networks*, Val Thorens, France, January 2007.
- [49] T. Razafindralambo, J.-M. Gorce, and F. Valois. How realistic medium assumptions increase fairness? In *First IRAMUS Workshop on radio interfaces for WSN and MANET networks*, Val Thorens, France, January 2007.
- [50] T. Razafindralambo, J.-M. Gorce, and F. Valois. Influence du médium radio sur le phénomène d'équité dans le cas des stations cachées. In *Rencontres Francophones sur l'Algorithmique pour les Télécommunications (Algotel)*, Ile d'Oléron, France, May 2007.
- [51] A. Gallais, H. Parvery, J. Carle, J.-M. Gorce, and D. Simplot-Ryl. Impact du lien radio sur les performances des protocoles de couverture de surface pour réseaux de capteurs. In *Proc. 8èmes Rencontres francophones sur les aspects algorithmiques de télécommunications (AlgoTel 2006)*, Trégastel, France, 2006. Best PhD Student Paper Award.
- [52] K. Jaffrès-Runser and J-M. Gorce. Planification multicritère de réseaux locaux sans-fils. In *7e congrès de la Société Française de Recherche Opérationnelle et d'Aide à la Décision*, Lille, France, February 2006.
- [53] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. Prédiction de couverture radio pour les réseaux locaux sans-fil par une approche 2d multi-résolution. In *Actes des 14ièmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [54] G. Villemaud, G. De La Roche, R. Lecoge, J-M. Gorce, and H. Parvery. Synthèse de diagrammes de rayonnement directifs pour simulateur de couverture indoor. In *Actes des 14ièmes journées nationales micro-ondes*, Nantes, France, May 2005.
- [55] K. Runser, P. Buhr, G. De La Roche, and J-M. Gorce. Validation de la méthode de prédiction de couverture radio MR-FDPF. In *Actes ALGOTEL 2004*, Batz sur Mer, France, may 2004.
- [56] K. Runser, S. Ubéda, and J-M. Gorce. Optimisation de réseaux locaux sans fils. In *5e congrès de la Société Française de Recherche Opérationnelle et d'Aide à la Décision*, pages 250–251, Avignon, France, February 2003.
- [57] J-M. Gorce and S. Ubéda. Algorithme multi-résolution dans le domaine de fourier pour la planification radio par la méthode des flux partiels (parflow). In *Actes des 3e Rencontres Francophones AlgotelS2001*, pages 169–176, St Jean de Luz, France, Mai 2001.

### Divers

- [58] N. Maréchal, J. B. Pierrot, and J. M. Gorce. JEGA : a joint estimation and gossip averaging algorithm for sensor network applications. Research Report, en cours, INRIA, November 2007.
- [59] G. de la Roche, K. Runser and J-M. Gorce. The adaptive multi-resolution frequency-domain parflow (MR-FDPF) method for 2D indoor radio wave propagation simulation. part II : experimental assessment. Technical report, INRIA, en cours, November 2007.
- [60] J-M. Gorce, K. Runser, and G. de la Roche. The adaptive multi-resolution frequency-domain parflow (MR-FDPF) method for 2D indoor radio wave propagation simulation. part I : theory and algorithms. Research Report RR-5740, INRIA, November 2005.
- [61] J-M. Gorce. *Analyse spectrale locale par modélisation autorégressive spatialement régularisée. Application aux images de radiofréquence en échocardiographie ultrasonore*. PhD thesis, INSA-Lyon, France, 1998.
- [62] J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. Estimation du mouvement 3d des parois cardiaques par une approche différentielle. In *Colloque "l'imagerie cardiaque 3D", GDR CNRS "traitement du signal et des images - reconstruction et modélisation 3D" (GDR134-GT3)*, Paris, France, 22-23 nov 1994.

- [63] J-M. Gorce, D. Friboulet, and I.E. Magnin. Méthode d'estimation du mouvement des parois cardiaques à partir d'images 3d. In *7ieme forum Jeunes Chercheurs en Génie Biologique et Médical, (1er prix de la meilleure communication orale)*, Lyon, France, 1994.





## Deuxième partie

# Synthèse des travaux de recherche



---

# Modélisation réaliste des réseaux radio

*En guise d'introduction, ce chapitre présente le fil conducteur des travaux détaillés dans le reste du manuscrit. Il s'agit d'améliorer la simulation et la modélisation de la couche physique des réseaux radio, afin de mieux en évaluer l'impact sur les performances globales.*

*De nombreux travaux concernant les performances des réseaux radio ambiants reposent sur une modélisation assez simpliste de la couche physique, qu'il s'agisse de réseaux locaux sans fil (RLAN), de réseaux ad hoc ou de réseaux de capteurs. Si une telle modélisation permet d'établir des bornes et des lois simples conduisant au développement d'approches analytiques, le passage direct à un environnement réel en montre les limites. Certains protocoles révèlent en effet des failles importantes et inattendues, alors que certains problèmes s'atténuent naturellement. L'idée générale de notre travail est donc de pouvoir offrir un cadre de modélisation et de simulation plus réaliste, permettant de réduire l'écart trop grand entre la modélisation mathématique et l'environnement réel. Il y a beaucoup à faire dans ce domaine et nous n'avons pas la prétention de répondre à toutes les questions. Nous espérons avoir fait progresser ce domaine à travers les contributions que nous détaillons au cours des chapitres suivants.*

*Dans ce premier chapitre nous essayons de donner une vision d'ensemble sans entrer dans les détails de telle ou telle application, de telle ou telle technologie. Nous partons du modèle géométrique très simple souvent utilisé pour ses bonnes propriétés. Nous décrivons alors les trois grands aspects de la modélisation réaliste : i) le canal radio, ii) l'interface radio et iii) les interférences.*

*Les chapitres 2 à 4 détaillent ensuite nos contributions à la modélisation réaliste. Les chapitres 5 et 6 introduisent ces modèles dans la caractérisation des performances de réseaux. Enfin, le dernier chapitre présente nos objectifs de recherche pour les années à venir.*

*Les références bibliographiques générales sont données en fin de manuscrit. Par contre nos principales contributions sont renumérotées et listées à la fin de chaque chapitre.*

## 1.1 Introduction

Ce chapitre est une introduction aux travaux de recherche que j'ai menés durant ces 8 dernières années, et présentés dans le reste de ce document. Ce travail a été réalisé au laboratoire CITI (Centre d'Innovation en Télécommunications et Intégration de Services) et en particulier au sein du projet ARES (Architecture de Réseaux et Services) de l'INRIA, dont l'activité est focalisée sur l'architecture des réseaux radio ambiants. Les réseaux locaux sans fil (RLAN) ont fourni le premier contexte de nos travaux, étendus par la suite aux structures *ad hoc*. Aujourd'hui les activités d'ARES se tournent plus particulièrement vers deux applications : les réseaux maillés et les réseaux de capteurs. D'un point de vue plus théorique, nous nous intéressons à l'auto-organisation du réseau au sens large dans un contexte de réseaux hybrides<sup>1</sup> et non coordonnés.

Lorsque j'ai démarré mes recherches au CITI, j'ai réalisé que de nombreux résultats concernant les réseaux RLAN, les réseaux *ad hoc* ou les réseaux de capteurs, que nous regrouperons sous la dénomination de réseaux ambiants, reposaient sur une modélisation assez simpliste de la couche physique. Il ne s'agit pas de porter une critique uniforme de l'ensemble de ces travaux, car la prise en compte d'une couche physique idéale a permis d'établir des bornes et des lois suffisamment simples pour permettre le développement d'approches analytiques. On pense par exemple à l'affectation optimale des ressources radio sur un maillage hexagonal pour les réseaux cellulaires [Rapp 96], à l'étude de la capacité des réseaux *ad hoc*[Gupt 00] ou encore la connectivité des réseaux de capteurs [Bett 04]. Ces résultats, aussi intéressants qu'ils soient, ne sont pas forcément reproductibles en environnement réel, en particulier pour des questions de robustesse. Ainsi, les performances de certains protocoles qui semblaient être excellents en simulation s'avèrent fortement dégradées lors de la mise à l'épreuve de conditions réelles.

J'ai donc orienté mes recherches vers cette problématique, avec comme objectif l'établissement d'une passerelle entre les recherches en radiocommunication et en réseau, pour favoriser l'émergence de modèles réalistes de la couche physique. Au-delà d'une meilleure modélisation, l'intérêt de ce travail est d'offrir un cadre à l'évaluation des approches transversales *cross-layer*, coopératives et opportunistes. La transversalité se réfère à une approche qui exploite une forte collaboration entre deux couches du réseau, en particulier entre les trois couches suivantes : la couche physique qui représente le canal, la couche liaison de données et en particulier la gestion de l'accès au canal (MAC) et la couche réseau qui gère les protocoles de routage. La coopération se réfère aux techniques utilisant des noeuds relais pour effectuer la transmission de l'information. Cette coopération peut intervenir à différentes couches du réseau. Enfin, l'opportunisme consiste à exploiter les ressources radio de façon non centralisée, en fonction de leur disponibilité temporaire.

De façon très générale, le paradigme des réseaux radio ambiants peut être décrit de la façon suivante. Un réseau radio ambiant est un ensemble de terminaux (noeuds) qui communiquent par voie hertzienne en mode point à point ou en multi-sauts (grâce à des noeuds relais), par un seul ou plusieurs chemins.

Les noeuds peuvent assumer trois rôles différents : source, destinataire ou relais. Ils peuvent être tous identiques et assurer alternativement chacun des rôles, comme dans certains réseaux de capteurs, ou se voir attribuer un rôle spécifique, comme celui de point d'accès ou dans les réseaux sans fil ou de relais dans les réseaux maillés. Globalement, ces noeuds constituent un ensemble coopératif, le réseau, dans le but de réaliser un transport d'information. Cet ensemble de noeuds évolue sous un certain nombre de contraintes. La première contrainte est l'étalement spectral qui conditionne la capacité du système. La deuxième contrainte forte est l'énergie qui conditionne aussi la capacité mais également la durée de vie des noeuds fonctionnant en autonomie. D'autre part, la qualité du réseau dépend des techniques utilisées par toutes les couches. Elle est évaluée par des critères de qualité de service (QoS) qui dépendent de l'application : les critères communément évalués sont la capacité, l'équité d'accès, la garantie de délai ou latence, la fiabilité de bout en bout, la durée de vie du réseau. L'évaluation de ces performances repose sur les outils de modélisation et de simulation, la difficulté majeure étant de définir la bonne granularité qui relève d'un compromis entre précision et temps de calcul.

En théorie, la simulation réaliste nécessite la prise en compte de toutes les couches du réseau : la couche physique, la couche liaison de données incluant le contrôle d'accès (couche MAC), la couche réseau et la couche application. D'ailleurs, plusieurs simulateurs réseaux ont été adaptés ou développés spécifiquement pour les réseaux sans fil (Opnet, Omnet, NS2,...) et intègrent une modélisation assez fine des couches protocolaires

<sup>1</sup>les réseaux hybrides sont des réseaux qui intègrent des noeuds de différents standards. Ces noeuds cohabitent voire collaborent pour offrir un même service aux utilisateurs. Dans le contexte radio, ces réseaux peuvent avoir à partager les mêmes ressources radio.

pour de nombreux standards. Le standard 802.11 en particulier a été très largement étudié. Pourtant, dans de nombreux travaux, la modélisation de la couche physique reste souvent peu réaliste. Le problème n'est pas lié aux aspects protocolaires de la couche physique (taille des paquets, en-tête, type de modulation, codage, ...) qui sont facilement intégrables. La difficulté provient en réalité du fait que la couche physique est liée, par la propagation, à l'environnement de déploiement du réseau. Ainsi, la prise en compte de tous les phénomènes de propagation mais aussi de réception radio (égalisation par exemple) conduirait à une complexité de calcul trop élevée pour s'intégrer facilement dans un simulateur de réseau. C'est bien la fusion de la simulation *réseau*, qui repose sur des événements discrets, et de la simulation *communication numérique* qui repose sur le traitement du signal, qui est difficile à réaliser. Par défaut, les simulateurs de réseau reposent sur un certain nombre d'hypothèses élémentaires, en particulier le fameux modèle à disque (voir section 1.2). Si complexifier un modèle n'est pas un but en soi, la vraie question est de savoir quel modèle utiliser en fonction des propriétés du réseau que l'on veut mettre en évidence. La communauté scientifique travaillant sur les réseaux radio en est à un stade où l'on pense que la prise en compte d'une couche physique plus réaliste dans les modèles est incontournable. Deux axes de recherche sont alors complémentaires : le développement de modèles déterministes destinés à la simulation réaliste, et le développement de modèles stochastiques destinés à la modélisation analytique. En réalité, tout modèle repose sur une partie déterministe et une partie stochastique.

Pour situer nos différentes contributions dans ce contexte, nous commençons par rappeler dans la section 1.2 les fondements du modèle géométrique le plus simple. Nous détaillons ensuite les différents axes de recherche permettant d'améliorer ce modèle dans les sections suivantes. Nous présentons en conclusion le contenu des chapitres suivants.

## 1.2 Modèle géométrique

Nous commençons ce chapitre par décrire le modèle géométrique, qui est le plus élémentaire mais probablement le plus utilisé pour l'étude des réseaux radio [Gupt 00, Bett 04, Chau 05].

Soit un réseau radio, au sens large, constitué d'un ensemble de  $N$  noeuds, noté :

$$\Xi = \{n_i; i \in [0, N - 1]\} \tag{1.1}$$

A chaque noeud peut être associée une position fixe  $x(n_i) \in \Omega$  notée  $x_i$  ou une trajectoire notée  $x_i(t)$ .  $\Omega$ , le domaine d'étude, peut être indifféremment un ensemble de points discrets, un espace continu, borné ou non, de dimension quelconque (souvent 2D).

La liaison radio entre deux noeuds  $n_i$  et  $n_j$  est caractérisée par une fonction  $l(x_i, x_j)$ , notée  $l_{ij}$ . Rappelons que  $l_{ij}$  peut varier dans le temps si les noeuds sont mobiles ou si le canal est non stationnaire. On peut l'écrire alors  $l_{ij}(t)$  mais par défaut, on omettra le temps pour alléger l'écriture.

Le modèle géométrique repose sur l'existence supposée d'une distance limite, appelée la portée radio et notée  $R$ , qui divise pour chaque noeud source, le reste des autres noeuds en deux parties : les noeuds à portée et ceux hors de portée. On a ainsi :

$$l_{ij} : \Omega^2 \mapsto B = \{0, 1\}$$

$$l(x_i, x_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } \|x_i - x_j\| \leq R \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{1.2}$$

On note par la suite  $d_{ij} = \|x_i - x_j\|$ , la distance euclidienne entre émetteur et récepteur. La zone de communication de chaque noeud est donc un disque centré de rayon  $R$ . Un tel réseau peut être représenté par un graphe, dont les sommets sont les noeuds, et les arêtes les liaisons valides :  $G = (\Xi, L_v)$ , où

$$L_v = \{l_{ij}; l_{ij} \neq 0\} \tag{1.3}$$

L'étude des propriétés du graphe associé au réseau (connexité, degré, probabilité d'isolation, clusters) permet d'analyser la qualité du réseau et de nombreux problèmes de dimensionnement ou d'évaluation de performances du réseau peuvent s'exprimer à l'aide des outils théoriques ou algorithmiques classiques utilisés en

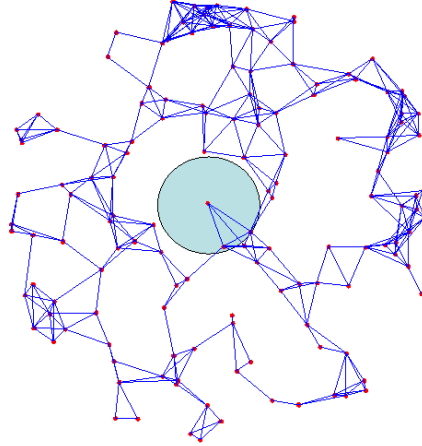


FIG. 1.1 – Exemple de réalisation d'un graphe géométrique aléatoire

théorie des graphes : coloriage de graphe pour l'affectation de ressources, recherche du plus petit ensemble dominant, recherche du plus court chemin, ...

Les noeuds du réseau peuvent être positionnés régulièrement, ou jetés aléatoirement selon un processus ponctuel donné. Dans le premier cas, le réseau étudié est déterministe et lui correspond un graphe unique. Dans le deuxième cas, l'étude porte sur un processus ponctuel, et le graphe associé est aléatoire. Dans les deux cas cependant, le graphe est dit géométrique car l'existence d'une arête ne dépend que de la distance euclidienne entre les 2 sommets dont elle est issue. Le cas d'un processus ponctuel  $2D$  de Poisson est très souvent étudié et conduit à un graphe géométrique aléatoire, dont un exemple est donné figure 1.1.

Ce modèle très simple repose en réalité sur plusieurs hypothèses fortes, qui confèrent au graphe associé ses bonnes propriétés. Nous proposons de représenter ces hypothèses sous la forme des 6 axiomes suivants :

$$\text{indépendance :} \quad l_{ij} = f(x_i, x_j) \quad (1.4)$$

$$\text{liaison commutée (on/off) :} \quad l_{ij} \in \{0, 1\} \quad (1.5)$$

$$\text{symétrie :} \quad l_{ij} = l_{ji} \quad (1.6)$$

$$\text{isotropie :} \quad l_{ij} = f(x_i, d_{ij}) \quad (1.7)$$

$$\text{homogénéité :} \quad l_{ij} = f(d_{ij}) \quad (1.8)$$

$$\text{stationarité temporelle :} \quad l(x_i, x_j) = c^{ste} \quad \text{si} \quad x_i, x_j = c^{stes} \quad (1.9)$$

Détaillons un petit peu plus ces six axiomes. L'axiome d'indépendance (1.4) traduit le fait qu'une liaison  $l_{ij}$  ne dépend pas des autres noeuds  $n_k; k \neq i, j$ , ce qui revient concrètement à négliger les problèmes d'allocation de ressources radio et les interférences qui en découlent. Dans ce cas  $l_{ij}$  ne dépend que du rapport signal à bruit (RSB)  $\tilde{\gamma}_{ij}$  :

$$\tilde{\gamma}_{ij} = h_{ij} \cdot \frac{P_i}{N_j} \quad (1.10)$$

où  $P_i$  et  $N_j$  sont respectivement les puissance d'émission et de bruit de réception associées à la liaison  $l_{ij}$ .  $h_{ij} \in [0, 1]$ , est la fonction de gain de liaison obtenue par échantillonnage de la fonction continue  $h(x_i, x_j)$  :

$$\begin{aligned} h : \Omega^2 &\mapsto [0, 1] \\ (x_i, x_j) &\mapsto h(x_i, x_j) \end{aligned} \quad (1.11)$$

L'axiome de liaison commutée (1.5) traduit l'existence d'un rapport signal à bruit (RSB) seuil  $\gamma_{lim}$  discriminant les liens actifs, qui découle directement du théorème de Shannon sur la capacité de canal :

$$C_{ij} = W \cdot \log_2(1 + \gamma_{ij}) \quad (1.12)$$

où  $W$  est la bande passante du système. En effet, le seuil de réception, pour un système fonctionnant au débit  $D$ , est donné par :  $\gamma_{lim} = 2^{D/W} - 1$  Les liaisons sont alors définies par :

$$l_{ij} : \Omega^2 \mapsto B = \{0, 1\}$$

$$(x_i, x_j) \mapsto l(x_i, x_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } \bar{\gamma}_{ij} \geq \bar{\gamma}_{lim} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.13)$$

Les 3 axiomes suivants (1.6)-(1.8) donnent au graphe ses propriétés géométriques. Ils reposent sur des hypothèses fortes concernant la propagation. Dans la mesure où l'axiome d'indépendance est valide, la symétrie repose sur la réciprocité du RSB :  $\gamma_{ij} = \gamma_{ji}$ . L'isotropie repose sur l'existence d'une relation directe entre  $d_{ij}$  et  $\gamma_{ij}$  pour un noeud donné  $n_i$ . De cet axiome découle la notion de portée  $R$  et de voisinage circulaire. L'homogénéité garantit la même portée à tout noeud du réseau.

Le sixième et dernier axiome (1.9) repose sur la stabilité des liens, hors mobilité des noeuds. Cet axiome favorise par exemple les protocoles de routage dits proactifs.

Toutes ces hypothèses, souvent implicites, ont un impact important sur les résultats de simulation ou de modélisation. De nombreux articles récents militent en faveur d'une modélisation plus réaliste de la couche physique (voir par exemple [Beld 05, Sada 03, Taka 01, Zhou 06, Sant 05, Stoj 05]). Il est alors nécessaire d'étudier les phénomènes physiques qui interviennent et de choisir un niveau de réalisme adapté au problème étudié.

L'amélioration du modèle à disque peut s'envisager dans trois directions complémentaires : le canal radio, l'interface radio et les interférences. Nous montrons ci-après que la validité des axiomes (1.6) à (1.9) est liée essentiellement à la modélisation du canal radio alors que le premier axiome (1.4) dépend de la modélisation des interférences et le deuxième (1.5) de la modélisation de l'interface radio ou plus exactement des probabilités d'erreur de transmission.

Nous commençons donc par évaluer l'impact du canal radio sur les 4 axiomes (1.6)-(1.9), en considérant des liaisons parfaites (modèle à seuil) et en négligeant les interférences. Les axiomes (1.4)-(1.5) sont donc supposés vrais dans un premier temps. Nous les relâcherons plus tard.

### 1.3 Modélisation du canal radio

L'équation (1.10) montre que les hypothèses sur le canal radio dépendent des puissances d'émission et de bruit, ainsi que de la fonction de gain de liaison.

Considérons tout d'abord les puissances. La symétrie nécessite d'avoir  $P_i/N_j = P_j/N_i$ , soit  $P_i \cdot N_i = c^{ste}$ . L'homogénéité et l'isotropie quant à elles reposent sur des conditions plus strictes,  $P_i = P_0; \forall i$ , et  $N_i = N_0; \forall i$ . Dans de nombreuses applications, ces hypothèses ne sont pas justifiées. La puissance d'émission peut être réglée de façon déterministe (par du contrôle de puissance par exemple) ou encore de façon stochastique, si l'on considère plutôt des problèmes d'étalonnage des puissances. Intégrer ces variations dans les modèles ne pose pas de difficulté particulière. On peut citer [Dous 02, Mior 05] par exemple, où les puissances d'émissions sont assimilées à des variables aléatoires.

Le gain  $h_{ij}$  a lui une influence très directe sur ces axiomes. Mais parce qu'il dépend directement de l'environnement réel, la modélisation est complexe. Concernant la symétrie, la réciprocité des systèmes antennaires et des phénomènes de propagation permettent d'affirmer que  $h_{ij}$  est symétrique, à la condition que pour chaque noeud, la même configuration antennaire soit utilisée en émission et en réception (l'utilisation de diversité par commutation par exemple peut compromettre ce résultat). Pour les trois autres axiomes, on ne peut rien dire de façon générale.

La modélisation de  $h_{ij}$  peut alors s'envisager sous deux angles complémentaires : un angle déterministe et un angle stochastique. Pour cela,  $h_{ij}$  est usuellement décomposé en 3 composantes (voir figure 1.2) : l'affaiblissement moyen, les obstructions dues aux obstacles qu'on appelle *effets de masque*, et les variations locales de puissance, dues aux évanouissements.

#### 1.3.1 L'affaiblissement

La complexité de la propagation des ondes dépend de l'environnement dans lequel le réseau est déployé. La présence d'obstacles et donc de chemins multiples peut rendre très complexe le calcul de la fonction de gain



$h_{ij}$ . Les approches déterministes classiques sont presque toutes basées sur la modélisation géométrique de type *lancer de rayon*. La limite principale est liée au nombre de réflexions qu'elles peuvent prendre en compte en un temps de calcul raisonnable. Nous nous sommes intéressés dès 2001 à une approche complètement différente, basée sur les éléments finis. Cette méthode est présentée au chapitre 2 et sa mise en oeuvre pour la simulation de réseaux WiFi est détaillée au chapitre 3. L'objectif de cette nouvelle méthode était de répondre aux besoins de la simulation réseau : être capable de simuler les liaisons radios dans un environnement de type indoor, avec un compromis temps de calcul-précision ajustable, et pour une grande densité de points. Le temps de calcul obtenu reste cependant forcément élevé comparé à un simple calcul de distance. Pour la simulation de réseaux, il est néanmoins possible de calculer à l'avance un certain nombre de liaisons de référence. Dans le cas d'un réseau d'accès avec bornes fixes, il suffit de calculer à l'avance les cartes de couverture de chaque point d'accès. Plus délicat, dans le cas de la simulation de réseaux mobiles *ad hoc*, toutes les liaisons possibles point à point doivent être estimées. Ainsi, une matrice de  $N^2$  valeurs doit être stockée pour  $N$  positions potentielles de noeud dans l'espace. Il est possible d'évaluer un nombre restreint de liaisons de référence et de reconstruire par interpolation les liaisons exactes en phase de simulation. Ce type d'approche est compatible avec la plupart des simulateurs mais notre moteur de propagation qui inclue un découpage automatique de l'environnement en zones homogènes se prête bien à une telle approche.

Malgré tout, l'utilisation d'une approche purement déterministe présente trois limites majeures. La première est la difficulté de connaître avec précision l'environnement de déploiement. La deuxième est de trouver un environnement de référence qui soit suffisamment représentatif d'une classe d'environnements. Enfin, la troisième limite est que ces modèles sont de toute façon trop complexes pour être utilisés dans les approches de modélisation analytique du problème.

Lorsqu'il est impossible ou simplement pas souhaitable d'utiliser un modèle entièrement déterministe, la solution consiste alors à utiliser une approche empirique qui repose sur deux composantes, dont l'une est déterministe et l'autre stochastique. La composante déterministe peut être du type :

$$h_{ij} = g(x_i, x_j) \cdot g_i(\theta_{ij}, \phi_{ij}) \cdot g_j(\theta_{ji}, \phi_{ji}) \quad (1.14)$$

où  $g(x_i, x_j)$  est la fonction de gain de propagation, et  $g_i(\theta_{ij}, \phi_{ij})$  et  $g_j(\theta_{ji}, \phi_{ji})$  aux gains des transmetteurs au sens large (incluant directivité, pertes, amplification, ...).

La directivité des antennes a bien entendu un impact sur le comportement des réseaux [Zhan 06]. Dans [Bett 05b], les auteurs évaluent l'influence d'antennes directives sur la connexité des réseaux multi-sauts. L'axiome d'isotropie repose en théorie sur l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles mais peut se retrouver également pour des antennes directives orientées aléatoirement, en travaillant sur une modélisation stochastique [Bett 05b].

Concernant la fonction de gain, l'approche la plus usuelle consiste à ramener l'expression du gain de propagation  $g(x_i, x_j)$  à une forme géométrique très simple, dit modèle à 1 pente et illustré à la figure 1.3-a :

$$g_{ij} = g_0 \cdot \left( \frac{d_{ij}}{d_0} \right)^{-\alpha} \quad (1.15)$$

où  $g_0$  et  $\alpha$  sont 2 constantes, caractérisant l'environnement et permettant de prendre en compte statistiquement les pertes liées aux obstacles.  $\alpha$  est en général compris entre 2 et 6.

Avec ce modèle, les axiomes (1.6)-(1.9) sont vérifiés et le modèle à disque reste d'actualité (fig.1.3-b).

### 1.3.2 Les effets de masque (Shadowing)

La composante stochastique est appelée *effet de masque* et complète le modèle empirique par des variations locales de puissance reçue, dues à la présence (ou l'absence) d'obstacles. L'expérience appuyée par le théorème central limite [Nesk 00, Saun 99], justifie l'utilisation d'un bruit multiplicatif ayant une d.d.p. log-normale  $\mathbf{s}_{ij}$ , telle que :

$$\mathbf{g}_{ij}^{(dB)} = g_{ij}^{(dB)} + \mathbf{s}_{ij}^{(dB)}, \quad (1.16)$$

où  $g_{ij}^{(dB)} = 10 \cdot \log_{10}(g_{ij})$ . La combinaison de (1.10) et (1.15) avec (1.16) permet d'obtenir la densité de probabilité (d.d.p.) du RSB  $f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}/d_{ij})$ , log-normale. Il est important de noter que l'effet de masque étant lié aux obstacles, immobiles, chaque lien  $l_{ij}$  est invariant pour une réalisation donnée et sans mobilité des

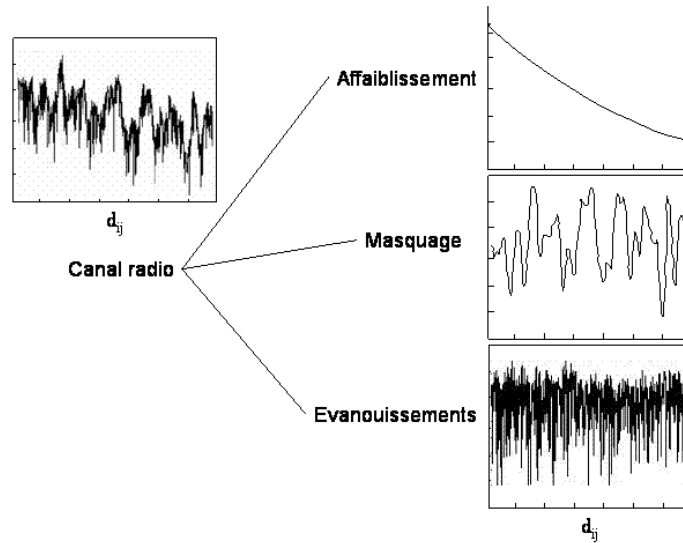


FIG. 1.2 – Décomposition de la propagation en 3 parties indépendantes : affaiblissement, effet de masque et évanouissements

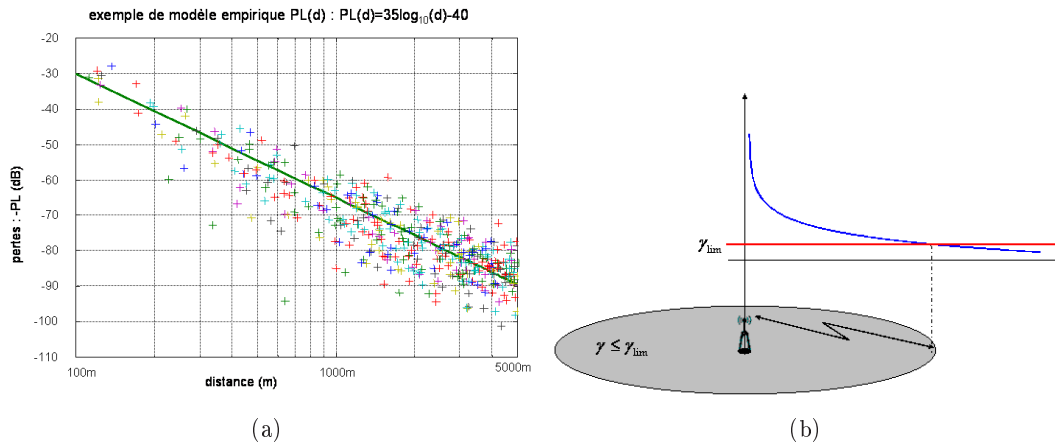


FIG. 1.3 – (a) Exemple de modèle empirique obtenu par régression à partir d'un jeu de mesures. (b) Voisinage circulaire obtenu avec un affaiblissement isotrope et un seuil de réception.

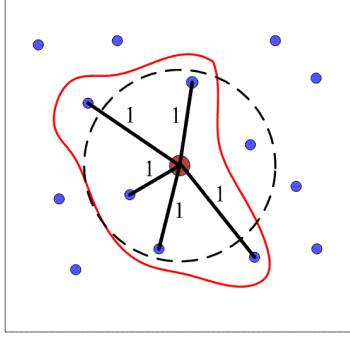


FIG. 1.4 – Exemple de déformation de la zone de voisinage associée à un noeud, induite par les effets de masque.

noeuds. Cette modélisation induit alors une déformation géométrique du modèle à disque comme illustré à la figure 1.4. Certaines liaisons de longueur  $d_{ij} > R$  sont actives, alors que d'autre de longueur  $d_{ij} < R$  restent inactives. Ce modèle appelé log-normal est très largement utilisé dans la littérature, tant en simulation qu'en modélisation.

**Corrélation spatiale de l'effet de masque** Dans de nombreux travaux, tant en modélisation qu'en simulation, chaque lien radio  $l_{ij}$  est caractérisé par un processus aléatoire de masque indépendant. Ce processus n'est donc caractérisé qu'à l'ordre 1, sans corrélation spatiale. On sait pourtant que cette corrélation existe (la présence d'un obstacle affecte un ensemble de liaisons voisines) et peut jouer un rôle prépondérant sur les performances des réseaux multi-noeuds, en particulier dans le cas des approches coopératives [Lane 03, Lane 04, Blet 06]. C'est une question qui n'est pas abordée, par exemple, dans les travaux de Miorandi [Mior 05] ou de Bettstetter [Bett 03, Bett 05a] sur la connexité des réseaux *ad hoc*, et dont nous reparlerons au chapitre 6.

Pour introduire la corrélation spatiale dans le modèle, il faut considérer non plus chaque variable de masque indépendamment, mais toutes ensemble comme issues de l'échantillonnage d'un processus aléatoire continu sur  $\Omega^2$  :

$$\mathbf{S} : \Omega^2 \mapsto R \quad (1.17)$$

$$(x_i, x_j) \mapsto \mathbf{S}(x_i, x_j) \quad (1.18)$$

La stationnarité spatiale à l'ordre 1 peut être éventuellement remplacée par une stationnarité à l'ordre 2, permettant de définir l'auto-corrélation du processus :

$$\Phi_{ss}(x_i + \tau_i, x_j + \tau_j) = E [\mathbf{S}(x_i + \tau_i, x_j + \tau_j) \cdot \bar{\mathbf{S}}(x_i, x_j)] \quad (1.19)$$

Remarquons que pour un espace de travail à deux dimensions, la fonction d'auto-corrélation est définie dans un espace à quatre dimensions, i.e. les coordonnées de l'émetteur et du récepteur. On trouve dans la littérature quelques travaux concernant cette modélisation, dans un contexte de déploiement urbain [Saun 99, Patz 96, Graz 02, Kuma 02, Cai 96, Max 07]. Ils reposent tous sur le modèle de Gudmundson [Gudm 91].

$$\Phi_{ss}(x_i + \tau_i, x_j + \tau_j) = e^{-\frac{|\tau_i| + |\tau_j|}{d_{corr}} \cdot \ln 2} \quad (1.20)$$

En indoor, très peu d'études ont été effectuées sur ces modèles corrélés. Un travail expérimental est présenté dans [Patw 02], qui est cité plusieurs fois, en particulier dans des travaux sur la localisation dans les réseaux de capteurs. Les conséquences sont importantes si la distance entre les noeuds voisins dans le réseau est inférieure à la longueur de corrélation de l'environnement. Elles sont importantes également dans le cas de noeuds mobiles, si les positions successives des noeuds émetteur et récepteur sont distantes d'une valeur inférieure à cette longueur de corrélation.

Le développement de modèles à l'ordre 2 pour le processus de masque reste donc un sujet ouvert, en particulier pour des environnements confinés. C'est là une raison supplémentaire qui a motivé le travail

de développement d'un moteur de propagation déterministe, car l'analyse de simulations réalistes pourra permettre d'obtenir des modèles plus réalistes.

### 1.3.3 Les évanouissements non sélectifs

Le processus de masque a permis d'intégrer les variations spatiales de la fonction de gain, mais n'intègre pas les variations rapides de signal qui résultent de la sommation incohérente des échos du même signal source, dus aux multi-trajets. Le phénomène d'évanouissement qui en résulte est bien connu. Le moindre mouvement de l'émetteur, du récepteur, ou même simplement d'un obstacle, peut modifier le schéma de sommation et introduire des variations rapides de la puissance du signal radio reçu. La modélisation déterministe des évanouissements est impossible car ils dépendent de phénomènes *microscopiques*. Ils sont donc en général caractérisés par un processus aléatoire, que l'on notera  $\mathbf{e}_{ij}(t)$  et qui vient compléter les deux termes précédents :

$$\mathbf{g}_{ij}^{(dB)}(t) = g_{ij}^{(dB)} + \mathbf{s}_{ij}^{(dB)} + \mathbf{e}_{ij}^{(dB)}(t), \quad (1.21)$$

$\mathbf{e}_{ij}(t)$  peut être considéré comme un processus non corrélé spatialement car les évanouissements varient rapidement et la longueur de corrélation est petite devant la distance moyenne entre les noeuds.

Les statistiques à l'ordre 1 du processus d'évanouissement  $\mathbf{e}_{ij}(t)$  sont bien connues. Lorsqu'aucun chemin de transmission n'est prépondérant (canal dit de Rayleigh), la d.d.p. de puissance suit une loi exponentielle :

$$f_e(\mathbf{e} = e) = \exp(-e) \quad (1.22)$$

D'autres modèles plus complets existent, comme les canaux de Rice ou de Nakagami-m (voir par exemple [Simo 05a]) pour une description des différents modèles de canaux). Dans le cas de la transmission en mode paquet, la vitesse de variation du canal par rapport à la durée des trames et l'intervalle de temps entre 2 trames joue un rôle important. L'hypothèse la plus vraisemblable est que le canal est stationnaire pendant la durée de transmission d'un paquet. On parle alors de canal à évanouissement par blocs. Par contre, on peut considérer qu'à chaque nouvelle transmission sur le même lien radio, le rapport signal à bruit instantané évolue, conformément à la d.d.p. de puissance. L'évanouissement n'est donc pas stationnaire, contrairement à l'effet de masque, et ce même pour des noeuds immobiles. Suivant la vitesse à laquelle les paquets sont émis, il peut être intéressant d'introduire une corrélation de canal entre les valeurs successives de RSB associées à une même liaison  $l_{ij}$ . Dans le cas d'un canal de Rayleigh, la fonction d'auto-corrélation temporelle est connue [Jake 74] :

$$\Phi_{ee}(\tau) = J_0(2\pi \cdot f_m \cdot \tau) \quad (1.23)$$

On peut en déduire le temps de cohérence du canal  $T_f$  [Jake 74] par la durée moyenne d'évanouissement, qui reflète bien les caractéristiques d'ordre 2 du processus. Si l'intervalle de temps entre deux paquets est très supérieur à  $T_f$ , la fonction d'évanouissement est décorrélée. La simulation de ce type de canal est alors assez facile à réaliser, puisqu'à chaque paquet, l'état du canal est tiré aléatoirement. Ce n'est probablement pas le cas le plus réaliste et prendre en compte la corrélation temporelle entre les états successifs du canal ouvre des perspectives de recherche intéressantes. Par exemple, dans [Pham 05], les auteurs exploitent cette corrélation du canal pour prédire les états futurs et en tirer parti au moment de l'accès au canal par contention. C'est un très bon exemple d'approche transversale (cross-layer) qui montre l'intérêt d'une modélisation fine du canal radio dans ses dimensions spatiales et temporelles. Notons également les travaux qui proposent de modéliser les états du canal à partir de la probabilité d'erreur paquet par une chaîne de Markov à 2 états (modèle de Gilbert) [Wang 96, Tan 00] ou de façon plus sophistiquée par des modèles à chaîne de Markov cachée [Konr 01, Ji 04].

Alors que le processus aléatoire de masque donne au processus global ses propriétés spatiales, le processus d'évanouissement lui confère ses propriétés temporelles. Bien entendu, dans le cas où les noeuds sont mobiles, la dépendance au temps de  $x_i(t)$  et  $x_j(t)$  s'intègre naturellement [Cai 96] et l'effet de masque contribue alors également aux variations temporelles du signal reçu :

$$\mathbf{g}^{(dB)}(x_i(t), x_j(t), t) = g_{ij}^{(dB)} \cdot \mathbf{s}^{(dB)}(x_i(t), y_j(t)) \cdot \mathbf{e}^{(dB)}(x_i(t), y_j(t), t) \quad (1.24)$$

Ces effets d'évanouissements peuvent être intégrés de deux façon dans le graphe modélisant le réseau. En restant sur l'idée d'un RSB seuil, chaque lien radio a alors une certaine probabilité d'existence [Tse 05] (c'est

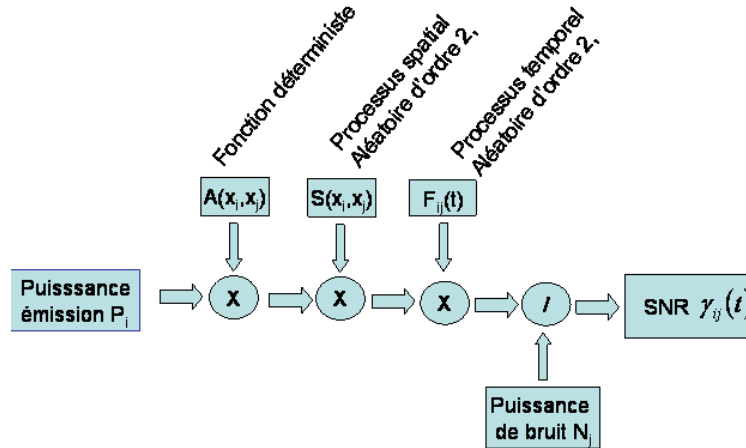


FIG. 1.5 – Description du rapport signal à bruit comme la combinaison de processus aléatoires

la probabilité que le RSB soit supérieur à la limite de Shannon). Il est possible de revenir à un graphe déterministe pour étudier les performances asymptotiques, en remplaçant le seuil de réception par un seuil en terme de probabilité de coupure (outage)  $P_O$  et en considérant actifs les liens ayant une probabilité de coupure inférieure à ce seuil :  $P_c(l_{ij}) < P_o$ . La fonction probabilité de coupure étant monotone, on obtient un nouveau seuil de communication  $\bar{\gamma}_o$  qui en canal de Rayleigh est donnée par

$$\bar{\gamma}_o \approx \frac{2^{R/W} - 1}{P_c(x_i, x_j)} \quad (1.25)$$

Le modèle géométrique reste valable, seule la portée a changé. Cependant, un tel modèle ne permet pas d'exploiter réellement la diversité spatiale et ne convient pas à l'étude des approches coopératives ou opportunistes qui nécessitent de tenir compte de l'évolution temporelle des liens (stabilité des liens, de la connectivité, des routes, ...). Il faut alors modéliser le réseau par un graphe aléatoire, l'état de chaque liaison variant au cours du temps. Parce que les évanouissements sont omniprésents en indoor, nous les avons intégrés aux différents stades de nos travaux. Nous présentons au chapitre 3, une approche permettant dans le simulateur de propagation, de prédire le degré d'évanouissement à partir d'une analyse locale du champ simulé. Les évanouissements sont également pris en compte dans l'étude de performances des liens radio en mode point à point présentée au chapitre 4, et enfin ils sont au coeur de l'étude de connectivité des réseaux de capteur que nous présentons au chapitre 6.

### 1.3.4 Synthèse

En définitive, le rapport signal à bruit est un processus aléatoire dans un espace à 5 dimensions (les coordonnées de l'émetteur, celles du récepteur et le temps). Alors que l'affaiblissement et l'effet de masque en décrivent les propriétés spatiales, l'évanouissement en décrit les propriétés temporelles. Ce processus complet est représenté à la figure 1.5. Le graphe associé est un graphe aléatoire défini par deux processus : le processus ponctuel de déploiement des noeuds et le processus aléatoire des liens radio. A ce modèle peuvent s'ajouter un processus aléatoire de description de la mobilité des noeuds [Bett 01, Yu 03] et un processus aléatoire de description du trafic circulant dans le réseau [Awan 06]. L'ensemble fournit alors une modélisation complète des réseaux ambiants. Pour finir, précisons que nous n'avons volontairement pas abordé dans cette description le problème des canaux dispersifs en temps. Ce problème peut être associé plutôt à la modélisation des performances de l'interface radio, en y intégrant l'égalisation et le type de canal.

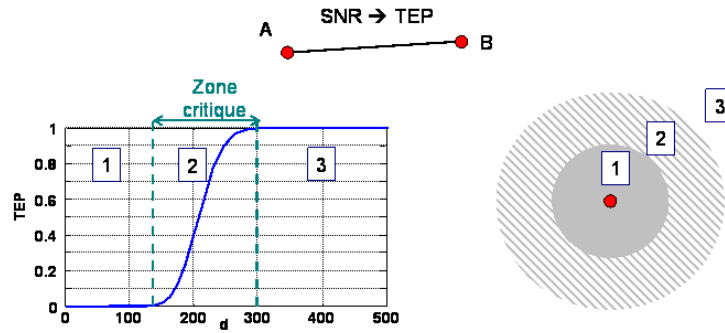


FIG. 1.6 – Voisinage d'un nœud avec prise en compte du taux d'erreur paquet

## 1.4 Modélisation de l'interface radio

On entend par modélisation de l'interface radio, la modélisation des erreurs de transmission. Comme nous l'avons rappelé, l'axiome (1.5) du modèle à seuil correspond à un système idéal, fonctionnant à la limite de Shannon. Dans le cas où l'on veut évaluer les performances du réseau avec une interface radio connue (par exemple IEEE 802.11b), il est nécessaire d'intégrer dans les modèles ou les simulations, la probabilité d'erreur de transmission associée, que l'on appellera taux d'erreur paquet (TEP). Cette modélisation est également utile pour comparer différents standards ou techniques. La probabilité d'erreur par trame dépend de la modulation, de la technique de codage ainsi que de l'interface radio-fréquence (RF). Cela est d'autant plus vrai avec les réseaux de capteurs, où les contraintes de coût et d'énergie ne permettent pas l'utilisation de codeurs très sophistiqués.

### 1.4.1 Voisinage probabiliste des nœuds

La figure 1.6 illustre l'importance que peut prendre une telle modélisation sur le comportement du réseau. Vu d'un nœud, le réseau peut être décomposé en 3 zones. La zone 1 contient les nœuds pour lesquels la communication est 'parfaite' (disons que le TEP est inférieur à un certain seuil de référence). La zone 3 contient tous les nœuds situés à une distance telle que la probabilité de réception est nulle. On peut par exemple considérer que la puissance du signal reçu est inférieure à la puissance minimale permettant la détection de porteuse (ou tout autre mécanisme de détection de signal). Enfin, la zone 2 contient les nœuds pour lesquels la réception est incertaine. Avec un modèle à seuil, seuls les nœuds de la zone 1 sont exploités et on se prive de la capacité offerte par les nœuds de la zone 2, même si elle est intermittente. Paradoxalement, bien que les nœuds de la zone 2 aient, isolément, une probabilité d'erreur élevée, ils apportent une capacité et une connectivité importante au réseau, grâce à leur nombre. Cet aspect intéressant en particulier pour les réseaux de capteurs est discuté au chapitre 6 où nous montrons l'existence d'une distance critique pour la définition du voisinage. La taille réelle de la zone 2 (relativement à la zone 1) dépend de nombreux paramètres. En particulier, l'utilisation d'un codage canal performant permet de la réduire, mais à un coût relativement important en termes de complexité de traitement et d'énergie.

### 1.4.2 Modélisation de l'erreur

**Modulation et erreur symbole** Nous nous sommes placés dans le cas des modulations linéaires et cohérentes, de type M-PSK ou M-QAM. Dans ces conditions, Le taux d'erreur s'obtient en général à partir d'expressions faisant intervenir la fonction de Marcum  $Q$  [Skl88]. En 1991, Craig a proposé dans [Crai91] une représentation alternative de cette fonction, qui permet de retrouver une expression de transformée de

Laplace, et favorise donc les calculs :

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy, \text{ forme classique} \quad (1.26)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta, \text{ forme alternative.} \quad (1.27)$$

Cette nouvelle représentation permet de trouver des formes exactes de la probabilité d'erreur dans de nombreuses configuration de modulation et de canal radio, inaccessibles avec la forme traditionnelle de  $Q$ . En effet, cette forme alternative permet de faire apparaître une intégrale de la fonction génératrice des moments du RSB, plus simple à calculer. Ainsi par exemple, la probabilité d'erreur d'une M-PSK en canal BBAG s'écrit :

$$P_s(E|\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\gamma \frac{g_{psk}}{\sin^2\theta}\right) d\theta, \quad (1.28)$$

avec  $g_{psk} = \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)$  et  $M$  l'ordre de la modulation.

**Erreur moyenne en canal à évanouissements** En présence d'évanouissements, la probabilité d'erreur varie au cours du temps. Le critère le plus étudié pour caractériser les liens est la probabilité d'erreur moyenne, notée SEP (Symbol Error Probability). Il dépend de la probabilité d'erreur instantanée définie ci-dessus, et de la loi de distribution du RSB, liée au canal :

$$P_s(E|\bar{\gamma}) = \int_0^\infty P_s(E|\gamma) \cdot f_\gamma(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot d\gamma_s. \quad (1.29)$$

En exploitant (1.28), et le théorème de Fubini, on obtient :

$$P_s(E|\bar{\gamma}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \int_0^\infty \exp\left(-\gamma \frac{g_{psk}}{\sin^2\theta}\right) p_\gamma(\gamma) d\gamma d\theta \quad (1.30)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_\gamma\left(-\frac{g_{psk}}{\sin^2\theta}\right) d\theta, \quad (1.31)$$

où  $M_\gamma$  est la fonction génératrice des moments (MGF) du RSB instantané. Citons en complément les travaux de Wang et Giannakis [Wang 03b] qui proposent des expressions asymptotiques pour une grande variété de modulation et de codage.

**Taux d'erreur paquet** Il est souvent utile pour modéliser les réseaux de raisonner non pas en taux d'erreur symbole, mais en taux d'erreur paquet [Khal 05]. En canal BBAG, la probabilité de transmission paquet sans codage, associée à un certain RSB est

$$P_p(tr|\gamma) = (1 - P_s(E|\gamma))^{N_s}, \quad (1.32)$$

où  $N_s$  est le nombre de symboles par trame.

En présence d'évanouissement, l'estimation de ce taux d'erreur paquet peut prendre deux formes différentes, suivant le cohérence du canal relativement à la profondeur de codage du système de transmission<sup>2</sup>. Si le temps de cohérence du canal est court, on parle d'évanouissements rapides et la probabilité de transmission est directement liée au SEP :

$$P_p(tr|\bar{\gamma}) = (1 - P_s(E|\bar{\gamma}))^{N_s}, \quad (1.33)$$

Mais dans le cas où le temps de cohérence est grand, la probabilité d'erreur paquet évolue au cours du temps, et il peut être important d'en tenir compte. On a alors :

$$P_p(tr|\bar{\gamma}) = \int_0^\infty (1 - P_s(E|\gamma))^{N_s} \cdot f_\gamma(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot d\gamma_s, \quad (1.34)$$

---

<sup>2</sup>La profondeur de codage n'est pas forcément égale à la taille des paquets. Dans certains cas (le GSM par exemple), un paquet d'information est transmis étalé sur plusieurs trames. On bénéficie alors de la diversité temporelle du canal à évanouissements

Remarquons que à fort RSB, les deux formulations convergent vers la même approximation :

$$P_p(tr|\bar{\gamma}) \geq 1 - N_s \cdot P_s(E|\bar{\gamma}) \quad (1.35)$$

Nous utilisons (1.33) au chapitre 4 pour l'obtention d'une approximation analytique des performances des liens radio, car nous nous intéressons aux performances asymptotiques. Au contraire, nous utilisons (1.34) au chapitre 6 pour l'étude de la connectivité opportuniste dans les réseaux de capteurs.

**Taux de coupure en présence d'effet de masque** Calculer le SEP en intégrant dans la fonction de distribution du RSB les variations long terme liées aux effets de masque, n'est pas forcément très intéressant. En effet, les variations de signal liées aux effets de masque sont lentes. Le SEP moyen n'est donc pas représentatif des conditions de transmission supportées par les mobiles.

Conti et al. ont proposé un critère plus pertinent dans [Cont 03b, Cont 03a], appelé taux de coupure symbole SEO (symbol error outage) et défini par la probabilité que le SEP moyen dépasse une valeur seuil (outage). Elle est définie mathématiquement par :

$$P_s(O) = P(P_s(E|\bar{\gamma}_s) \geq P_s^*), \quad (1.36)$$

avec  $P_s^*$  la probabilité d'erreur seuil.

Le SEO est intéressant car il permet de caractériser la fiabilité du système en fonction de la probabilité d'erreur cible permettant à l'application de fonctionner. Pour le calculer de façon rigoureuse, et parce qu'on connaît la distribution du RSB, on écrit :

$$P_s(O) = \int_0^{\bar{\gamma}_s(P_s^*)} f_{\bar{\gamma}_s}(x) dx, \quad (1.37)$$

où  $f_{\bar{\gamma}_s}(x)$  est la densité de probabilité du RSB moyen.

La borne supérieure de l'intégrale témoigne du fait que le RSB moyen dépend de la probabilité d'erreur seuil fixée. L'expression (1.37) s'exprime en fonction de la probabilité d'erreur cible que l'on souhaite atteindre, seul critère vraiment pertinent dans l'élaboration d'un système de télécommunication. L'obtention du SEO en présence d'effets de masque nécessite donc d'inverser la probabilité d'erreur moyenne, pour obtenir  $\bar{\gamma}_s(P_s^*)$ . L'obtention de formes analytiques pour le SEP ou le SEO est très importante pour l'étude des réseaux, comme nous le présentons au chapitre 4.

**Erreur bloc et codage** La probabilité d'erreur paquet décrite ci-dessus est celle qui est obtenue sans codage. Il est difficile de prétendre étudier les performances des systèmes sans intégrer le codage canal dans la modélisation. Pour les codes blocs, la probabilité d'erreur par mot code peut être majorée par [Proa 95] :

$$P_m(E) \leq \sum_{m=t+1}^n \binom{n}{m} P_b(E)^m (1 - P_b(E))^{n-m}, \quad (1.38)$$

avec  $P_b(E)$  la probabilité d'erreur bit du canal,  $n$  le nombre de bits et  $t$  la capacité de correction du code. Les codes de Hamming et de Golay sont les deux seuls codes non triviaux parfaits (la borne peut être atteinte). Cette expression peut être vue comme une généralisation de (1.32), pour l'estimation de l'erreur paquet.

En ce qui concerne les codes convolutifs, la probabilité d'erreur peut être bornée en considérant le récepteur optimal basé sur l'algorithme de Viterbi. Le critère essentiel utilisé est la probabilité de première erreur, dont la littérature propose plusieurs bornes [Tse 05, Gold 05].

### 1.4.3 Synthèse

Le principe de la modélisation d'une interface radio réaliste consiste donc à remplacer le modèle à seuil par une modélisation de l'erreur de transmission.

L'intégration de cette erreur de transmission en simulation est assez simple et repose directement sur la connaissance du canal radio. La modélisation du canal telle que détaillée dans la section précédente fournit le RSB associé à chaque paire de noeuds  $\{n_i, n_j\}$  sous la forme d'un processus aléatoire, noté  $\gamma(x_i(t), x_j(t), t)$ .



Dans le cas de noeuds immobiles, et d'un canal BBAG sans évanouissement, la probabilité d'erreur est constante pour chaque lien et les liens radios se résument à des v.a. indépendantes. Chaque lien  $l_{ij}$  est donc une v.a. de Bernoulli dont la probabilité dépend du gain global de la liaison (intégrant éventuellement l'effet de masque) et des paramètres de l'interface radio qui permettent d'exprimer  $P_s(tr|\gamma)$ . Dans le cas le RSB évolue au cours du temps, il faut alors adapter en permanence la fonction  $P_s(tr|\gamma)$ .

En ce qui concerne la modélisation analytique, le SEP et le SEO fournissent les outils nécessaires au développement de modèles plus complets dans le contexte des réseaux.

#### 1.4.4 Modélisation des interférences

Le dernier axiome associé au modèle à disque parfait concerne l'indépendance entre les liens. Tout le monde est d'accord pour dire que le canal radio doit être partagé et qu'en conséquence les performances de chaque lien dépendent de ce qui se passe au niveau des autres liens. Cependant, l'étude des interférences est un problème complexe car c'est un problème réellement transversal. La modélisation des interférences doit se faire au niveau de la couche physique, mais elle dépend de la politique d'accès au canal géré par la couche MAC et de la politique de routage dans le réseau.

Dans un article fondamental sur la capacité des réseaux, Gupta et Kumar [Gupt 00] proposent une borne asymptotique pour les réseaux *ad hoc*, en  $O\left(W/\sqrt{N}\right)$ , où  $W$  représente la bande passante du système et  $N$  le nombre de noeuds dans le réseau. Cette faible performance à grande échelle est due au fait que le débit de chaque lien est constant, alors que le nombre de sauts nécessaires augmente en  $\sqrt{N}$ . Dans ces travaux, le modèle à disque est utilisé, et les interactions entre les liens sont réduites au plus simple par l'interdiction de communication simultanée de noeuds ayant des zones de couverture recouvrantes partiellement. C'est le modèle d'interférences le plus élémentaire. Ce modèle peut être amélioré en associant à chaque noeud une deuxième portée  $R_b$  dite de brouillage. Plusieurs résultats de performance des réseaux *ad hoc* ont été obtenus sous cette hypothèse [Chau 02]. On est encore très loin de la réalité.

Une approche plus réaliste consiste à assimiler l'ensemble des interférences à un bruit additif. Il suffit alors de remplacer le RSB dans (1.10) par un rapport signal à bruit plus interférences RSBI :

$$\bar{\gamma}_{ij} = h_{ij} \cdot \frac{P_i}{N_j + \sum_{k \neq i,j} h_{kj} \cdot P_k} \quad (1.39)$$

Les questions de modélisation de performances sont alors plus compliquées, car l'existence d'un lien dépend de toutes les sources actives simultanément. Dans [Dous 02, Dous 05, Hami 07], ce modèle est utilisé pour évaluer l'impact des interférences sur la connectivité des réseaux *ad hoc* dans le cadre d'une formulation stochastique du réseau. Cette modélisation met en évidence les interactions fortes entre les paramètres de la couche physique, de la couche MAC et des protocoles de routage. Ce formalisme permet donc de réfléchir aux approches transversales.

Dans [Toum 03], Toumpis et Goldsmith proposent un formalisme très intéressant pour l'étude de la capacité d'un réseau *ad hoc* en tenant compte des interférences. Le principe consiste à décrire l'ensemble des communications simultanées par le biais d'une matrice de trafic. Chaque coefficient  $r_{ij}$  de cette matrice est égal à une valeur positive si  $n_j$  reçoit une information de  $n_i$  et négative si  $n_j$  retransmet une information issue de  $n_i$ . Un protocole de routage ou d'accès au canal est alors décrit par une succession de matrices. La sommation sur ces matrices permet d'obtenir les flux présents dans le réseau. Cette approche fournit un outil théorique intéressant pour exprimer la capacité des réseaux ambiants. Malheureusement, l'optimisation conjointe des protocoles de routage et d'accès au canal, ainsi que de la couche physique, reste difficile à atteindre, car on ne peut exprimer analytiquement la solution du problème dont la combinatoire augmente très rapidement. La recherche d'une bonne solution ne peut alors se faire que par une heuristique de minimisation.

**Ressources multiples** La formulation (1.39) ci-dessus est valable pour des réseaux exploitant une seule ressource. Le cas multi-canaux, qu'il s'agisse de canaux en fréquence, en temps ou en codes, peut être modélisé en intégrant un facteur de réjection inter-canaux  $\alpha_{kj}$ , qui conduit à une expression modifiée du RSBI :

$$\bar{\gamma}_{ij} = h_{ij} \cdot \frac{P_i}{N_j + \sum_{k \neq i,j} \alpha_{kj} \cdot h_{kj} \cdot P_k} \quad (1.40)$$

Dans le cas de l'utilisation de quelques canaux parfaitement indépendants, obtenus par codes orthogonaux ou par répartition sur slots temporels,  $\alpha_{ki} \in \{0, 1\}$  suivant que  $i$  et  $k$  utilisent ou non la même ressource. Dans le cas de canaux partiellement recouvrants, on a simplement  $\alpha_{ki} \in [0; 1]$ . Se rajoute alors à l'ensemble des problèmes étudiés précédemment (accès au canal, capacité) la problématique de l'affectation des ressources. Nous avons étudié le problème de la modélisation des interférences dans le cadre de la planification des réseaux RLANS. Ce travail est présenté au chapitre 5.

**Réjection d'interférences** Parce que la présence d'interférences est le premier facteur limitant la capacité du réseau, la réjection basée sur une réception multi-utilisateurs est très intéressante dans le contexte réseau. L'impact des techniques multi-utilisateurs sur les performances des réseaux mobiles est étudié par exemple dans [Toum 03, Coma 06]. Bien que ces techniques introduisent une complexité de traitement importante, elles permettent d'améliorer énormément la capacité des systèmes radio de type *ad hoc*. La plupart des travaux concernant la réjection multi-utilisateurs se situent dans le contexte de signaux homogènes. On entend par signaux homogènes la présence de signaux de même type, associés au même standard. Il s'agit par exemple de réduire les interférences inter-codes en CDMA, ou les interférences co-canaux en GSM. Le problème de réjection d'interférence est plus complexe dans un environnement multi-standards, et où les signaux à rejeter peuvent être très différents. Dans le cadre d'un partenariat avec France Télécoms, nous développons un prototype de récepteur multi-standards exploitant la radio-logicielle. Ce récepteur, multi-antennes, doit adapter sa puissance de calcul en fonction du contexte, et permettre la réjection de signaux hétérogènes ambiants. Pour démarrer ces travaux nous nous sommes appuyés sur le standard *IEEE802.11*, et nous avons développé un récepteur capable de travailler avec des signaux *802.11b* et *802.11g*. Cela permet d'avoir simultanément des signaux modulés en bande de base et des signaux multi-porteuses. Nous avons alors étudié plusieurs points clés : le premier est la réjection d'interférences de canaux adjacents. Cela nécessite en réception une bande passante plus large pour recevoir les deux signaux. Nous nous appuyons à la fois sur la réjection spatiale et sur la réjection multi-utilisateurs. Nous nous intéressons également aux problèmes de détection, et d'adaptation du traitement en cours de réception. Ce travail est résumé au chapitre 4.

## 1.5 Synthèse

Nous avons choisi de démarrer ce manuscrit par une description des problèmes de modélisation radio dans les réseaux. Nous avons essayé de mettre en avant quelques points importants, en particulier dans le contexte futur des réseaux coopératifs. Toute la difficulté pour obtenir des résultats intéressants, à partir de ce formalisme, consiste à définir des modèles issus d'un juste compromis entre réalisme et simplicité, pour permettre leur intégration dans un contexte de simulation ou de modélisation des réseaux. Nous allons détailler dans les chapitres suivants, nos contributions dans ce domaine. Le chapitre 2, présente une méthode déterministe originale pour le calcul de la propagation en environnement complexe. Basé sur une approche connue, de type TLM, nous avons cherché à en améliorer les performances en temps de calcul pour la rendre utilisable pour la simulation de grands environnements. La première idée a été de considérer un problème en bande étroite et de ramener l'étude au domaine fréquentiel. Nous avons alors proposé un algorithme multi-résolution pour résoudre le système linéaire qui y est associé. Ce travail a fait l'objet de plusieurs conférences, et d'un article publié, qui est joint en annexe. Dans le chapitre 3, nous présentons l'adaptation de cet algorithme, spécifiquement pour la simulation des réseaux sans fil à 2,4GHz. Nous introduisons quelques approximations et proposons une méthode de calibration. Ce travail a nécessité de nombreuses mesures et expérimentations, qui ont été partiellement présentées en conférences, et qui ont été menées dans le cadre d'une bourse CIFRE et d'un partenariat avec une entreprise en création. Un article publié en 2007 est donné en annexe également.

Pour intégrer dans nos modèles et nos propositions d'algorithmes des hypothèses réalistes sur le lien radio, nous nous sommes intéressés à la modélisation des performances. Nous avons tout d'abord travaillé sur l'hypothèse de liens isolés et avons obtenu des expressions analytiques du SEP et du SEO. Ce travail est résumé au chapitre 4 et a été publié dans [1], fourni en annexe 3. Nous travaillons maintenant à l'extension de ces résultats avec prise en compte des interférences. Nous nous sommes également intéressés à la réjection d'interférence et en particulier, à la réjection des canaux adjacents, car c'est un problème récurrent dans les réseaux WiFi. Nous avons évalué les performances possibles des structures MLSE optimales, et avons

également comparé les performances de structures plus simples tels les annuleurs d'interférence série ou parallèle (SIC, PIC). Pour évaluer les performances réelles de ces solutions, nous avons mis en place une plate-forme de test, décrite également au chapitre 4. Dans le cadre d'un partenariat avec France Télécom, nous développons un prototype de récepteur large bande multi-antennes et multi-modes. Ce prototype servira de base pour tester nos algorithmes.

Pour finir, les deux derniers chapitres présentent deux axes de recherche dans lesquels nous avons exploité la modélisation ou la simulation réaliste du canal pour aborder des problèmes réseau. Le chapitre 5 aborde le problème de la planification des réseaux, en exploitant le moteur de propagation. Les contributions originales de ce travail sont l'exploitation d'un découpage adaptatif de l'environnement, la définition de contraintes réalistes et la mise en place d'une approche multi-objectifs pour la recherche de solutions pertinentes. Le principe d'une approche multi-objectifs a été présenté dans un premier article publié en 2006 dans IEEE Wireless Communications. Nous avons ensuite évalué les performances de nos algorithmes et comparé l'approche multi-objectifs à une approche classique. Les résultats complets, publiés .

Pour finir nous présentons au chapitre 6 une dernière application, pour laquelle la modélisation réaliste de l'environnement a un impact important. Il s'agit des réseaux de capteurs. Nous nous sommes intéressés à la modélisation réaliste du lien radio et son impact dans les réseaux de capteurs. Nous avons évalué l'impact des erreurs de transmission sur les protocoles de couverture, et sur la connectivité du réseau. Nous définissons un paramètre de connectivité opportuniste qui démontre l'intérêt potentiel des techniques coopératives. Ce travail, publié dans LJWCN en 2007 est donné en annexe 5.

Au chapitre 7, nous proposons une synthèse de ces travaux et surtout présentons les perspectives de recherche que nous envisageons pour les années à venir.

---

## L'approche MR-FDPF pour la simulation déterministe du canal radio

*Parmi les différents axes de recherche évoqués dans le chapitre précédent, nous abordons dans ce chapitre le problème de la modélisation réaliste de la propagation en environnement indoor. Parce qu'aucune méthode n'était complètement satisfaisante par rapport à nos attentes, nous avons développé une méthode originale qui peut être assimilée à une méthode par éléments finis. Elle repose sur la décomposition du champ électrique en flux qui se propagent le long de lignes de transmission, de façon identique aux approches TLM. Le passage dans le domaine fréquentiel permet de ramener le problème à la résolution d'un système linéaire dont nous avons proposé la résolution par une approche algorithmique efficace basée sur une décomposition multi-résolution. Nous montrons que la complexité de cette approche est assez faible en 2D. L'implémentation 3D est également discutée.*

*Les différentes contributions détaillées dans ce chapitre ont été publiées dans plusieurs conférences et un article paru dans IEEE transactions on Antennas and Propagation. Cet article est donné en annexe I.*

## 2.1 Objectifs

La propagation des ondes en environnement réel est un phénomène complexe. Nous nous intéressons, pour les réseaux ambiants, à des environnements confinés où les effets de réflexion et de diffraction sont nombreux et où le mobilier et les personnes introduisent des variations non prédictibles du signal. Pourtant, simuler ou modéliser le canal radio Indoor présente de multiples intérêts. La simulation pour le développement d'outils de planification de réseaux RLAN en est un, comme nous le verrons au chapitre 5. On peut citer également l'évaluation de la couverture des systèmes cellulaires, comme le GSM, l'UMTS ou le WiMax, jusqu'à l'utilisateur final à l'intérieur des bâtiments, pour lui garantir un accès haut débit. Dans ce cas, des approches hybrides (indoor-outdoor) doivent être encore imaginées.

La simulation de la propagation est également une brique nécessaire pour les simulateurs de réseaux dédiés à l'évaluation de protocoles. Une analyse rapide des simulateurs actuels utilisés tels Opnet ou NS simulator, révèle la simplicité des modèles de propagation utilisés par défaut qui reposent en général sur une approche purement géométrique. On mesure alors la distance qu'il reste à parcourir après validation d'un protocole sur simulateur, pour le passage à l'échelle. La validation par simulation réaliste constitue une étape intermédiaire intéressante avant le déploiement en grandeur réelle. Ceci est d'autant plus important pour des applications comme les réseaux de capteurs pouvant intégrer plusieurs milliers de noeuds.

Plusieurs facteurs entrent en jeu dans le choix d'une méthode de prédiction de la propagation.

1. **Sélection des paramètres à estimer** Le paramètre le plus couramment estimé est la puissance moyenne qui dépend des effets de masque liés à l'environnement. Ce n'est pas suffisant pour prédire les performances des liaisons radio. On peut le compléter par l'estimation des statistiques d'évanouissements, la caractérisation de la réponse impulsionnelle du canal, ainsi que les caractéristiques spatio-temporelles ou angulaires pour l'évaluation des systèmes MIMO. Si la méthode que nous avons développée a été conçue en priorité pour la prédiction de la puissance moyenne, nous verrons néanmoins au chapitre 3 qu'elle est exploitable et potentiellement performante pour d'autres paramètres.
2. **Densité des prédictions** Lorsque la densité de points de réception est faible, la problématique se résume à l'estimation de quelques bilans de liaison point à point. C'est le cas par exemple lors de l'évaluation des performances d'un point d'accès auquel sont associés quelques récepteurs fixes répartis dans l'espace. Les approches de type tracé de rayon s'y prêtent assez bien. Au contraire, le calcul de couverture d'un ou plusieurs points d'accès nécessite l'évaluation dense de la puissance rayonnée. L'extension simple des approches point à point est alors sous-optimale. Enfin, la caractérisation complète de l'environnement, pour une recherche de placement optimal de points d'accès par exemple, nécessite l'évaluation de la liaison pour tout couple de noeuds  $(n_i, n_j)$  dans l'espace. Une telle caractérisation est également nécessaire pour la simulation de réseaux mobiles *ad hoc* [Patw 02]. C'est bien dans le cadre d'une caractérisation complète que se situent nos travaux.
3. **Compromis précision-charge de calcul** Les méthodes empiriques constituent une sorte de borne inférieure en terme de temps de calcul, mais également en terme de qualité de prédiction. Les méthodes géométriques offrent une bonne alternative, souffrant cependant d'un temps de calcul qui croît exponentiellement avec le degré de réalisme souhaité (nombre de rayons, nombre de réflexions, prise en compte de la diffraction, ...). Enfin, les méthodes discrètes découlant directement de la résolution des équations de Maxwell offrent une bonne précision mais au prix d'une charge de calcul très élevée. Notre travail a eu pour objectif de partir d'une méthode discrète et de chercher à en réduire la complexité de calcul.

## 2.2 Etat de l'art

La propagation en environnement confiné ou urbain dense, pour le déploiement de micro-, pico- ou femto-cellules, est un problème étudié depuis plus de 15 ans [McKn 91, Seid 92, Vale 93, Alme 07]. Concernant les techniques développées pour l'Indoor, on trouve principalement deux familles de méthodes : les méthodes empiriques et les méthodes géométriques. Plus rarement, quelques travaux ont été consacrés à des approches de type éléments finis. Enfin quelques approches hybrides ont été proposées.

### 2.2.1 Modèles empiriques

Le principe des méthodes empiriques [Ande 96, Moli 06, Seid 92, Panj 96] introduit par Okumura dans un contexte macro-cellulaire, repose sur l'analyse de données et l'extraction d'un modèle statistique d'évolution de la puissance radio en fonction de la distance, prenant en compte différents paramètres comme la fréquence radio, la directivité ou encore la hauteur des antennes. Un exemple est donné au chapitre 1, figure 1.3. Ce modèle classique est celui que l'on trouve par défaut dans les simulateur de réseaux (NS, Opnet, ...), bien que des modèles plus évolués existent. L'utilisation d'un modèle empirique n'a de sens que si il est accompagné d'un processus de modélisation statistique des effets de masque.

La complexité du calcul de couverture associée à un émetteur est proportionnelle au nombre de récepteurs, avec une constante qui dépend du modèle (calcul de (1.15), par exemple).

### 2.2.2 Modèles géométriques

Au contraire des méthodes empiriques, les méthodes déterministes ont vocation à prédire la puissance reçue de façon exacte et non statistique. Premier pas vers les modèles déterministes, le modèle MWM (Multi Wall Model) intègre un facteur de perte pour chaque obstacle traversé (mur ou plafond) [Ande 96]. Il repose sur une description exacte de l'environnement mais ne tient compte que du chemin direct entre émetteur et récepteur. Ce sont les méthodes géométriques qui permettent d'intégrer les chemins latéraux dans le calcul du lien radio. Les premiers travaux dans le contexte Indoor remontent au début des années 90 [McKn 91, Honc 93, Seid 93, Vale 93]. Ces méthodes reposent sur les équations d'optique géométrique appliquées aux ondes électromagnétiques, et s'inspirent en partie des travaux importants menés dans le domaine de la vision par ordinateur pour le rendu réaliste et le calcul d'illumination. Dans le contexte électromagnétique, les calculs sont plus complexes, car deux rayons sont issus de chaque obstacle (incident et réfléchi), ce qui est rare en optique. De plus il faut fournir à la sortie une estimation du champ électrique en tout point de l'espace et pas seulement à la surface des objets. Depuis les articles fondateurs, l'ensemble des publications liées au domaine se sont focalisées sur trois aspects essentiels : l'amélioration de la précision, l'optimisation du temps de calcul et la validation expérimentale.

D'un point de vue algorithmique, il existe deux grandes approches pour le calcul de couverture par les méthodes géométriques : d'un côté la technique des images ou encore tracé de rayon point à point [Rajk 95, Fort 96, Rizk 95, Valu 98, Agua 00, Atha 00] qui consiste à calculer successivement des sources équivalentes, et de l'autre côté la technique de lancer de rayons au sens classique, qui consiste à lancer les rayons depuis l'émetteur [McKn 91, Honc 93, Seid 93, Fort 98], jusqu'à ce que le rayon atteigne le récepteur visé, sorte de la zone de simulation ou atteigne un seuil de puissance. La méthode de lancer de rayons a une complexité plus faible [Fort 98, Hass 02] mais génère plusieurs artefacts de calcul du fait de la discrétisation angulaire de la source. Ces artefacts peuvent être réduits par des techniques de séparation de rayons [Fort 98] ou par les approches de lancer de faisceau [Yang 98, Suzu 00]. La complexité de ces approches est liée au nombre total de rayons à lancer égal à [Hass 02]  $K_r = k_r \cdot 2^{r+1} - 1$  où  $k_r$  est le nombre de rayons initiaux et  $r$  le nombre de réflexions. Bien qu'elle dépende du nombre d'obstacle et de l'algorithme de recherche d'intersections, elle est souvent donnée en  $O(K_r \cdot \sqrt{n_w})$  où  $n_w$  est le nombre d'obstacles [Fort 98]. Ainsi, les techniques d'optimisation reposent sur la construction d'arbres de partitionnement efficaces [Rajk 95, Ji 01, Imai 02, Hopp 03].

La méthode des images subit moins d'artefacts [Fort 98, Valu 98, Agua 00, Atha 00], mais un temps de calcul croissant exponentiellement avec le nombre de réflexions. La complexité de la technique des images [Suzu 00] est en  $O(N_r \cdot n_w^r)$ , où  $n_w$  est le nombre d'objets,  $r$  le nombre de réflexions (ou diffractions) prises en compte pour chaque rayon et  $N_r$  le nombre de récepteurs. Elle peut être ramenée à  $O(\sqrt{N_r \cdot n_w^r})$  en optimisant les structures de données.

On notera enfin deux approches qui se positionnent comme des compromis entre approches géométriques et empiriques. L'approche du chemin dominant [Wifi 98, Wifi 05] consiste à rechercher le chemin virtuel le plus fort dans l'arbre de visibilité tandis que l'approche d'Hassan-Ali [Hass 02] considère la géométrie de l'environnement dans un ellipsoïde construit à partir des positions émetteur-récepteur, qui rappelle l'ellipsoïde de Fresnel.

### 2.2.3 Modèles discrets

Nous entendons par modèles discrets, les modèles basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell. De nombreuses méthodes existent, méthode des moments, méthodes intégrales, méthodes à éléments finis ou à différences finies. Nous ne détaillerons pas ces méthodes, ce qui nous emmènerait trop loin. L'utilisation d'une approche à différences finis (FDTD) pour la prédiction de couverture a été testée dans [Talb 96, Lee 98, Zygi 06]. On peut également classer dans cette famille de méthodes, l'approche proposée par Chopard et al. [Chop 97, Luth 98]. Elle est basée sur un formalisme similaire à celui de la méthode TLM (matrices des lignes de transmission) introduite en 1985 par Hofer [Hoef 85]. Cette méthode est la base de l'approche que nous avons développée, et dont nous avons présenté le principe en 2001 [5]. L'idée qui a guidé ce travail était de tenter, à partir d'une méthode numérique et non géométrique, d'obtenir un temps de calcul raisonnable, sans faire d'approximations en nombre de trajets, ou en nombre de réflexions, comme c'est le cas avec les méthodes géométriques. Nous avons exprimé le problème dans le domaine fréquentiel sous la forme d'un système linéaire, et avons développé un algorithme efficace de résolution. C'est la méthode MR-FDPF qui est publiée dans [1] et a fait l'objet de plusieurs conférences. Nous la détaillons dans ce chapitre. Cet article est joint en annexe.

## 2.3 ParFlow : un automate temporel

### 2.3.1 Fondements

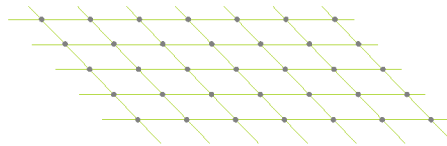


FIG. 2.1 – L'environnement est assimilé à un maillage régulier de lignes de transmission.

Très utilisées pour la conception de circuit, les méthodes numériques, qu'elles soient à base d'éléments finis ou de différences finies ont été assez peu utilisées dans le contexte de la prédiction du canal radio. La taille des espaces à traiter en est la principale raison car ces méthodes requièrent en général une résolution bien plus fine que la longueur d'onde. Toutefois dans [Chop 97, Luth 98], les auteurs ont montré que la méthode TLM (Transmission Line Matrix) pouvait se mettre en oeuvre dans un contexte de planification de réseaux cellulaires, à l'aide de deux approximations : i) le choix d'une fréquence de simulation inférieure à la fréquence réelle, et ii) une modélisation en deux dimensions (2D). Ce travail est le point de départ de notre approche, nous plaçant dans une démarche originale par rapport aux approches géométriques. Alors que tous les travaux de l'époque consistaient à complexifier les techniques empiriques ou géométriques pour les rendre plus réalistes (au prix d'une complexité de calcul accrue), nous choisissons de partir d'une méthode plus exacte et de chercher à réduire son temps de calcul en optimisant le traitement et en relaxant progressivement certaines hypothèses.

Bien que les fondements théoriques sur lesquels il repose soient différents, l'algorithme ParFlow résultant est similaire à l'algorithme TLM bien connu pour la conception de circuits RF et d'antennes [Hoef 85, John 87, Rebe 99]. Cette méthode propose d'approcher la propagation des ondes en environnement libre par une propagation guidée le long de lignes de transmission représentées à la figure 2.1. On peut montrer que si l'on choisit bien les équations de diffusion associées aux noeuds TLM, cette approche est équivalente à la discrétisation à l'ordre 1 des équations de Maxwell. Il s'agit donc d'une approche par éléments finis au sens le plus strict. Cependant, l'intérêt de la modélisation par flux est de faciliter la gestion des discontinuités, grâce aux équations locales associées à chaque pixel.

L'exacte similitude avec l'approche de Luthi [Luth 98] est intéressante, car ce dernier part d'une formulation initiale complètement différente. Elle repose sur le paradigme très général de la propagation d'ondes associé aux contraintes classiques de conservation de l'énergie et des moments. Il cherche alors à exprimer les solutions sous la forme d'une onde se propageant sur une grille de Boltzmann. Ce formalisme offre un cadre plus large à la résolution de problèmes de propagation d'ondes mais converge vers les mêmes matrices

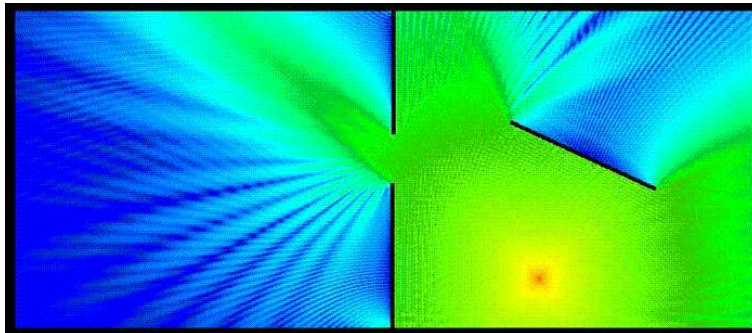


FIG. 2.2 – Représentation en dB, de l'amplitude du champ électrique dans un environnement avec obstacles. Le point rouge représente la source.

de transition, avec les hypothèses associées aux ondes électromagnétiques. Qu'il s'agisse des flux définis par Luthi ou des ondes de ligne définies par Hoeffler, les principes algorithmiques sont *in fine* identiques. Chaque noeud est connecté à ses plus proches voisins comme représenté à la figure 2.1. La propagation est régie par une équation locale dite de diffusion, associée à chaque noeud, et l'évolution temporelle de l'automate cellulaire ainsi défini permet de simuler la propagation.

Dans cette approche, contrairement aux approches géométriques décrites ci-dessus, la description de l'environnement se fait au niveau microscopique (pixel), et non en terme d'objets vectoriels, mais engendre au niveau macroscopique un comportement réaliste intégrant diffraction et réflexions (voir l'exemple de la figure 2.2). Ce comportement global est obtenu grâce au choix approprié des matrices de transmission qui gouvernent les équations locales.

### 2.3.2 Algorithme temporel

Dans le formalisme TLM, la propagation le long des lignes, et la diffusion dans chaque noeud sont caractérisés par deux matrices : la matrice de diffusion des noeuds et la matrice de propagation des lignes. Dans l'approche des flux partiels, les deux fonctions sont regroupées dans une matrice de transition unique associée à chaque noeud qui caractérise les relations entre les flux entrants et les flux sortants. Chaque flux sortant d'un noeud est strictement égal au flux entrant du noeud voisin. Chaque noeud possède quatre flux sortants et quatre flux entrants, connectés à ses plus proches voisins. On note les flux entrants  $\overleftarrow{f}_i$  et les flux sortants  $\overrightarrow{f}_i$ , où  $i$  indique la direction du flux parmi les quatre directions cardinales ( $E, W, S, N$ ). Ils sont représentés à la figure 2.3. Un cinquième flux est également associé à chaque noeud. Il permet d'adapter localement l'indice de réfraction et de modéliser des matériaux différents. Ce mécanisme très simple et surtout local, permet d'introduire dans les simulations les effets de diffraction et de réflexion, comme représenté à la figure 2.2.

Prenons le temps de définir les grandes lignes de la démarche algorithmique, sans rentrer dans les démonstrations mathématiques. La thèse de Luthi [Luth 98] fournit tous les éléments de justification à ces équations. En chaque point  $r$  de l'espace sont définis deux vecteurs de flux :

$$\begin{aligned} \overleftarrow{F}(r, t) &= \left( \overleftarrow{f}_E \quad \overleftarrow{f}_W \quad \overleftarrow{f}_S \quad \overleftarrow{f}_N \quad \check{f}_0 \right)^t \\ \overrightarrow{F}(r, t) &= \left( \overrightarrow{f}_E \quad \overrightarrow{f}_W \quad \overrightarrow{f}_S \quad \overrightarrow{f}_N \quad \check{f}_0 \right)^t \end{aligned} \quad (2.1)$$

La matrice de transmission qui les relie est de taille  $5 \times 5$ , et possède la forme suivante pour un milieu isotrope :

$$\Sigma(r) = \frac{1}{2n_r^2} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \alpha_r & 1 & 1 & Y_r \\ \alpha_r & 1 & 1 & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & \alpha_r & Y_r \\ 1 & 1 & \alpha_r & 1 & Y_r \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \beta_r \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

avec  $\alpha_r = 1 - 2n_r^2$ ;  $\beta_r = 2n_r^2 - 4$ .  $n_r$  est l'indice de réfraction du matériau présent en  $r$  et  $Y_r = 4n_r^2 - 4$  est appelé admittance du milieu par analogie avec les lignes de transmission,



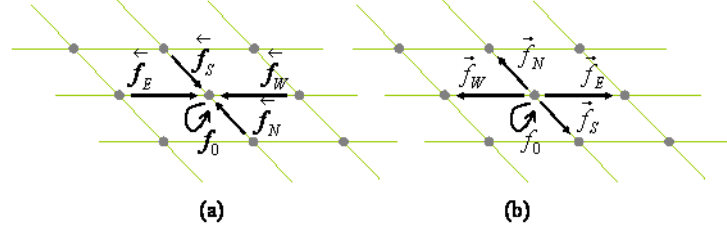


FIG. 2.3 – Représentation des flux entrants et flux sortants pour un noeud de la grille 2D

L'équation locale d'évolution temporelle est donnée par :

$$\vec{F}(r, t) = \Sigma(r) \cdot \overleftarrow{F}(r, t - dt) + \vec{S}(r, t), \quad (2.3)$$

où  $\vec{S}(r, t)$  représente le vecteur source, non nul uniquement aux points rayonnants.

Le champ électrique<sup>1</sup> est alors calculé à partir des flux sous la forme :

$$\Psi(r, t) = \frac{1}{n_r^2} \cdot \left( \vec{f}_E(r, t) + \vec{f}_W(r, t) + \vec{f}_S(r, t) + \vec{f}_N(r, t) + Y_r \cdot \check{f}_0(r, t) \right), \quad (2.4)$$

Seul le champ électrique résultant de cette somme a un sens physique. Les flux sont des variables d'état du système qui en facilitent la résolution. Pour une source harmonique, le calcul de la propagation se termine lorsque le régime permanent est atteint (cf figure 2.2), avec l'algorithme suivant :

#### Algorithme 1

Initialization :

$$\forall r, \forall d \in \{E, W, S, N\}, \check{f}_d(r) = 0$$

FAIRE ( $t=t+dt$ )

Calculer les flux sortants :

$$\forall r, \vec{F}(r, t) = \Sigma(r) \cdot \overleftarrow{F}(r, t - dt) + \vec{S}(r, t)$$

Mettre à jour les flux entrants :

$$\forall r, \overleftarrow{F}(r, t) = \mathcal{N}(\vec{F}(r, t))$$

JUSQU'À CONVERGENCE

Le choix d'un bon critère d'arrêt est un problème important, mais offre également une possibilité de réduction de temps de calcul par un critère local permettant de ne propager que les flux significatifs.

## 2.4 Approche fréquentielle (FDPF)

### 2.4.1 Transformée de Fourier

La transposition de l'équation ParFlow dans le domaine fréquentiel ne pose pas de problème particulier. Il suffit d'appliquer la transformée de Fourier à l'équation locale (2.3) conduisant à [5] :

$$\vec{F}(r, \nu) = \Sigma(r, \nu) \cdot \overleftarrow{F}(r, \nu) + \vec{S}(r, \nu), \quad (2.5)$$

avec  $\Sigma(r, \nu) = \Sigma(r) \cdot e^{-j2\pi\nu dt}$ .

Sous cette forme, l'étude harmonique conduit à la résolution d'un grand système linéaire dont les variables sont les flux, regroupés dans un unique vecteur :

$$\overleftarrow{F}(\nu) = \left( \overleftarrow{F}(0, \nu), \dots, \overleftarrow{F}(M-1, \nu) \right)^t \quad (2.6)$$

<sup>1</sup>le champ électrique est ici un scalaire car le problème est posé en deux dimensions. On considère uniquement la composante transversale au plan de propagation. Notons que la composante parallèle peut être obtenue avec le problème dual, i.e. avec un champ magnétique scalaire.

L'espace tensoriel associé aux flux entrants et sortants est identique, les deux espaces vectoriels étant liés par une permutation d'indice  $\overrightarrow{F} = \underline{P} \cdot \overleftarrow{F}$ . On note  $\underline{F}$  sans distinction, le vecteur contenant l'ensemble des flux. Ainsi, à fréquence donnée, il s'agit de résoudre le système linéaire suivant :

$$(I_d - \underline{\Omega}) \cdot \underline{F}(\nu) = \underline{S}(\nu) \quad (2.7)$$

avec  $\underline{\Omega} = \underline{P} \cdot \underline{\Sigma}$ . Dans cette équation et par la suite, la variable  $\nu_0$  est omise par soucis de lisibilité.

L'inversion de ce système permet de calculer le champ permanent pour une source harmonique. La résolution de l'équation harmonique des flux partiels limite donc la portée de l'approche à l'étude de la réponse bande étroite du canal. Notons toutefois que la réponse impulsionnelle peut être échantillonnée en fréquence grâce à la résolution du système à plusieurs fréquences.

La résolution de ce système linéaire peut s'envisager sous la forme d'une suite géométrique :

$$\overleftarrow{F} = \sum_{k=0}^{\infty} (\underline{\Omega})^k \cdot \overleftarrow{S} = \overleftarrow{S} + \underline{\Omega} \cdot \overleftarrow{S} + (\underline{\Omega})^2 \cdot \overleftarrow{S} + \dots \quad (2.8)$$

L'algorithme fréquentiel correspondant, qui exploite aussi les matrices de diffusion locale, est :

### Algorithme 2

Initialisation

$$\begin{aligned} \forall d \in \{E, W, S, N\}, \text{set } \overrightarrow{f}_s^d &= s_0 \\ \forall m \neq s, \text{set } \overrightarrow{F}_e(m) &= 0 \\ \forall m, \overrightarrow{F}_e(m) &= \overrightarrow{F}_e(m) \end{aligned}$$

FAIRE

Mise à jour des flux entrants :

$$\forall m, \overleftarrow{F}_n(m) = N(\overrightarrow{F}_n(m))$$

Calcul des flux sortants

$$\forall m, \overrightarrow{F}_n(m) = \Sigma_e(m) \cdot \overleftarrow{F}_n(m)$$

Accumulation

$$\forall m, \overrightarrow{F}_e(m) = \overrightarrow{F}_e(m) + \overrightarrow{F}_n(m)$$

JUSQU'A CONVERGENCE :  $(\forall m, \overrightarrow{F}_n(m) \ll \overrightarrow{F}_e(m))$

Il n'est pas très différent de l'algorithme temporel, même si ce n'est plus un automate cellulaire au sens stricte. A chaque itération, les variables locales accumulent les composantes déjà propagées, jusqu'à convergence.

### 2.4.2 Réduction d'espace

Une conséquence importante de la formulation fréquentielle concerne les flux internes, ces variables intermédiaires introduites pour modéliser la présence de matériaux différents. Parce que chaque flux interne n'intervient que dans l'équation du noeud auquel il est associé, il peut facilement être supprimé. Ce principe très élémentaire est celui qui va permettre la construction de notre approche multi-résolution en le généralisant progressivement à tous les flux (voir ci-dessous, section 2.5.2).

L'équation locale (2.5) peut s'écrire sur deux lignes, de façon à isoler les flux internes :

$$\begin{pmatrix} \overrightarrow{F}_e(r) \\ \check{F}(r) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma_{ee}(r) & \Sigma_{ei}(r) \\ \Sigma_{ie}(r) & \Sigma_{ii}(r) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_e(r) \\ \check{F}(r) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \overleftarrow{S}_e(r) \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (2.9)$$

La matrice de diffusion  $\Sigma(r)$  a été divisée en quatre composantes (externe-externe  $\Sigma_{ee}(r)$ , externe-interne  $\Sigma_{ei}(r)$ , ...), les flux internes et externes étant respectivement :

$$\check{F}(r) = \check{f}_0(r). \quad (2.10)$$

et

$$\overleftarrow{F}_e(r) = \begin{pmatrix} \overleftarrow{f}_E(r) \\ \overleftarrow{f}_W(r) \\ \overleftarrow{f}_S(r) \\ \overleftarrow{f}_N(r) \end{pmatrix}, \quad \overrightarrow{F}_e(r) = \begin{pmatrix} \overrightarrow{f}_E(r) \\ \overrightarrow{f}_W(r) \\ \overrightarrow{f}_S(r) \\ \overrightarrow{f}_N(r) \end{pmatrix}, \quad (2.11)$$

Cette écriture met en évidence que le flux interne  $\check{F}(r)$  n'est utilisé que dans l'équation locale de la cellule à laquelle il appartient. La deuxième ligne de l'équation 2.9 peut donc être résolue localement relativement à  $\check{F}(r)$  et devient :

$$\check{F}(r) = (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot (\Sigma_{ie}(r) \cdot \overleftarrow{F}_e(r) + \overrightarrow{S}_0(r)). \quad (2.12)$$

Ce qui, réinjecté dans la première ligne, permet d'établir l'équation de diffusion locale sans flux internes :

$$\overrightarrow{F}_e(r) = \Sigma_0(r) \cdot \overleftarrow{F}_e(r) + \overrightarrow{S}_e(r) \quad (2.13)$$

où la matrice de diffusion réduite (seulement quatre composantes) est donnée par :

$$\Sigma_0(r) = \Sigma_{ei}(r) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \Sigma_{ie}(r) \quad (2.14)$$

## 2.5 Approche multi-résolution (MR-FDPF)

Le principe de suppression de flux internes et l'équation associée (2.9) est le coeur de l'algorithme MR-FDPF (Multi-Resolution Frequency Domain Partial Flows) que nous avons imaginé. Il a deux propriétés importantes : i) il conduit à la solution exacte du système linéaire et ii) il permet de définir une phase de pré-calcul qui est indépendante de la position de la source. Nous ne faisons donc à ce stade aucun compromis en terme de précision.

Le système linéaire FDPF (2.7) est résolu en exploitant le concept de flux internes sur des noeuds de différentes résolutions, qui sont imbriqués les uns dans les autres dans une structure multi-résolution décrite par un arbre binaire de décomposition récursive. Nous donnons quelques éléments ici. La méthode est décrite en détails dans [8]. Elle a été présentée sous différents stades d'avancement dans plusieurs conférences [3, 4, 5] et la version complète est publiée dans [1], joint en annexe.

### 2.5.1 Le noeud multi-résolution

L'algorithme MR-FDPF est basé sur le concept de bloc que nous avons proposé pour la première fois dans [5]. Un bloc, appelé MR-noeud, (voir figure 2.4) est défini comme un ensemble rectangulaire 2D de noeuds élémentaires. L'environnement peut donc être décomposé en  $K$  MR-noeuds  $b_k$ . Les flux qui connectent deux noeuds élémentaires appartenant à un même MR-noeud sont des flux internes. Les flux qui connectent deux noeuds élémentaires appartenant à deux MR-noeuds voisins sont des flux d'échange, ou flux de bord. On distingue les flux sortants et les flux entrants, notés  $\overleftarrow{F}_e(b_k)$  et  $\overrightarrow{F}_e(b_k)$ , ainsi que les flux internes (échange entre deux noeuds du même MR-noeud) regroupés dans le vecteur  $\check{F}(b_k)$ .

Toutes les équations locales faisant intervenir les flux d'un même MR-noeud peuvent être regroupées dans une seule équation de diffusion sous une forme équivalente à (2.9) :

$$\begin{pmatrix} \overrightarrow{F}_e(k) \\ \check{F}(k) \end{pmatrix} = \Sigma(k) \cdot \begin{pmatrix} \overleftarrow{F}_e(k) \\ \check{F}(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \overrightarrow{S}_b(k) \\ \check{S}(k) \end{pmatrix}, \quad (2.15)$$

où l'on a noté  $k$  à la place de  $b_k$  pour alléger l'écriture. Les flux sources ont été regroupés dans deux vecteurs  $\overrightarrow{S}_b(k)$  et  $\check{S}(k)$ , suivant qu'ils sont au bord ou à l'intérieur du MR-noeud. La résolution de (2.15) suit le même principe que celui décrit pour (2.9) et conduit à l'équation locale de diffusion du MR-noeud, ne faisant intervenir que les flux externes :

$$\overrightarrow{F}_e(k) = \Sigma_e(k) \cdot \overleftarrow{F}_e(k) + \overrightarrow{S}_e(k), \quad (2.16)$$

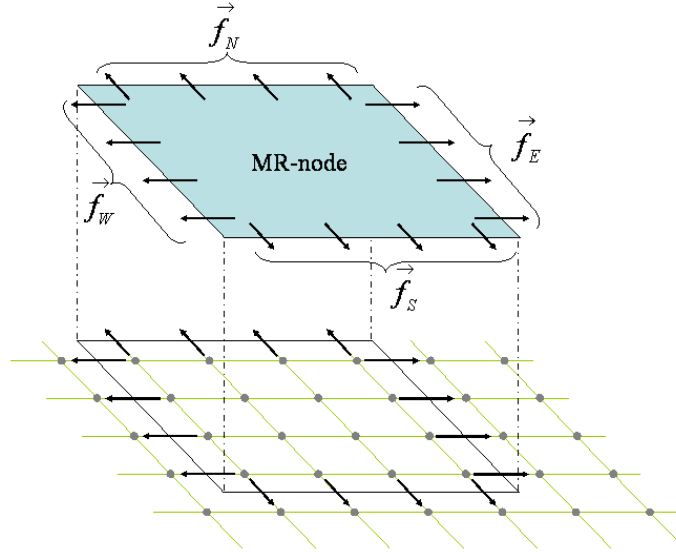


FIG. 2.4 – un noeud multi-résolution (MR-noeud) est défini comme un ensemble rectangulaire 2D de noeuds élémentaires. Les flux qui connectent deux noeuds appartenant au MR-noeud sont des flux internes. Les flux qui connectent le MR-noeud à ses voisins est un flux d'échange, ou flux de bord. On distingue comme pour un noeud élémentaire, les flux sortants représentés ici, et les flux entrants.

où la source équivalente est :

$$\vec{S}_e(r) = \vec{S}_b(r) + \Sigma_{ei}(r) \cdot (Id - \Sigma_{ii}(r))^{-1} \cdot \vec{S}_o(r) \quad (2.17)$$

Cette approche peut être comparée à celle de Shlepnev dans [Shle 02], basée sur un formalisme TLM. Il découpe l'environnement de propagation en briques élémentaires et obtient les équations d'échange de flux aux interfaces à partir d'une formulation continue dans chaque bloc. L'approche qu'il propose est plus précise, mais notre approche présente l'atout majeur de permettre une construction multi-résolution que nous détaillons maintenant.

### 2.5.2 Relations récursives entre MR-noeuds

Plutôt que de chercher à définir la taille optimale des MR-noeuds, nous avons proposé de construire un arbre binaire de décomposition récursive de l'environnement [4, 1]. Pour réaliser cette structure, il faut définir les relations entre 1 MR-noeud et ses deux MR-noeuds fils obtenus par division du bloc initial.

Ces relations sont facilement obtenues en considérant le regroupement de deux blocs voisins, et toujours selon le même procédé de décomposition des flux, en flux internes et externes, comme illustré à la figure 2.5.

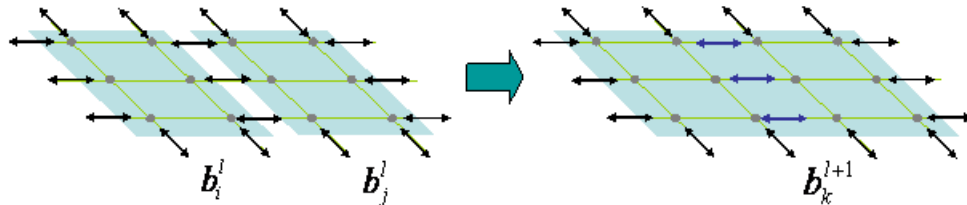


FIG. 2.5 – Le noeud père est obtenu par fusion des deux blocs fils. Les flux d'échange entre les deux blocs fils sont les flux internes du bloc père (flèches bleues).

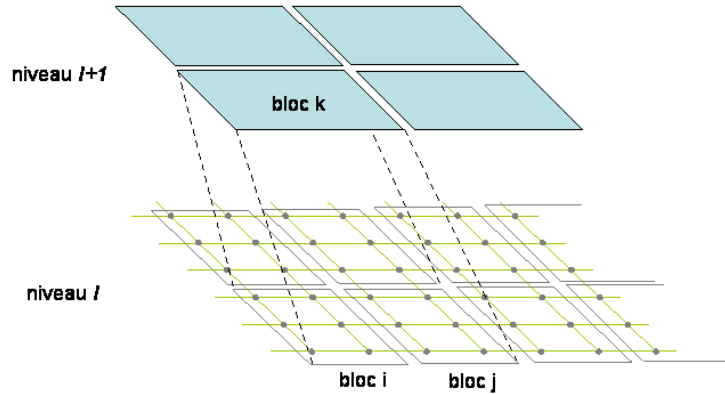


FIG. 2.6 – A partir d'un partitionnement régulier de l'environnement, il est toujours possible de construire un partitionnement supérieur par regroupement des blocs, deux à deux.

Soient deux blocs voisins  $b_i$  et  $b_j$ , pour lesquels la matrice de diffusion réduite est connue. Leur regroupement donne naissance au bloc  $b_k$ . Les flux d'échange entre  $b_i$  et  $b_j$  constituent les flux internes de  $b_k$ .

En appliquant toujours la même politique de réduction des équations locales, la résolution conjointe des équations des blocs fils permet d'obtenir l'équation de diffusion réduite associée au bloc père, et d'obtenir un nouveau jeu d'équations associé aux MR-noeuds supérieurs, comme illustré à la figure 2.6. Cette approche peut aussi s'interpréter comme une projection du problème global dans un sous-espace (celui des flux d'échanges) [8].

### 2.5.3 L'algorithme MR-FDPF

#### L'arbre binaire

A partir de cette formulation, il est facile de construire une structure multi-résolution en appliquant récursivement ce principe de regroupement de MR-noeuds. Cela permet de s'affranchir complètement de la phase de calcul itératif de la propagation, et conduit à la solution exacte de l'équation FDPF (2.7). L'inversion de la matrice globale est remplacée par l'inversion des matrices locales associées à chaque MR-noeud. L'algorithme de découpage que nous avons implanté [8] suit une démarche descendante de découpage de l'environnement en MR-noeuds de plus en plus petits, jusqu'à atteindre les MR-noeuds unitaires (les pixels) :

#### Algorithme 3

```

Main :
|
|   Découpe_node(headnode)
|
|
|   Découpe_node(noeudA)
|   sens=Recherche_Sens_Découpage()
|   position=Recherche_Position_Découpage()
|   [A1, A2]=Crée_noeuds_fils(sens,position)
|   SI A1 ≠ noeud élémentaire
|       Découpe_node(A1)
|   SI A2 ≠ noeud élémentaire
|       Découpe_node(A2)

```

Pour favoriser l'obtention de MR-noeuds homogènes, le découpage est effectué le long des plus grandes discontinuités [3]. L'obtention de blocs homogènes présente trois avantages : i) elle favorise la réutilisation de MR-noeuds ; ii) elle permet d'arrêter le calcul plus rapidement, car il est possible d'évaluer la puissance

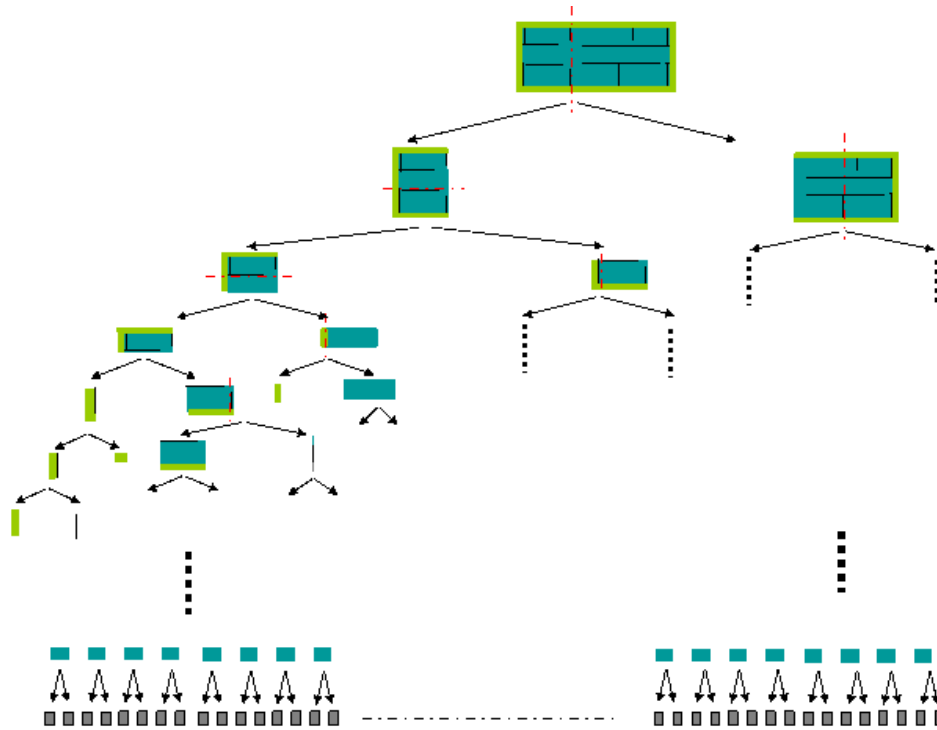


FIG. 2.7 – Découpage optimal d’un environnement de type Indoor. Les murs sont en noir, et l’absorbant en vert clair. Quelques MR-nodes sont représentés, obtenus par découpage le long de discontinuités proches du centre.

moyenne à partir des flux entrants dans un MR-noeud homogène ; iii) elle minimise le nombre de points de référence dans les problème de planification (voir chapitre 5 et [6]).

Cependant, un découpage trop éloigné du centre des MR-noeuds peut engendrer une surcharge de calcul très importante, en particulier pour les MR-noeuds de grande taille qui monopolisent la majeure partie du calcul de pré-traitement. Nous avons donc cherché un compromis, c’est à dire un critère qui partage les blocs selon des lignes de discontinuités proches du centre des blocs [3], comme illustré à la figure 2.7.

Les calculs peuvent être divisés en trois phases : la phase de pré-traitement qui consiste à construire l’arbre des MR-noeuds et les matrices de diffusion associées, la phase montante, qui calcule récursivement les flux des sources équivalentes imbriquées, et la phase descendante, qui rétro-propage tous les flux vers les MR-noeuds et qui conduit à la solution exacte du problème.

### La phase de pré-traitement

La phase de pré-traitement consiste à calculer la matrice de diffusion associée à chaque MR-noeud à partir des matrices des noeuds fils. Elle repose sur l’inversion de matrice donnée en (2.14). Notons que cette phase qui est la plus lourde en calculs (multiplications et inversions de matrices de tailles conséquentes) est associée à un environnement, indépendamment de la position de la source.

### La phase montante

Supposons que le MR-noeud  $i$  soit un noeud source. Il est associé avec son frère  $j$ . Lors de la phase montante, il s’agit de calculer quels sont les flux sortants du MR-node père  $k$ , à son tour considéré comme un MR-noeud source. Ce calcul s’effectue en deux étapes, illustrées à la figure 2.8. A partir des flux sources  $de_i$ , le régime permanent interne de  $k$  est tiré de (2.12) qui peut s’écrire :

$$\vec{F}(k) = I(k) \cdot \vec{S}_0(k) \tag{2.18}$$

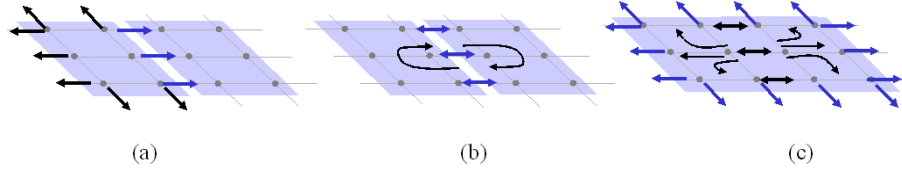


FIG. 2.8 – Illustration de la phase montante. Calcul de la source équivalente

Les flux sources de  $k$  se déduisent de (2.17) :

$$\vec{S}_e(k) = \vec{S}_{ex}(k) + U(k) \cdot \check{F}(k) \quad (2.19)$$

où  $U(k)$  est la matrice montante (upward) de  $k$ , définie dans [1]. Lors de la phase de propagation montante, l'arbre est parcouru de bas en haut, de la source élémentaire au sommet, en calculant récursivement les sources équivalentes.

### La phase descendante

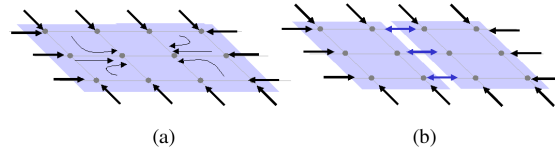


FIG. 2.9 – Illustration de la phase descendante. Calcul des flux entrants pour les MR-nodes fils

La phase descendante consiste à calculer les flux entrants dans les MR-nodes fils  $i$  et  $j$  en régime permanent, à partir de la connaissance des flux entrants dans le MR-node père  $k$  comme représenté à la figure 2.9. Seuls les flux internes à  $k$ , i.e. les flux d'échange entre  $i$  et  $j$  sont à déterminer (les autres sont connus dès l'étape précédente). Ils sont déduits de (2.12). Dans le membre de droite  $\vec{S}_0(k)$  est nul si le MR-node  $k$  n'est pas un noeud source. Si  $k$  est un noeud source, sa contribution a déjà été calculée et stockée lors de la phase montante. Il reste dans les deux cas à calculer la contribution des flux entrants, donnée par :

$$\check{F}(k) = I(k) \cdot D(k) \cdot \overleftarrow{F}_b(k) + \check{F}(k) \quad (2.20)$$

où  $D(k)$  est la matrice descendante de  $k$  (Downward) définie dans [1]. Il est important de noter que à ce stage, les flux entrants du noeud père contiennent leur valeur finale et ne sont plus modifiés par la suite. Ainsi, si l'on arrête le processus de descente avant le bas de la pyramide, les flux entrants déjà calculés sont exacts. La puissance moyenne dans un bloc homogène peut alors s'estimer à partir de ses flux entrants par :

$$P(b_i) = \frac{\|\overleftarrow{F}(b_i)\|^2}{2 \cdot (N_x + N_y)} \quad (2.21)$$

Ce résultat permet de calculer une puissance moyenne sur un MR-noeud avec deux avantages : la réduction du temps de calcul, et le lissage des phénomènes d'évanouissements.

### Complexité

Nous avons pu montrer que la complexité de la phase de pré-traitement est en  $O(N^3)$ , soit équivalente au calcul de propagation d'une source avec la méthode ParFlow temporelle. Les besoins en ressource mémoire sont en  $O(N^2)$ . Concernant la phase de propagation d'une source (donc l'exploitation de la pyramide), la charge de calcul est en  $O(\log(N) \cdot N^2)$ , soit beaucoup plus faible qu'une résolution temporelle. Ce résultat montre tout l'intérêt de la méthode :

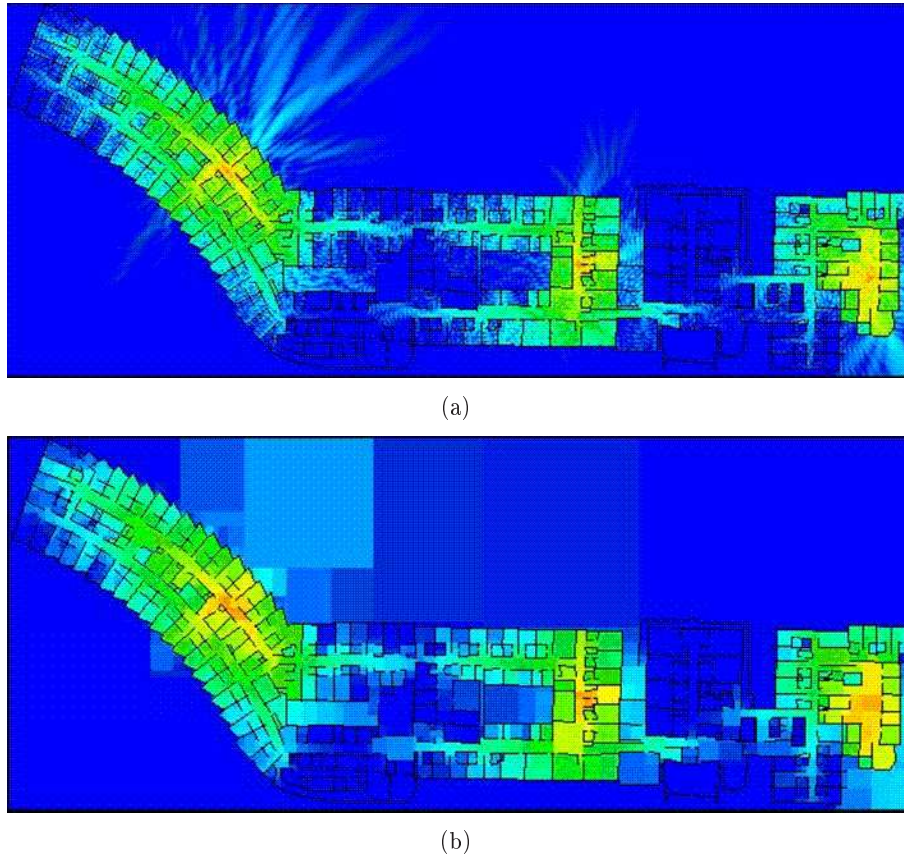


FIG. 2.10 – Prédiction de couverture avec un pas de 5cm. Le calcul à la résolution maximale (a) prend 8s et le calcul à la résolution des blocs homogènes (b) seulement 450ms.

- La phase de pré-traitement qui correspond à une inversion implicite du problème, a une complexité comparable à celle d'une inversion itérative dans le domaine temporel ou fréquentiel spécifique à une source.
- la complexité de la phase de propagation d'une source est réduite d'un facteur  $\frac{N}{\log(N)}$ . Elle est proportionnelle à  $\log(N)$  itérations seulement de la méthode temporelle.
- La solution finale est la solution exacte du système linéaire initial. La méthode de calcul s'avère d'autre part assez stable. On peut montrer que toutes les matrices à inverser sont inversibles et sont pratiquement toutes, sauf cas très particulier, à diagonale dominante. Enfin, elles sont bien dimensionnées, car on peut démontrer que la valeur maximale de chaque coefficient des matrices à inverser est égal à 1. Ces remarques expliquent le très bon comportement numérique de la méthode, et permet d'effectuer les calculs en précision flottante simple.

La comparaison aux approches empiriques est aussi intéressante. En effet, le calcul de couverture radio à la même résolution nécessite le calcul d'affaiblissement pour chaque point, soit une complexité en  $O(N^2)$ . Ainsi, en ayant ramené la complexité de calcul de propagation en  $N^2 \cdot \log(N)$  on se rapproche de la complexité d'une approche empirique. Les approches empiriques restent malgré tout plus rapides si la densité de points pour lesquels la réception est calculée, est faible. La figure 2.10 montre deux couvertures obtenues à deux niveaux de résolution de la pyramide, pour un environnement réel.



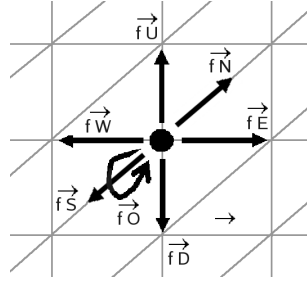


FIG. 2.11 – Représentation des flux sortants associés à un voxel (noeud élémentaire.)

## 2.6 ParFlow3D

Nous nous sommes intéressé avec la thèse de Guillaume de la Roche [9] à la transposition de l'approche en 3D. D'un point de vue théorique, l'extension ne pose pas de difficulté majeure. D'ailleurs, bien qu'essentiellement dédiée au 2D, Luthi pose dans sa thèse le problème dans un cadre général incluant le 3D [Luth 98]. La même équipe propose dans [Li 98] une première implémentation 3D, dont nous nous sommes inspiré. Notons également que les approches TLM ont dès le départ été définies en 3D, ce dont nous nous sommes partiellement inspiré également. Cependant, pour faire face aux contraintes de temps de calcul que nous nous sommes imposées, nous avons conçu l'approche 3D comme une extension directe de la formulation 2D. En particulier, le champ électrique est toujours assimilé à un champ scalaire pour éviter une augmentation trop forte du nombre de variables associées au problème. Une fois posé le problème dans le domaine temporel [Li 98, 9, 2], la transposition en fréquence est immédiate. La figure 2.11 représente le noeud élémentaire MR-FDPF en 3D, qui possède 6 flux. De même, la mise en place du découpage récursif et l'algorithme multi-résolution se déduisent assez simplement de l'approche 2D. Toute la problématique du 3D réside en réalité dans la charge de calcul, comme le montre l'étude de la complexité pour un environnement 3D de taille  $N \cdot N \cdot H$ . La complexité de l'approche temporelle est en  $O(H \cdot N^3)$  (pour  $H \leq N$ ).

Pour l'approche multi-résolution, on obtient les performances suivantes :

- La complexité de calcul de la phase de pré-traitement est en  $O((N \cdot H)^3)$ . Si la hauteur est de même ordre de grandeur que la longueur, le temps de calcul devient prohibitif. L'approche n'est donc pas intéressante pour un volume isotrope.
- La place mémoire est en  $O((N \cdot H)^2)$ . Encore une fois, pour  $H = N$ , les besoins en ressource mémoire sont très grands.
- La complexité de calcul de la phase de propagation est en  $O((N \cdot H)^2)$ . C'est la partie la moins problématique car la complexité reste équivalente à l'approche temporelle.

Ainsi, le problème majeure de l'extension 3D concerne la complexité de la phase de pré-traitement qui évolue très vite avec la résolution (ou la taille de l'environnement), en  $(1/dr)^6$ . A titre d'exemple, multiplier la résolution par 2 revient à multiplier par 64 le temps de pré-traitement, par 16 la place mémoire nécessaire, et par 16 également le temps de calcul de propagation.

Pour réduire ces temps de calcul, nous nous sommes intéressés aux méthodes de réduction d'espace. Nous avons pu réduire de façon très significative la complexité des matrices de diffusion associées aux MR-noeuds, grâce à une décomposition SVD des matrices de diffusion. Nous avons en effet observé que pour la plupart de ces matrices, les valeurs singulières élevées étaient peu nombreuses. Malheureusement, ce n'est pas le cas pour les matrices de retour de flux comme illustré à la figure 2.12. Ces matrices ont une diagonale pleine et sont de rang maximal, toutes les valeurs singulières étant proches de 1. Comme ces matrices sont nécessaires pour le calcul d'inversion matricielle associée aux MR-noeuds, la complexité globale reste élevée. Cette étude montre que le temps de calcul se concentre en 1 seul point : le calcul de la matrice interne des MR-noeuds. Nous avons envisagé différentes méthodes d'approximation, en particulier à l'aide de matrices circulantes, mais cette piste reste ouverte. Nous avons présenté dans [2] les premiers résultats obtenus avec l'implémentation 3D, qui est détaillée dans la thèse de Guillaume de la Roche.

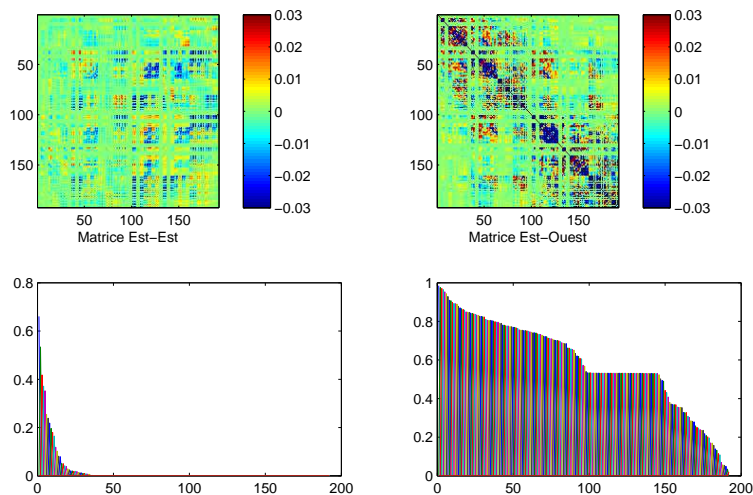


FIG. 2.12 – Représentation de la partie réelle des matrices de diffusion associées à un MR-noeud 3D (haut) et des valeurs singulières associées (bas). Les matrices étudiées sont respectivement celles des flux Est-Est (gauche) et des flux Est-Ouest (droite)

## 2.7 Conclusion et perspectives

Nous avons présenté dans ce chapitre, les grandes étapes qui ont conduit au développement de la méthode MR-FDPF. Ces travaux nous ont fait parcourir un champ d’investigation très riche. Nous nous sommes d’abord intéressés aux approches géométriques de type lancer de rayon. Puis nous avons focalisé nos recherches sur la méthode ParFlow. Cette approche nous a intéressé par sa formulation très simple basée sur les automates cellulaires, alors qu’elle reposait sur un formalisme scientifique très rigoureux de modélisation physique, à savoir la grille de Boltzmann associée à l’équation de diffusion. Les applications de ces algorithmes sont vastes.

Nous avons ensuite sacrifié la simplicité de la formulation temporelle pour réduire les temps de calcul. Pour cela, nous avons proposé une formulation de ce problème dans le domaine fréquentiel, ce qui nous a permis de revenir à la résolution d’un système linéaire. Nous avons alors introduit une méthode de résolution par découpage récursif en blocs, appelés MR-noeuds. Finalement, l’empilement de MR-noeuds dans un arbre binaire non régulier a permis d’atteindre des performances assez exceptionnelles en 2D.

Le passage au 3D a posé de gros problèmes de charge de calcul. L’avantage de l’approche fréquentiel devant l’approche temporelle est moins évident, et il reste un travail important pour obtenir des performances de calcul intéressantes. Nous avons identifié le cœur du problème, c’est à dire le calcul des matrices de retour de flux. Les techniques d’approximation par la projection des matrices de diffusion dans un sous-espace pourraient permettre de surmonter ces problèmes.

Après avoir présenté dans ce chapitre les aspects théoriques et algorithmiques de la méthode MR-FDPF, nous décrivons dans le chapitre suivant son application à la simulation des réseaux sans fil en environnement confiné.



# Sélection de Publications

## Revues avec comité de lecture

- [1] J-M. Gorce, K. Jaffrès-Runser, and G. de la Roche. A deterministic approach for fast simulations of indoor radio wave propagation. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, 55(3,2) :938–948, 2007.

## Articles longs de conférence avec comité de lecture

- [2] G. de la Roche and J-M. Gorce. Full 3D MR-FDPF method for the simulation of radio propagation. In *EUCAP*, Nice, France, November 2006.
- [3] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Runser, and J-M. Gorce. A new strategy for indoor propagation fast computation with MR-FDPF algorithm. In *IASTED International Conference on Antennas, Radar and Wave Propagation*, no 475–115, Banff, Canada, July 2005.
- [4] J-M. Gorce, E. Jullo, and K. Runser. An adaptive multi-resolution algorithm for 2D simulations of indoor propagation. In *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, volume 1, pages 216–219, IEE, London, UK, 2003. Best Paper.
- [5] J-M. Gorce and S. Ubéda. Propagation simulation with the parflow method : fast computation using a multi-resolution scheme. In *IEEE 54th Vehicular Technology Conference*, volume 3, pages 1603–1607, Atlantic City, NJ, USA, October 2001.

## Rapports de recherche

- [6] J-M. Gorce, K. Runser, and G. de la Roche. The adaptive multi-resolution frequency-domain parflow (MR-FDPF) method for 2D indoor radio wave propagation simulation. part I : theory and algorithms. Research Report RR-5740, INRIA, November 2005.

## Thèses de doctorat et de master co-encadrés

- [7] Guillaume de la Roche. *Contributions à la prédiction de couverture radio par la méthode MR-FDPF*. PhD thesis, INSA-Lyon, France, Dec. 2007.
- [8] Eric Jullo. *Prédiction de couverture radio Indoor*. master thesis, INSA-Lyon, France, Juin. 2002.



---

## Adaptation à la simulation réaliste du canal radio

*Dans le chapitre précédent, nous avons détaillé un algorithme efficace pour la simulation réaliste de la propagation. Nous étudions dans ce chapitre sa mise en oeuvre pour l'estimation du canal radio en environnement Indoor et pour les ondes décimétriques, classiquement utilisées pour les réseaux ambiants. Nous énumérons les propriétés intéressantes de cette approche et montrons que ce simulateur permet d'aller bien au-delà de la simple prédiction de puissance.*

*Les différentes contributions détaillées dans ce chapitre ont été publiées dans plusieurs conférences et un article, paru dans *Int. Journal of Mobile Network Design and Innovation*. Cet article est donné en annexe II.*

## 3.1 Introduction

Le spectre applicatif de la méthode décrite au chapitre 2 est large. On pense par exemple à d'autres problèmes de propagation des ondes électromagnétiques, mais également à la propagation d'ondes acoustiques, ou à différents problèmes de diffusion, en réalité, tout problème de type ParFlow. Cette méthode est intéressante en particulier pour des environnements de grande taille, et surtout si plusieurs sources sont à évaluer.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à un problème concret : la simulation du canal radio, en environnement confiné. Ce travail a été traité dans les thèses de Katia Jaffrès-Runser et de Guillaume de la Roche. Le coeur de la thèse de Katia Jaffrès-Runser est détaillé au chapitre 5. Il concerne la planification et l'optimisation des réseaux sans fil. En ce qui concerne l'approche MR-FDPF, elle a contribué à l'adaptation du moteur de propagation dans le contexte de planification des RLANs. La thèse de Guillaume est focalisée sur le développement même de la méthode MR-FDPF et l'optimisation algorithmique et informatique de cette approche. Sa thèse s'est déroulée dans le cadre d'un contrat CIFRE, en partenariat avec une PME en création, pendant trois ans, et permettant d'identifier les vrais problèmes liés au déploiement de réseaux sans fil. Nous décrivons les principales adaptations du moteur MR-FDPF, qui ont permis d'arriver à un outil adapté à la prédiction de couverture de réseaux RLAN. Ces travaux ont été présentés à plusieurs conférences et la synthèse publiée dans [1] est fournie en annexe.

La section 3.2 traite de la prédiction de la puissance moyenne. C'est en effet le premier paramètre à obtenir pour prédire la couverture d'un point d'accès. Nous y expliquons les approximations qui ont été faites pour permettre d'atteindre des temps de calcul raisonnables. La section 3.3 montre comment la méthode peut s'adapter à la prédiction en milieu urbain. Pour finir la section 3.4 passe en revue les différents paramètres caractérisant le canal radio, et nous discutons de leur estimation par l'approche MR-FDPF. De la simple estimation des statistiques d'évanouissement, nous envisageons également l'étude de la réponse impulsionnelle du canal. Nous présentons quelques résultats aboutis mais également les développements en cours et les perspectives.

## 3.2 Prédiction de la puissance moyenne

La puissance moyenne est le premier paramètre à connaître pour estimer la qualité du lien radio. C'est sur ce paramètre que tous nos efforts se sont d'abord concentrés. Il s'agissait d'obtenir une prédiction la plus fiable possible, tout en essayant de réduire le plus possible la complexité de calculs. Nous avons effectivement une contrainte matérielle qui nous imposait de faire tourner le code final sur un ordinateur standard (nous nous étions fixé comme cible un pentium IV, 3GHz, avec 2GB de RAM).

### 3.2.1 Approximations

**Régime harmonique** La première approximation déjà discutée concerne le choix de travailler en régime harmonique. Comme nous l'avons dit dès la présentation de la méthode MR-FDPF, le passage dans le domaine fréquentiel ne permet pas d'étudier la réponse impulsionnelle du canal de façon directe, ce qui pointe à première vue une limite de la méthode. Cependant, l'étalement temporel dans des conditions de propagation indoor habituelles s'avère très court, comparé à la durée des symboles utilisés dans la norme IEEE 802.11 (technologie cible de nos travaux). En pratique, le problème majeur rencontré par les réseaux sans fil est plutôt un problème d'évanouissements plats qu'un problème d'évanouissements sélectifs. C'est pourquoi nous avons choisi de nous concentrer sur l'estimation de la puissance moyenne. Nous verrons à la fin du chapitre sous quelles conditions cette hypothèse peut être contournée.

**approximation 2D** Bien que le formalisme permettant de décrire l'algorithme MR-FDPF en 3D ait été décrit au chapitre 2, nous avons choisi de travailler en priorité avec un algorithme 2D pour des questions de temps de calcul. Nous étendrons toutefois l'approche 2D à une approche 2,5D, selon le terme consacré.

La première limite d'une modélisation 2D provient des équations de Maxwell elles-mêmes. En effet, l'affaiblissement naturel en 2D est en  $A(r) = r$  au lieu de  $A(r) = r^2$ . Pour améliorer l'adéquation entre le modèle 2D et l'environnement, nous avons ajouté un coefficient d'absorption dans les matrices de diffusion

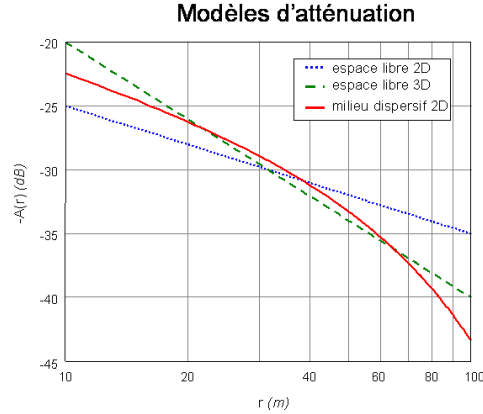


FIG. 3.1 – Modèles d’affaiblissement dans un espace libre en fonction de la distance émetteur-récepteur.

élémentaires de ParFlow, (voir (8) dans [8]) qui modifie le modèle d’affaiblissement en :

$$A(r) = r \cdot \exp(\alpha \cdot r) \quad (3.1)$$

Un choix approprié de  $\alpha$  permet de minimiser l’erreur entre ce modèle et un modèle 3D, sur une certaine plage de distances, qui est de l’ordre d’une décade, comme illustré à la figure 3.1. Par exemple, cela permet d’avoir des prédictions correcte sur une plage de 10m à 100m, ce qui est en général suffisant pour l’indoor.

**Fréquence de simulation et résolution spatiale** Dans toutes les approches discrètes, la résolution spatiale est contrainte par la longueur d’onde. Pour préserver l’isotropie et éviter les artéfacts numériques, Luthi propose dans [Luth 98] la limite empirique suivante :

$$\Delta_R \leq \lambda_s / 6 \quad (3.2)$$

Pour la norme 802.11, les deux bandes de fréquence utilisées, sont à 2.4GHz et 5GHz. Le respect de la règle (3.2) implique un pas de résolution de 2cm (resp 1cm) à 2.4GHz (resp. 5GHz). Cependant la précision recherchée pour le calcul de couverture est plutôt de l’ordre du mètre car les connaissances que l’on a sur l’environnement ne permettent pas d’envisager une précision plus fine. C’est pourquoi, nous avons proposé de choisir la bonne résolution de manière complètement différente en partant de l’objectif final. L’idée consiste à s’affranchir totalement de la fréquence réelle, et de sélectionner une fréquence artificielle en fonction de la résolution recherchée. Notons que cette idée a déjà été utilisé par Chopard et al. pour la simulation GSM avec la méthode Parflow temporelle [Chop 97, Jing 98].

Le choix de la fréquence artificielle se pose alors comme un moyen de trouver un compromis entre temps de calcul et réalisme. Pour maintenir une certaine différence d’échelle entre les effets de masque que l’on cherche à prédire et les effets d’évanouissement que l’on lisse, il faut garder une résolution spatiale (et donc une longueur d’onde) suffisamment fine par rapport à la taille des blocs sur lesquels on estime la puissance moyenne reçue. Ainsi, pour permettre une estimation robuste de la puissance moyenne à une résolution de l’ordre du mètre carré, une longueur d’onde artificielle inférieure ou égale à 1m est nécessaire. L’équation 3.2 impose alors un pas de résolution inférieur à 15cm. Nous avons choisi en référence les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} \Delta_R &= 10cm \\ \lambda_s &= 62.5cm \\ \nu_s &= 480MHz \end{aligned} \quad (3.3)$$

Remarquons que la longueur d’onde artificielle a été fixée empiriquement à un multiple de la longueur d’onde réelle pour réduire les écarts en terme de diffraction (la fréquence réelle est une harmonique de la fréquence artificielle).



### 3.2.2 Etalonnage de la méthode

Chaque matériau utilisé dans la simulation est caractérisé par deux paramètres, l'indice de réfraction  $n$  et le coefficient d'atténuation.  $\alpha$ . Il est difficile de déterminer sans mesure les bonnes valeurs de ces paramètres, du fait de la grande variété des matériaux de construction [Stav 03] alors même que les valeurs répertoriées dans la littérature ne sont pas toujours cohérentes. Ces remarques nous ont amené à assimiler ces paramètres à des paramètres de calibration. Comme détaillé dans la thèse de Katia Jaffrès-Runser [6] et publié dans [5], il s'agit de comparer un jeu de mesures aux résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs de ces paramètres. L'algorithme de recherche que nous utilisons, appelé DIRECT, a été introduit dans [Jones 93]. Il alterne recherche locale et recherche globale. En pratique, cette approche s'avère très robuste et permet une calibration assez réaliste à partir de quelques mesures seulement.

### 3.2.3 Extension 2,5D de la méthode MR-FDPF

Parce que la version 3D complète est assez lourde, nous avons développé une extension du 2D, permettant de prendre en compte des structures multi-étages. La première idée très empirique était de calculer la couverture radio à l'étage contenant la source, puis d'appliquer aux résultats un simple facteur d'affaiblissement proportionnel au nombre d'étages entre la source et le récepteur. Les résultats ne sont pas très performants car la répartition des murs à l'étage du récepteur n'est pas prise en compte. Nous avons également envisagé de simuler une source équivalente à l'étage du récepteur après application d'un facteur d'affaiblissement. Ici, au contraire, le simulateur ne prend pas en compte les phénomènes de propagation à l'étage de la source. La meilleure approche exploitant l'algorithme MR-FDPF 2D est la suivante. Une prédiction MR-FDPF à l'étage courant de la source est d'abord effectuée, puis les flux résultants en chaque point sont répliqués à l'étage adjacent, et assimilés à des flux sources [4]. Ainsi, chaque étage est discrétisé en 2D et subit un pré-traitement indépendant, comme si l'on avait  $N$  approches 2D indépendantes. Le calcul de propagation est d'abord effectué à l'étage courant de la source et les flux résultants sont mémorisés. Après application d'un facteur d'affaiblissement traduisant les pertes liées à la traversée de la dalle (de plafond ou de sol), ces flux sont appliqués comme des flux sources aux étages adjacents. La méthode serait inefficace, si il fallait calculer le champ résultant de chaque flux source, indépendamment. En réalité, la structure multi-résolution de MR-FDPF offre une autre alternative qui consiste à accumuler simultanément tous les flux sources durant la phase montante de propagation. Le seul changement intervient dans les équations (2.18) et (2.19) où tous les noeuds fils sont assimilés à des sources. Ainsi, la complexité de la phase descendante qui était la plus coûteuse en temps de calcul ne change pas. Celle de la phase montante augmente et devient équivalente à celle de la phase descendante. Globalement la complexité augmente seulement d'un facteur  $K$  par rapport à un pur 2D, pour calculer la couverture sur  $K$  étages.

### 3.2.4 Résultat de prédiction de couverture

Afin de confronter nos résultats avec la réalité et valider toutes les hypothèses faites sur la propagation, nous avons effectué plusieurs séries de mesures.

**site de référence** Le laboratoire CITI a été le lieu privilégié des mesures. Cependant, notre collaboration avec un partenaire industriel nous a permis d'accéder à un certain nombre d'autres mesures, notamment dans une grande agence bancaire, et sur plusieurs sites hospitaliers. D'autres part, des contacts privilégiés avec France Telecom (Belfort), Thomson (Rennes), SIRADEL, le laboratoire SIC de Poitiers ou encore le laboratoire MEDIATRON de Tunis, nous ont permis d'évaluer la méthode sur un grand ensemble de données. Les quelques résultats présentés ici sont ceux obtenus au CITI. La figure 3.2 représente les trois étages où les mesures ont été effectuées.

**Mesures harmoniques** La méthode a été évaluée en régime sinusoïdal à l'aide du matériel de la plateforme radio, constitué d'un générateur d'onde arbitraire (ESG4438C, Agilent Technology) et d'un analyseur de signaux vectoriel (VSA 89641, Agilent Technology), tout deux équipés d'antennes omnidirectionnelles à 2,4GHz de 4dBi. Le SPAN utilisé (2kHz) a permis d'effectuer des mesures de  $-40dBm$  à  $-110dBm$ . Pour chaque position de référence, 200 échantillons étaient collectés pendant 60s, alors que le récepteur était soumis à des mouvements de déplacement et de rotation lents autour de sa position, de façon à moyenner les



FIG. 3.2 – L’environnement de test est constitué d’un bâtiment de trois étages. La source est positionnée dans la pièce  $E7$  au deuxième étage. Les points de mesure sont indiqués par les croix rouges.

effets d’évanouissement rapide. Le bâtiment a été tracé sous forme vectorielle et trois types de murs ont été définis : béton (pour les murs porteurs), plâtre (pour les cloisons) et verre (pour les cloisons vitrées externes). Ainsi, trois couples de paramètres  $(n, \alpha)$  plus l’atténuation dans le vide, étaient à estimer.

L’algorithme de calibration mis en place durant le stage de DEA de Philippe Buhr [13] et la thèse de Katia Jaffrès-Runser [6] a été utilisé. Les mesures ont été effectuées pour différents pas de discrétisation. Les valeurs d’indice trouvées pour les matériaux sont assez réalistes :  $n = 5,4$  pour le béton,  $n = 2,4$  pour les cloisons et  $n = 1,3$  pour les parois vitrées (les coefficients  $\alpha$  influent peu sur le résultat, car les murs sont fins). Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 3.1 (les temps donnés correspondent au temps de simulation par étage). L’intérêt de travailler à une fréquence artificielle apparaît clairement. Ici, la résolution de 20cm offre le meilleur compromis précision/rapidité de calcul. Avec un temps de calcul de l’ordre de 50ms, la méthode offre la possibilité d’afficher en temps réel la couverture d’une antenne placée sur le plan dans le logiciel de simulation. C’est un résultat qui permet à un installateur de valider un déploiement in situ en faisant tourner les simulations sur un PC portable.

TAB. 3.1 – Performance de la méthode sur un Pentium IV, 2.4GHz, 3Gb RAM

dr	prétraitement	propag homogène	propagmaximale	RMSE
2cm	46 min	5.7 s	53.9 s	3.90 dB
5cm	53 s	0.8 s	6.5 s	3.88dB
10cm	8 s	0.2 s	1.6 s	4.07dB
20cm	2 s	0.08 s	0.4 s	4.06dB
50cm	0.05 ms	0.04 s	0.06 s	7.2dB

Un exemple de simulation 2,5D est donné à la figure 3.4.

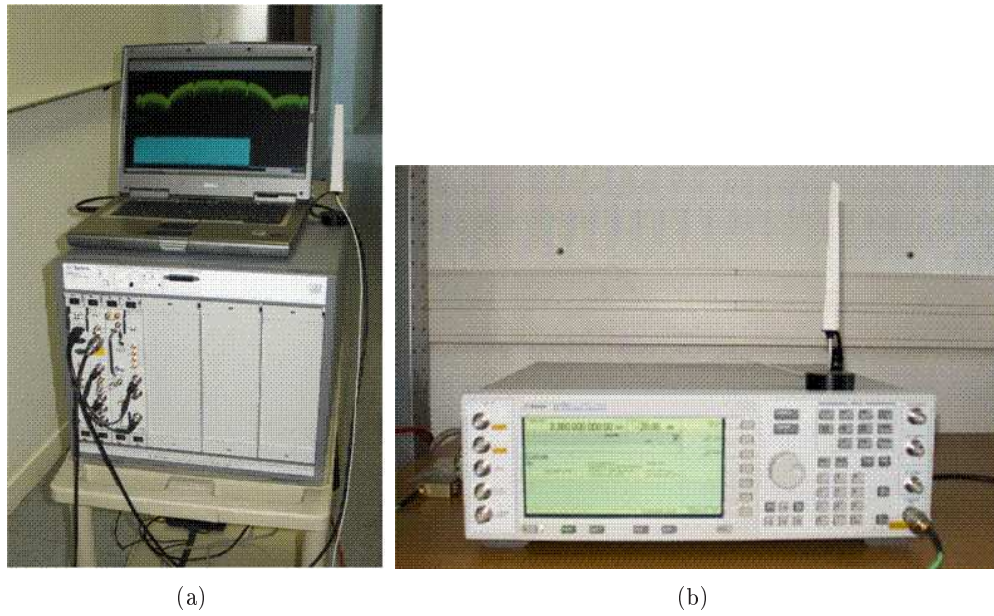


FIG. 3.3 – Matériel Agilent Technology utilisé pour les mesures : ESG4438C (a) et VSA89641 (b)

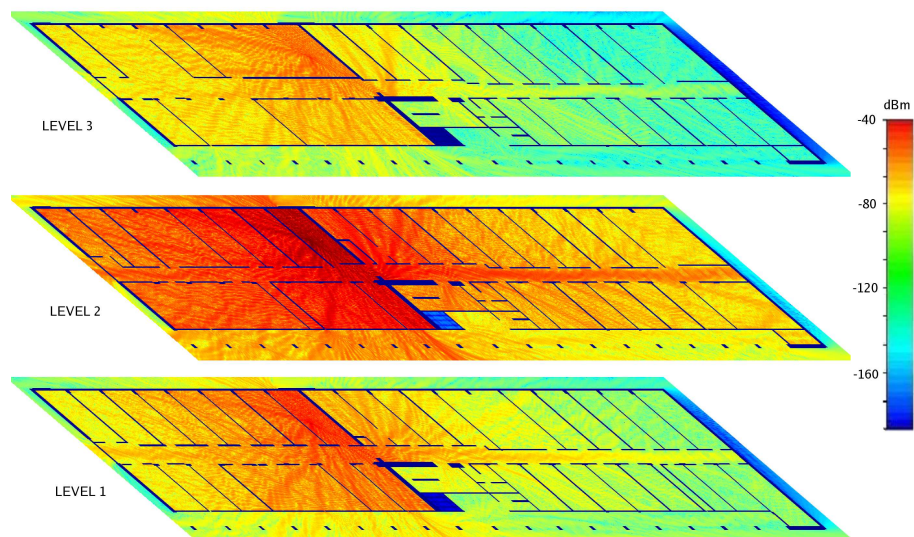


FIG. 3.4 – Simulation de la couverture radio d’une source omnidirectionnelle positionnée au deuxième étage, avec la méthode 2,5D

**Mesures WiFi** Parce que la puissance reçue par la carte radio est le paramètre le plus pertinent, nous avons également évalué les performances de la méthode à partir de l'information de puissance donnée par une carte WiFi standard. Nous avons positionné dans l'enceinte du laboratoire plusieurs points d'accès et avons évalué la puissance reçue par la carte pour de nombreuses positions. Nous avons gardé une partie des mesures pour calibrer les prédictions, et l'autre partie pour en évaluer la qualité. Nous avons également évalué la qualité de prédiction du moteur calibré au CITI, dans d'autres environnements (hopital, banque, ...). La calibration *in situ* permet d'atteindre moins de  $5dB$  d'erreur. Ce lien entre théorie et mesure est indispensable car la modélisation d'environnements complexes ne peut reposer entièrement sur une approche déterministe. L'a priori empirique issu des mesures permet de compenser en partie les faiblesses des modèles.

### 3.3 Extension du moteur pour le milieu urbain

#### 3.3.1 Adaptation du moteur à la prédiction en zones urbaines

Bien que conçu initialement pour l'indoor, nous nous sommes intéressé à la prédiction de couverture dans les zones urbaines. Toutes les hypothèses que nous avons faites (2D, fréquence artificielle, pas de résolution, calibration) sont utilisables à condition de les adapter car il n'est pas possible de prédire la propagation en un temps raisonnable, sur plusieurs  $km^2$ , à une résolution centimétrique. L'environnement de test est tiré des travaux du COST231 [Ande 96]. Elles ont été enregistrées à Munich, pour une micro-cellule en environnement urbain avec une antenne omnidirectionnelle à  $900MHz$ . La taille de l'environnement est de 3400 par 2400 mètres et les mesures ont été enregistrées sur une route de 970 points (voir figure 3.5(a)). Nous avons choisi de modéliser l'environnement avec deux matériaux, l'air (où l'onde se propage) et les murs des immeubles. Nous avons également ajouté un matériau absorbant autour de l'environnement. Pour mettre en place la phase de calibration, nous jouons sur trois paramètres : le coefficient de normalisation, le coefficient d'atténuation de l'air  $\alpha_{air}$  et les coefficients des murs  $n_{wall}$  and  $\alpha_{wall}$ .

Les tests effectués sur un pentium IV quadri-processeurs à  $3GHz$  avec  $16Gb$  RAM ont montré qu'un pas de résolution de  $1m$  était nécessaire pour atteindre de bonnes prédictions. Après calibration, l'erreur quadratique moyenne obtenue à une résolution de  $1m$  était de  $8dB$  avec les paramètres donnés ci-dessous : Le temps de pré-

TAB. 3.2 – Material Parameters after calibration

X	$\alpha_{air}$	$n_{air}$	$\alpha_{wall}$	$n_{wall}$
RMSE	0.9965	1	1	5.6

traitement était de  $1/2h$  environ, alors que le temps de calcul de propagation au niveau des blocs homogènes est seulement de quelques secondes. La figure 3.5(b) représente la couverture obtenue. Les différences entre mesures et simulations pour la route0 sont données à la figure 3.6. Ce premier résultat en zone urbaine est intéressant car il démontre le potentiel de notre approche pour ce type d'environnement. le coefficient d'affaiblissement de l'air a permis de compenser en partie l'erreur due à l'utilisation d'un modèle 2D. Les différences de prédiction observées à proximité de l'antenne s'expliquent par la non prise en compte de la hauteur de l'antenne. Cela montre que la mise en place d'une approche 3D adaptée serait sûrement intéressante. L'adaptation de la méthode pour l'urbain, donc pour de gros environnements passe aussi par la réduction des calculs des grosses matrices, comme la mise en place de techniques de réduction d'espace des matrices de diffusion. Les techniques que nous avons utilisées pour le 3D pourraient être réutilisées ici.

#### 3.3.2 Interaction Outdoor-Indoor

Parmi les objectifs actuels des acteurs du domaine, le couplage de méthodes de prédiction *indoor-outdoor* est très présent. Les applications sont en effet nombreuses : prédiction de la couverture intra-muros lors de déploiement de systèmes de diffusion ou de transmission, comme la TNT (Télévision Numérique Terrestre), le WiMAX ou encore les systèmes cellulaires 3G. Il s'agit de garantir la bonne réception chez l'habitant.

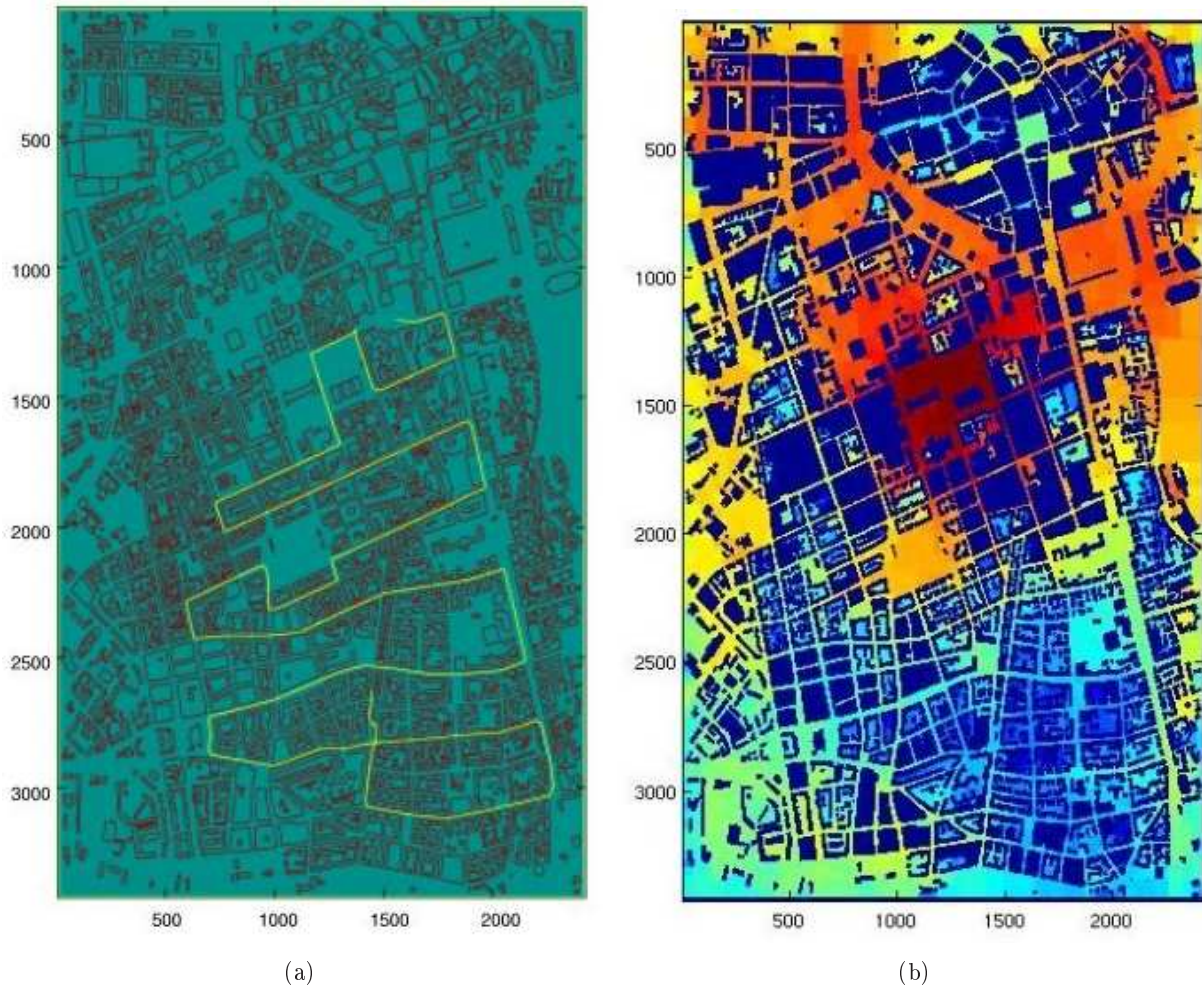


FIG. 3.5 – (a) Cartographie de la micro-cellule de Munich où les mesures du COST231 ont été acquises [Ande 96] avec représentation de la route suivie pour les mesures. (b) Couverture radio obtenue avec la méthode MR-FDPF calibrée, avec une échelle de couleur de  $-60dBm$  (rouge) à  $-200dBm$  (bleu).

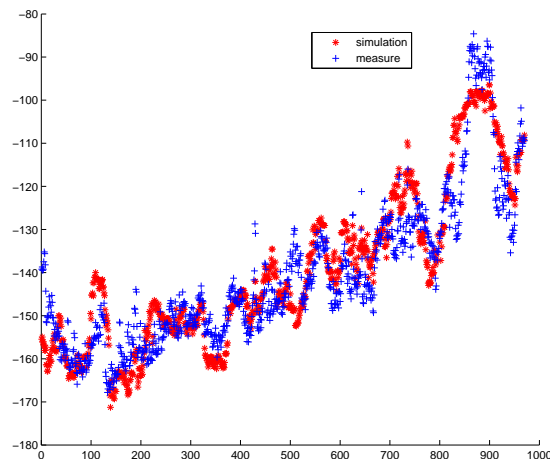


FIG. 3.6 – Atténuation mesurée et simulée le long de la route, en dBm

Or la prédiction à grande échelle en urbain et la prédiction Indoor ont donné lieu à des méthodes très différentes qu'il faut coupler. Nous avons vu que la méthode MR-FDPF est bien adaptée à l'Indoor. Son couplage avec des méthodes de type lancer de rayon est tout à fait possible grâce à la gestion des flux de bord qui a été mise en place dans la version actuelle du moteur de propagation. On peut aussi envisager des solutions basées entièrement sur la méthode MR-FDPF, en couplant deux maillages différents, l'un pour l'outdoor, qui donnerait le comportement macroscopique du champ, et l'autre pour chaque bâtiment afin de prédire la couverture en interne. Cependant, sur de telles simulations à grande échelle, la prédiction de la puissance moyenne n'est plus suffisante, et il faudrait pouvoir estimer d'autres paramètres de canal, comme les évanouissements rapides ou les évanouissements sélectifs. Dans ce dernier cas, c'est la réponse impulsionnelle temporelle qu'il faut déterminer. La section suivante passe en revue les possibilités de la méthode MR-FDPF pour l'estimation paramétrique du canal radio.

## 3.4 Etude paramétrique du canal radio

Tous les résultats précédents concernent l'estimation de puissance moyenne. Comme nous l'avons décrit au chapitre 1, cette puissance moyenne ne suffit pas à caractériser le canal radio. Les statistiques d'évanouissements et la corrélation spatiale du canal, pour l'étude du MIMO par exemple, nécessitent une analyse plus fine.

### 3.4.1 Estimation des statistiques d'évanouissements non sélectifs

Prédire le comportement d'un réseau radio nécessite de connaître la qualité de chaque lien radio, en terme de probabilité d'erreur. La connaissance de la puissance moyenne n'est alors pas suffisante car la probabilité d'erreur est liée aux caractéristiques d'évanouissement du canal. Nous nous intéressons tout d'abord aux évanouissements plats. La question à laquelle nous devons répondre est de savoir pour chaque zone de l'environnement, si un noeud radio est soumis ou non à ce type d'évanouissements. Parce que trop dépendants de l'environnement proche, comme les meubles ou les personnes, ces évanouissements ne peuvent être prédits de façon déterministe. C'est pourquoi nous nous intéressons plutôt à la prédiction des statistiques d'évanouissement.

A partir d'une distribution de puissances (mesurées ou simulées), il est possible d'évaluer la loi de Rice qui correspond le mieux à cette distribution ( $k \ll 1$  indique un canal de type Rayleigh et  $k > 10$  un canal BBAG) en identifiant le paramètre  $k = \frac{s^2}{2\sigma^2}$ , où  $s$  est l'amplitude du signal associé au chemin dominant et  $\sigma^2$

la variance de l'amplitude du signal reçu. Une méthode robuste d'estimation de  $k$  est décrite dans [Abdi 01], avec :

$$k = \frac{\sqrt{1 - \frac{\sigma^2}{\omega^2}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{\sigma^2}{\omega^2}}} \quad (3.4)$$

où  $\omega$  est la moyenne de l'amplitude du signal reçu.

Contrairement aux travaux précédents utilisant une fréquence artificielle, nous travaillons ici à fréquence réelle et à un pas de  $2cm$ . La figure 3.7 représente la couverture radio de l'émetteur utilisé pour l'étude. Le

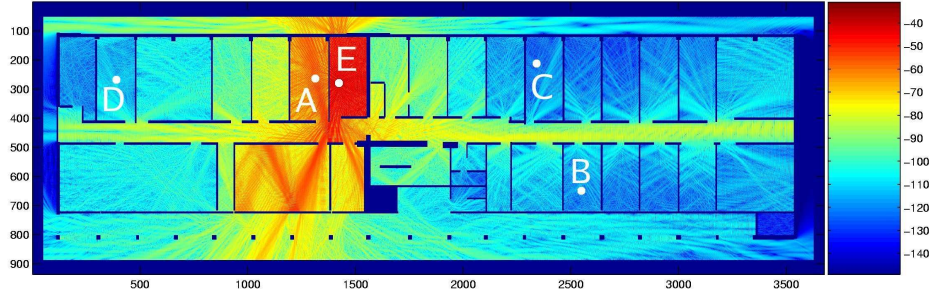


FIG. 3.7 – Carte de couverture utilisée, graduée de  $-140dBm$  (bleu) à  $-40dBm$  (rouge). L'émetteur ( $P_E = 17dBm$ ) est positionné au point E, et quatre points de mesure A-D, sont utilisés.

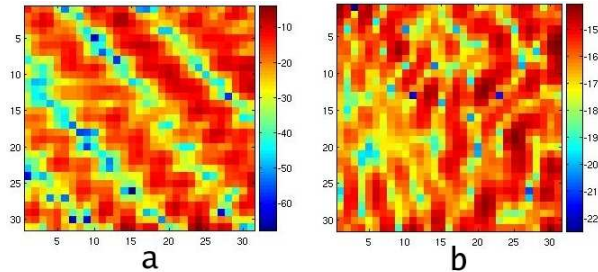


FIG. 3.8 – représentation de la puissance simulée autour des points A et B.

simulateur fourni une prédiction bande étroite, mais spatialement très fine de la couverture radio. Nous avons proposé dans [2] d'analyser le motif spatial autour du point de réception pour évaluer  $k$ . Pour cela une zone homogène de taille  $30 \times 30$  pixels ( $60cm \times 60cm$ ) est sélectionnée autour du point à tester et la distribution des amplitudes est calculée. Cette zone est représentée pour les points A et B à la figure 3.8.

La même estimation de paramètre  $k$  est effectuée à partir des simulations et à partir de jeux de mesure prélevés au même endroit. Le tableau 3.3 donne un résumé des résultats obtenus pour quatre points de référence. Pour trois d'entre eux, la correspondance est assez bonne. Pour le point D, on observe une différence non négligeable entre mesure et simulation, qui s'explique en partie par des problèmes d'absorbant à l'extérieur du bâtiment. Grâce à cette estimation d'évanouissement, il est possible de prédire plus efficacement les probabilités d'erreur de transmission. Ce travail est en lien direct avec l'étude présentée au chapitre 4.

### 3.4.2 Estimation de la réponse impulsionnelle

**Reconstruction par échantillonnage fréquentiel** Rappelons que nous avons travaillé dès le chapitre 2 sous l'hypothèse d'un canal bande étroite, non dispersif en temps. Cette hypothèse est valable tant

point	A	B	C	D
measured	1.697	0.624	0.396	1.55
simulated	1.689	0.482	0.533	0.356

 TAB. 3.3 – Valeurs estimées du paramètre  $k$  de la distribution de Rice

que la durée symbole est supérieure à l'étalement temporel du canal. Ainsi, elle devra être remise en cause soit pour des systèmes à plus grande portée (déploiement en outdoor par exemple), soit pour des systèmes plus large bande, dont la durée chip est réduite.

La question se pose alors de savoir si ce simulateur est malgré tout exploitable. Pour bénéficier de l'efficacité de la méthode de calcul, il est impératif de rester dans le domaine fréquentiel, qui permet d'aborder le problème sous l'angle de la résolution d'un système linéaire. La solution envisagée est d'échantillonner en fréquence la réponse impulsionnelle et de la reconstruire *a posteriori* par transformée de Fourier inverse. Pour choisir l'échantillonnage spectral, deux paramètres interviennent : la bande passante  $W$  liée à la largeur spectrale du système, et le pas d'échantillonnage fréquentiel qui est inversement proportionnel, soit à l'étalement temporel du canal soit au délai de propagation maximal.

Prenons l'exemple de la simulation de la réponse temporelle pour une forme d'onde similaire à celle générée par les réseaux 802.11b. Le temps chip de  $T_c = 1/11\mu s$  et le support fréquentiel peut être évalué à  $W = 22MHz$ . On s'intéresse à des distance parcourues maximales de l'ordre d'une centaine de mètres, ce qui donne un ordre de grandeur des dispersions temporelles possibles, soit :  $\delta t = \delta_x/c_0 = 330ns$ . Cette valeur est d'ailleurs supérieure à la longueur des canaux standardisés par l'ETSI pour les environnements indoor [Medb 98]. Pour estimer la réponse d'un chip à  $11MHz$ , sur une bande de  $22MHz$  minimum et pour un étalement maximal de  $330ns$ , on trouve que seuls 9 points de la réponse impulsionnelle sont suffisants. Cette petite analyse montre bien qu'une telle approche peut se révéler pertinente et nous pensons la tester à court terme.

### 3.4.3 Estimation des angles d'arrivée

Nous nous sommes également intéressés à la distribution des angles d'arrivée (DOA), dès la conception du simulateur, dans le cadre du travail de master de Guillaume de la Roche en 2002. L'idée était d'exploiter un motif de champ simulé, pour en déduire la DOA. Nous recherchions dans ce travail à évaluer la pertinence d'une telle approche d'une part, mais également à trouver un moyen d'intégrer un diagramme de rayonnement dans les simulations, pour prendre en compte la directivité des antennes.

Parmi les différentes méthodes de DOA, les méthodes basées sur la transformée de Fourier ne présentent pas une résolution suffisante, au contraire des approches dites haute résolution, basée sur l'analyse des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation (MUSIC, ESPRIT, ...). Notre étude comporte deux spécificités par rapport aux algorithmes classiques de DOA. Premièrement, le réseau de capteurs<sup>1</sup> que nous considérons est un réseau bidimensionnel dans un espace bidimensionnel, ce qui ne correspond pas à une configuration réelle (impossible à réaliser physiquement). Deuxièmement, les données à traiter ne sont pas issues de mesures mais de simulations. Elles sont donc non bruitées, en dehors des approximations numériques, et d'approximation en ondes planes.

On rappelle rapidement le principe des méthodes haute-résolution de type MUSIC. Soit un réseau de capteurs de taille  $N$ . chaque signal reçu sur chaque capteur est noté  $x_n(t)$ . Le vecteur des signaux est noté  $\underline{x}(t)$ . Le signal reçu sur ces capteurs est issu d'un (ou de plusieurs) signaux sources noté  $\underline{s}(t)$ , de taille a priori différente de celle du signal  $\underline{x}(t)$ . On note le signal observé :

$$\underline{x}(t) = A(\underline{\theta}) \cdot \underline{s}(t) + b(t) \quad (3.5)$$

avec  $A(\underline{\theta})$  la matrice des directions donnée par :

$$A(\underline{\theta}); \quad a_{ki} = e^{j \cdot 2\pi f_c \tau_k(\theta_i)} \quad (3.6)$$

<sup>1</sup>le terme *réseau de capteurs* se réfère ici à une antenne multi-éléments (array antenna), et non à un réseau de capteurs au sens réseau de communication (sensor network), comme nous en avons parlé au chapitre 2.



où  $\theta_i$  correspond à l'angle d'arrivée de la source  $i$  et  $\tau_k(\theta_i)$  au retard relatif associé au capteur  $k$  dans la direction  $i$ . Après décomposition en valeurs propres de la matrice d'intercorrélacion, le sous-espace associé aux plus grandes valeurs propres est considéré comme l'espace signal ( $U_s = [u_1 \cdots u_L]$ ), le sous-espace complémentaire comme l'espace bruit ( $U_b = [u_{L+1} \cdots u_M]$ ).  $M$  étant égal au nombre de capteurs. La fonction de vraisemblance des angles d'arrivées est alors donnée par :

$$P_{music}(\theta) = \frac{a^\perp(\theta)a(\theta)}{a^\perp(\theta) \cdot U_b \cdot U_b^\perp \cdot a(\theta)} \quad (3.7)$$

L'application de MUSIC à notre problème demande plusieurs adaptations. Tout d'abord le réseau utilisé étant 2D, il faut construire la matrice de direction correspondante. Pour un réseau de taille  $M \times M$ , chaque coefficient  $a_l(\theta)$  du vecteur  $a(\theta)$  est donné par :

$$a_l(\theta) = e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(m\sin\theta + n\cos\theta)} \quad ; \text{ avec } l = (M-1) \cdot m + n \quad (3.8)$$

Le rang de la matrice de corrélacion calculé à partir d'une seule réalisation est forcément de rang 1. Le problème est contourné en exploitant l'approche dite smoothing MUSIC [Tan 97] qui consiste à utiliser une estimation des matrices d'autocorrélacion sur un ensemble de sous-réseaux du réseau de capteurs principal. La

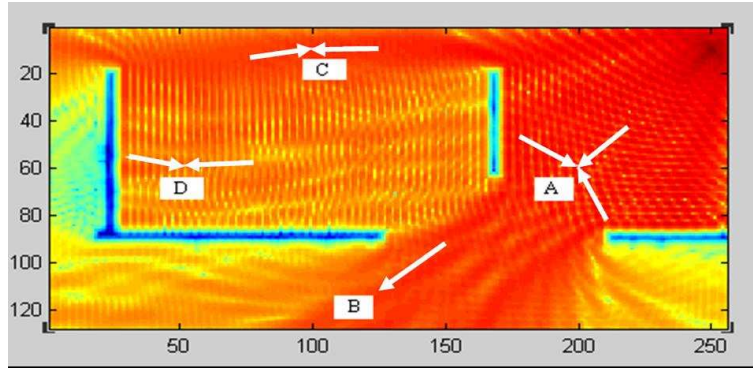


FIG. 3.9 – Simulation MR-FDPF et estimation des angles d'arrivée en quatre points.

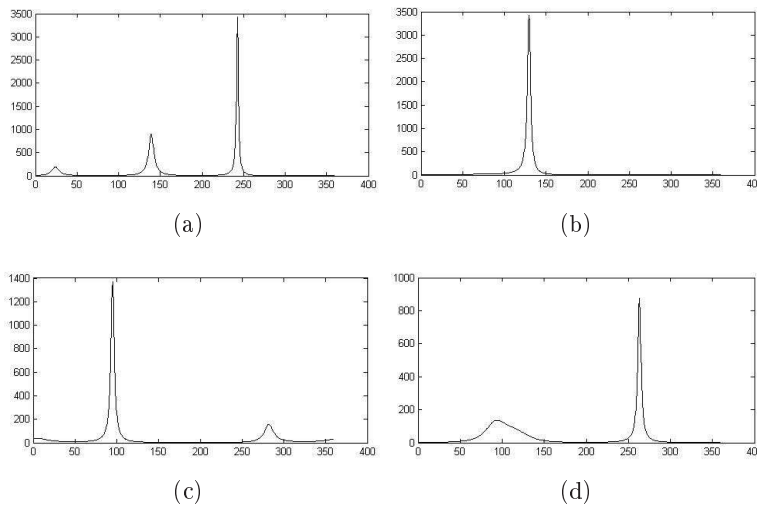


FIG. 3.10 – Spectres obtenus par l'analyse locale de l'image aux points A à D de la figure 3.9.

figure 3.9 représente un résultat de DOA sur des simulations MR-FDPF et la figure 3.10 donne les spectres correspondants. Parce que ces résultats ont été obtenus en 2003 sur une première version du simulateur beaucoup moins performante, nos travaux actuels devraient permettre d'obtenir des résultats beaucoup plus précis. De plus, les travaux sur la réponse impulsionnelle qui fournissent une réponse large bande, permettent d'envisager de coupler l'étude des temps de vol (TOA) à cette étude de DOA. La reconstruction de la réponse temporelle et spatiale devient possible. Elle peut être d'un grand intérêt pour des applications de localisation, par exemple.

### 3.4.4 Simulation d'antennes directives

**Principe** Le travail précédent a également ouvert une porte pour la simulation d'antennes directives, grâce à la synthèse de diagramme de rayonnement. Le problème n'est pas si simple à la base, car contrairement au lancer de rayon, on ne peut dans la méthode MR-FDPF paramétrer directement l'amplitude de l'onde émise dans chaque direction. L'idée est donc d'exploiter en simulation les techniques de synthèse à ouverture numérique par réseau d'antennes. Il suffit de générer le champ complexe de plusieurs antennes et de les combiner en amplitude et en phase de façon optimale, pour obtenir le diagramme souhaité. Au premier abord, le temps de traitement semble augmenter car il faut simuler plusieurs sources. En pratique, si on calcule à l'avance la combinaison optimale des sources, on peut les propager simultanément, en agrégeant les flux durant la phase montante du calcul de propagation. Ainsi, la phase descendante, qui est la plus coûteuse, reste unique. L'augmentation de temps de calcul est donc négligeable.

**Antenne à ouverture synthétique** La directivité d'une antenne à ouverture synthétique est obtenue à partir de la superposition des champs générés par chacune des antennes, si on néglige le couplage (dans le simulateur aucun effet de couplage n'est généré, la linéarité est parfaitement vérifiée). La fonction de directivité donnée en (3.8) est toujours valable. On a donc :

$$\hat{\Psi}_{\infty}(\theta) = a(\theta)^t \cdot \underline{s} \quad (3.9)$$

où  $\underline{s}$  est le vecteur des amplitudes complexes des sources choisies. On considère ici que la source synthétique est composée d'un rectangle de  $M \times M$  sources. Le problème à résoudre est de trouver le vecteur  $\underline{s}$  optimal, tel que le champ lointain  $\hat{\Psi}_{\infty}(\theta)$  converge vers une fonction de référence  $D(\theta)$ . Cette fonction est échantillonnée en un certain nombre de points  $\underline{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_K]$ . La méthode proposée repose sur la minimisation de l'erreur quadratique entre le modèle et le diagramme théorique, soit :

$$\tilde{\underline{s}} = \arg \min (|D(\underline{\theta}) - A(\underline{\theta})^t \cdot \underline{s}|^2) \quad (3.10)$$

La solution classique est :

$$\tilde{\underline{s}} = \frac{A(\underline{\theta})^{\perp}}{A(\underline{\theta})^{\perp} \cdot A(\underline{\theta})} \cdot D(\underline{\theta}) \quad (3.11)$$

Une telle solution présente en réalité une assez forte instabilité et est très sensible à l'échantillonnage choisi de la fonction de directivité. Ces problèmes sont contournés en régularisant le problème posé grâce à deux termes de lissage :

$$\tilde{\underline{s}} = \frac{A(\underline{\theta})^{\perp}}{A(\underline{\theta})^{\perp} \cdot A(\underline{\theta}) + \mu_0 \cdot \Delta^{\perp} \Delta + \mu_1 I} \cdot D(\underline{\theta}) \quad (3.12)$$

où  $I$  est la matrice identité et  $D = \{d_{ij}\}$  la matrice de différence finie. Nous nous sommes intéressés en particulier à des antennes de type cosinus, avec une ouverture supérieure à  $100^\circ$ , modèle classiquement utilisé pour représenter des antennes à ouverture large. On renvoie le lecteur au mémoire de Régis Lecoge [12] et à la thèse de Guillaume de la Roche [9] pour plus de détails. La figure 3.11 représente un exemple de fonction de directivité générée avec seulement  $3 \times 3$  sources à la résolution de  $\lambda/6$ .

**Mise en oeuvre** La mise en oeuvre de ces antennes directives dans le simulateur n'est pas très compliquée. Il suffit de donner un tracé du diagramme de rayonnement et l'algorithme calcule alors pour une taille de réseau donnée, les amplitudes complexes des sources du réseau. Parce que le moteur de propagation calcule directement la somme des flux générés par ces sources, la gestion des antennes directives ne rajoute

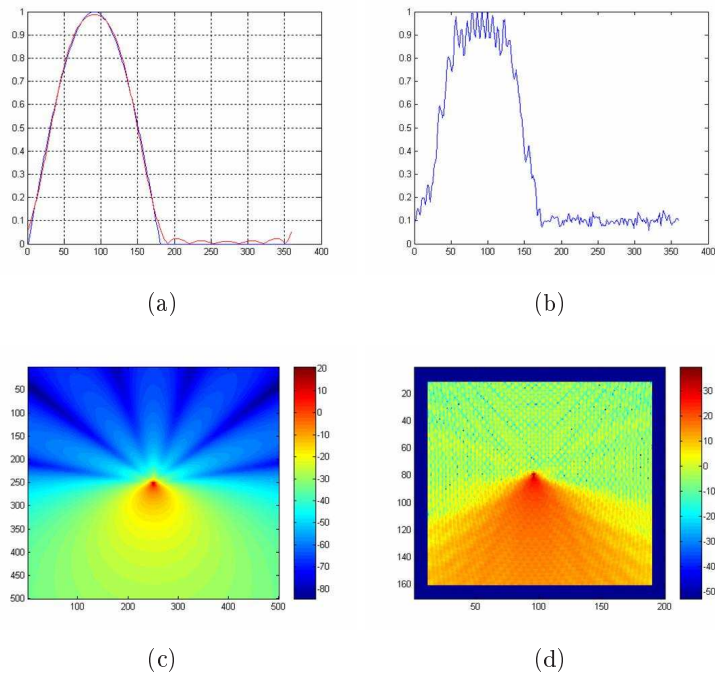


FIG. 3.11 – L’ouverture synthétique permet de générer des sources directives. On cherche à simuler une antenne cosinus de  $90^\circ$  d’ouverture à  $-3dB$  (a), par un réseau de  $3 \times 3$ . (a) la courbe bleue donne la directivité de référence, et la rouge celle obtenue par la superposition théorique des champs simulés. (b) la courbe est obtenue par simulation MR-FDPF. L’échantillonnage à  $\lambda/6$  et les bords entraînent une déformation qui maintient malgré tout un rapport avant-arrière de l’ordre de 20dB. Les champs simulés correspondant sont donnés en (c), par superposition des sources idéales et en (d) par simulation MR-FDPF.

pratiquement aucune complexité à l'approche MR-FDPF. Nous avons évalué l'impact de cette directivité sur la prédiction de points d'accès équipés d'antennes à ouverture de 180 degrés. La figure 3.12 montre les résultats obtenus avec simulation d'une antenne omnidirectionnelle et d'une antenne directionnelle.

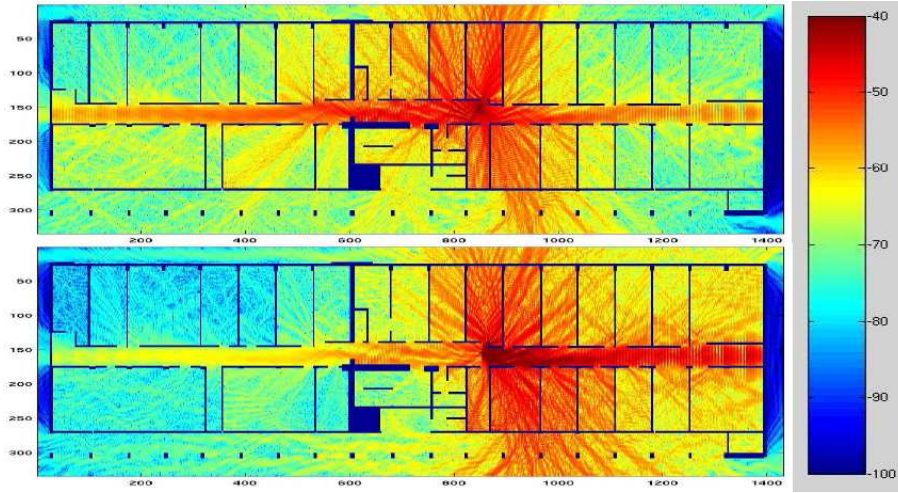


FIG. 3.12 – Zones de couvertures (en dBm) calculées pour des points d'accès équipés d'antennes à ouverture large ( $180^\circ$ ). En haut : simulation avec une antenne omnidirectionnel (RMSE=5.8dB). En bas : simulation avec une antenne directionnelle d'ouverture  $180^\circ$ , orientée vers la droite (RMSE=4.4dB).

**Simulation de canaux MIMO** La modélisation des canaux MIMO est un problème d'actualité important [Moli 06, Alme 07]. Toutes les technologies haut débit étudiées pour les futures générations envisagent d'intégrer les techniques MIMO. Ces techniques sont très sensibles aux caractéristiques du canal et le gain en capacité ou en robustesse en dépend. Intégrer la modélisation MIMO du canal dans le simulateur doit permettre de l'exploiter pour l'évaluation de performances de ces futures technologies dans un contexte réseau et pas seulement en point à point. Il serait intéressant de pouvoir évaluer le comportement MIMO avec un grand ensemble de noeuds radio.

D'un point de vue théorique, la réalisation de simulations à très haute résolution couplées à la technique que nous avons décrite pour la synthèse d'antennes, permet d'envisager la simulation de canaux MIMO avec l'approche MR-FDPF. Le problème se pose même assez simplement. Il suffit de représenter l'émetteur et le récepteur, non par un pixel, mais par un réseau; on note  $(i, j)$  les positions des sources et  $(i', j')$  celles des récepteurs.

La première étape de calcul consiste à calculer le champ rayonné par chacun des capteurs, pris isolément, ce qui fournit autour du point de réception une cartographie du champ complexe, notée  $H_{i,j}(i', j')$ , qui dépend de la source active  $(i, j)$ . La deuxième étape consiste à calculer pour chaque antenne d'émission et de réception, les coefficients complexes d'excitation (resp. de réception) des sources élémentaires qui permettent d'obtenir un diagramme de rayonnement approché de chaque antenne (y compris le déplacement latéral des antennes les unes par rapport aux autres). On note  $\alpha_E(k_e, i, j)$  le coefficient d'excitation de la source  $(i, j)$  pour l'antenne synthétique  $k_e$ . De même on note  $\alpha_R(k_r, i', j')$  le coefficient d'excitation du récepteur  $(i', j')$  pour l'antenne synthétique  $k_r$ . Le coefficient de canal associé à la liaison  $k_e - -k_r$  est alors obtenu par

$$h(k_e, k_r) = \sum_{i', j'} \sum_{i, j} H_{i,j}(i', j') \cdot \alpha_E(k_e, i, j) \cdot \alpha_R(k_r, i', j') \quad (3.13)$$

C'est une extension très simple qui encore une fois n'augmente que très peu la charge de calcul.

Un premier travail a été effectué sur ce sujet dans le cadre du stage de master de Marius Stan en 2006 [11]. Les outils de simulation MIMO ont été développés et une première étude théorique de cette approche a

été faite. Mais pour conclure sur ce sujet, il nous manque encore une étude expérimentale. Il faudra également évaluer l'intérêt de notre approche, comparée aux techniques classiques de lancer de rayon. Enfin, le couplage de cette approche avec la reconstruction de la réponse impulsionnelle dont nous avons parlé en 3.4.2 pourrait permettre d'accéder à la réponse impulsionnelle sur canal MIMO.

### 3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les principales étapes qui ont conduit au développement d'une méthode originale de calcul de la propagation des ondes en environnement complexe. Cette méthode est un compromis entre une méthode très précise, de type FDTD dont elle hérite en partie, et une recherche de simplicité qui nous a amené à faire quelques choix assez pragmatiques. Dans ces travaux, nous avons montré que l'approche MR-FDPF était intéressante pour la simulation de liens radio en environnement complexe, indoor ou urbain. Nous avons pris quelques libertés par rapport à la formulation initiale, en particulier en choisissant dans certains cas de travailler à fréquence artificielle.

Nous avons mené de nombreuses campagnes de mesure. Soit à partir de simples PC portables équipés de carte WiFi, soit en mode harmonique, avec le banc radio que nous avons mis en place. Ce simulateur de couverture radio fournit donc un outil permettant de prédire de façon déterministe les effets de masque associés à un environnement. C'est un outil intéressant pour la planification mais également pour la simulation réaliste de réseaux sans fil. Nous pensons en effet que les approches purement statistiques (comme l'utilisation d'une loi log-normale) ne sont pas toujours suffisantes pour modéliser correctement le comportement du canal dans un réseau, en particulier lorsqu'un modèle non corrélé est utilisé. Un axe de recherche intéressant à partir de ce simulateur consiste à en tirer des modèles d'ordre 2. Les modèles existants [Patw 02] ont été obtenus à partir de campagnes de mesure, vite fastidieuses. L'utilisation du simulateur radio, peut permettre de valider ces modèles et d'en établir d'autres, représentatifs de différents types d'environnement. C'est une piste que nous allons travailler à très court terme car les résultats sont importants pour la simulation de réseaux, et au-delà pour la modélisation.

Un autre aspect que nous avons commencé à aborder concerne la simulation de canaux MIMO. Lorsque le simulateur est utilisé à résolution maximale (2cm) et à fréquence réelle, on obtient une cartographie de champ qui fait apparaître la corrélation spatiale et angulaire, comme nous l'avons décrit à la fin de ce chapitre. Grâce à une telle simulation, il est alors possible d'obtenir un modèle de canal MIMO, à l'aide de la connaissance de la configuration géométrique des antennes et de leur diagramme de rayonnement. Il nous reste à comparer à des résultats expérimentaux. C'est un axe de recherche intéressant pour permettre la simulation de réseaux 802.11n, par exemple. Ce travail est à l'origine du projet POMME déposé dans le cadre de l'appel SME du FP7, avec l'université du Bedfordshire (CWIND lab) en Angleterre et l'école polytechnique de Milan en Italie (ANT lab), ainsi que trois PME : SIRADEL en France, RANPLAN en Angleterre et VoiceSmart en Italie.

# Sélection de Publications

## Reuves avec comité de lecture

- [1] Guillaume de la Roche, Katia Jaffrès-Runser, and Jean-Marie Gorce. On predicting indoor wlan coverage with a fast discrete approach. *Int. Journal of Mobile Network Design and Innovation*, 2(1) :3–12, 2007.

## Articles longs de conférence avec comité de lecture

- [2] G. de la Roche, J-M. Gorce, and G. Villemaud. On predicting fast fading strength from indoor 802.11 simulations. In *in Proc. Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, Italy, 2007.
- [3] G. de la Roche, X. Gallon, J-M. Gorce, and G. Villemaud. A 2.5D extension of frequency domain parflow method for 802.11b/g propagation simulation in multifloored buildings. In *IEEE Vehic. Tech. Conf. (VTC-Fall 2006)*, Montreal (CA), Sept 2006.
- [4] G. Villemaud, G. de la Roche, and J-M. Gorce. Accuracy enhancement of a multi-resolution indoor propagation simulation tool by radiation pattern synthesis. In *IEEE Ant. and Prop. Society Int. Symp.*, pages 2153–2156, Albuquerque, New Mexico, USA, July 2006.
- [5] K. Runser and J-M. Gorce. Assessment of a new indoor propagation prediction model based on a multi-resolution algorithm. In *IEEE Vehicular Technology Conference, spring*, volume 1, pages 35–38, Stockholm, Sweden, May 2005.
- [6] J-M. Gorce, K. Runser, and G. de la Roche. FDTD based efficient 2D simulations of Indoor propagation for wireless LAN. In *IMACS, World Congress Scientific Computation, Applied Mathematics and Simulation*, Paris, France, July 2005.

## Rapports de recherche

- [7] G. de la Roche, K. Runser, and J-M. Gorce. The adaptive multi-resolution frequency-domain parflow (MR-FDPF) method for 2D indoor radio wave propagation simulation. part II : experimental assesment. Research Report RR-xxxx, INRIA, to appear 2007.
- [8] J-M. Gorce, K. Runser, and G. de la Roche. The adaptive multi-resolution frequency-domain parflow (MR-FDPF) method for 2D indoor radio wave propagation simulation. part I : theory and algorithms. Research Report RR-5740, INRIA, November 2005.

## Thèses de doctorat et de master co-encadrés

- [9] Guillaume de la Roche. *Contributions à la prédiction de couverture radio par la méthode MR-FDPF*. PhD thesis, INSA-Lyon, France, Dec. 2007.
- [10] Katia Jaffrès-Runser. *Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil* PhD thesis, INSA-Lyon, France, 2005.
- [11] Marius Stan. *Analyse et évaluation de performance des systèmes multi-antennes pour les réseaux ad hoc*. master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2006.

- [12] Régis Lecoge. *Simulation d'antennes intelligentes dans les réseaux ad hoc*. master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2004.
- [13] Philippe Buhr. *Optimisation et validation d'un moteur de prédiction de couverture radio par un algorithme DIRECT*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2003.
- [14] Guillaume de la Roche. *Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio-mobile en environnement Indoor*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Septembre 2003.

*Nous abordons dans ce chapitre l'étude de performances des liens radio. La modélisation des performances d'un lien radio en environnement réaliste est importante pour simuler, prédire ou optimiser les performances d'un réseau radio. Nous étudions dans la première section les performances d'un lien radio isolé en environnement réel intégrant les lois de masquage et d'évanouissements.*

*Dans la deuxième section, nous discutons des interférences et en particulier des techniques de réjection basées sur la réception multi-utilisateurs, dans le contexte des réseaux ambiants.*

*Dans la troisième section, nous présentons la plate-forme radio que nous avons mis en place à l'INSA. Nous introduisons succinctement l'architecture que nous avons mis en place pour l'étude des techniques à base de radio logicielle. L'objectif visé est le développement d'un prototype de récepteur multi-antennes et multi-modes à large bande passante.*

*Les différentes contributions détaillées dans ce chapitre ont été publiées dans plusieurs conférences et une lettre parue dans IEEE Communication letters. Elle est donnée en annexe III.*



## 4.1 Introduction

Nous avons détaillé dans les deux chapitres précédents nos contributions concernant la simulation du canal radio en environnement confiné. Comme nous l'avons détaillé dans l'introduction, la modélisation des liens radio et des interférences sont les deux autres éléments essentiels pour la simulation réaliste.

Nous considérons tout d'abord les liens radio isolés, sans interférence. Les performances dépendent alors de la technologie de transmission, en particulier de la modulation et du codage, et s'expriment par le taux d'erreur symbole (SEP) ou le taux de coupure (SEO), introduits au chapitre 1. Ces deux paramètres jouent un rôle important dans la simulation de réseau, car ils jouent le rôle d'interface entre la simulation 'système' et la simulation 'réseau'. On trouve dans la littérature des expressions intégrales ou des approximations asymptotiques pour la plupart des cas. Cependant, parce que les systèmes travaillent avec un taux d'erreur de plus en plus élevé, il est important d'obtenir des formulations génériques valables sur une grande dynamique et intégrant les paramètres de transmission tels que l'ordre et le type de la modulation, ainsi que les paramètres de canal. Nous avons travaillé sur cet axe en essayant d'obtenir une formulation compacte dans de nombreux cas de figure. Ce travail effectué dans le cadre de la thèse de Philippe Mary nous a permis d'obtenir des résultats intéressants, qui sont présentés dans la section 4.2.

Dans le contexte réseau, ces performances théoriques sont fortement dégradées par les interférences. Les RLANs 802.11, victimes de leur succès, en témoignent. Bien que 14 canaux soient définis dans une bande de  $83MHz$ , autour de  $2,4GHz$ , les réseaux déployés utilisent seulement quelques canaux, en général les canaux 1, 5, 9, 13, pour limiter les interférences inter-cellules. Malheureusement, l'utilisation de seulement *quatre* canaux n'est pas suffisant, en particulier dans des environnements multi-étages.

Une première approche pour lutter contre les interférences consiste à planifier au mieux le réseau en répartissant de façon optimale les ressources radio. Cette problématique est abordée au chapitre 5. Cependant, dans les zones publiques (aéroports par exemple), plusieurs réseaux concurrents cohabitent géographiquement tout en exploitant les mêmes ressources. C'est une des particularités des réseaux ambiants par rapport aux réseaux cellulaires. On peut alors tomber sur des situations catastrophiques, en particulier lorsque deux points d'accès co-localisés utilisent deux canaux adjacents, fortement recouvrants. Une solution envisagée dans [Kauf 05] consiste à doter les équipements d'une capacité d'auto-adaptation à l'environnement. C'est d'ailleurs ce que proposent certains constructeurs. Cependant, pour contre-balancer le faible nombre de canaux, les techniques de réduction d'interférence apparaissent particulièrement pertinentes. Dans le contexte des réseaux ambiants, deux types d'interférence se distinguent. Le premier choix de déploiement illustré à la figure 4.1(a) permet d'éviter les interférences de canaux adjacents, mais soumet les mobiles à un niveau élevé d'interférences co-canales (CCI). La deuxième possibilité illustrée à la figure 4.1(b) consiste à effectuer une sélection de ressources moins sévère et permet d'éloigner les cellules co-canales, mais conduit à une augmentation des interférences de canal adjacent, partiellement recouvrantes (PCI). Les interférences co-canales sont limitées au moins partiellement par la couche MAC, grâce aux algorithmes de contention. Le mécanisme RTS/CTS (Request to Send, Clear to Send) [Dhou 03] joue ce rôle. Au contraire, les interférences PCI ne peuvent être évitées par les récepteurs traditionnels, car ils ne se comprennent pas mutuellement, alors qu'ils utilisent pour près de 80% la même. Tout se passe comme si deux groupes de personnes discutaient dans la même pièce avec des langues différentes.

Si l'on étend cet exemple au cas de réseaux autonomes, voire de standards différents, mais exploitant les mêmes ressources, on comprend l'importance de doter les équipements mobiles d'une capacité de réjection qui, au-delà de la réjection co-canale, permet la réjection des signaux situés sur des canaux partiellement recouvrants. La radio logicielle [Mito 00] apporte une solution conceptuelle pour de tels traitements, en offrant aux terminaux une capacité à travailler sur une bande de fréquence qui excède la bande utile. Finalement, le problème se généralise à tout type de signal ambiant polluant la transmission. Bien entendu, quand elle est possible, la gestion centralisée (comme pour le cellulaire) permet d'atteindre des performances supérieures. Mais dans le cas de la cohabitation de systèmes non coopératifs, l'annulation d'interférence est la seule alternative. C'est dans ce contexte que nous nous sommes intéressé à la réjection des interférences de canaux adjacents (PCI) pour les RLANs. Ce travail, publié dans [3, 4] est présenté succinctement dans la section 4.3.

Si les techniques de réjection PCI se révèlent très efficaces en théorie, la mise en pratique est plus délicate. Tout d'abord, le récepteur doit travailler sur une bande passante plus large que la bande utile. En 802.11 à  $2,4GHz$ , l'annulation d'interférence des deux canaux adjacents nécessite de travailler sur une bande utile de près de  $40MHz$  au lieu des  $22MHz$  initiaux. Ce n'est pas forcément rédhibitoire car les récepteurs classiques

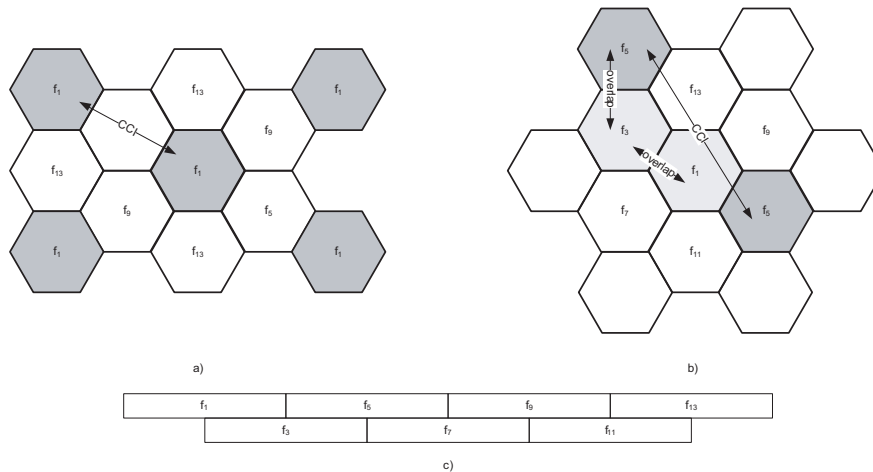


FIG. 4.1 – Différentes stratégies de déploiement : (a) avec quatre canaux, les interférences co-canaux (CCI) sont prépondérantes ; (b) avec 7 canaux, les interférences canaux adjacents (PCI) dominent ; (c) allocation des canaux RLANS en Europe.

échantillonnent en général le signal à une cadence supérieure à la cadence symbole. Ensuite, la transmission en mode paquet et la non synchronisation, inhérents aux réseaux ambiants, provoquent l'apparition d'interférence en cours de réception de paquet. L'utilisation d'algorithmes adaptatifs est donc indispensable. Pour finir, le contrôle automatique de gain en réception, l'échantillonnage et de façon plus générale tous les éléments de l'interface  $RF$  associée à une approche radio logicielle engendrent des perturbations sur le signal et dégradent partiellement les performances. Afin d'évaluer le potentiel et les performances réelles de ces techniques, nous travaillons sur la réalisation d'un prototype de récepteur multi-canaux multi-antennes pour la réception de signaux ambiants en environnement hétérogène. Ce travail a été initié en 2004, après que nous ayons installé la plate-forme radiocoms pour l'évaluation des systèmes sans fil. En collaboration avec l'équipe R&D de France Télécoms à Grenoble, nous travaillons au développement d'un prototype de récepteur à radio logicielle multi-antennes et multi-standards. Après avoir réalisé un prototype logiciel sous ADS (Agilent Advanced Design System), validé sur signaux réels, nous travaillons à l'implémentation d'un tel récepteur sur une architecture FPGA-DSP à quatre voies de réception. Les premiers résultats ont été publiés dans [5, 6]. Concernant l'impact de l'interface RF, nous travaillons avec Jacques Verdier de l'INL (INSA Lyon) [7]. Le prototype en cours de développement est présenté dans la dernière section de ce chapitre.

## 4.2 Analyse des performances sur lien radio réaliste

### 4.2.1 Motivations

Les performances d'une liaison radio dépendent des caractéristiques du RSB d'une part et du récepteur d'autre part. Dans le chapitre précédent, nous avons tout d'abord concentré notre travail sur la prédiction de la puissance moyenne, donc du RSB moyen, puis dans un deuxième temps sur les statistiques d'évanouissement permettant d'évaluer la loi du RSB, par identification aux modèles connus. Tant que l'on reste sur une approche *théorie de l'information*, le RSB suffit à obtenir la capacité des liens radio. Cependant, lorsqu'on s'intéresse aux performances des systèmes réels, sous-optimaux par rapport à la limite de Shannon, il devient nécessaire de travailler avec un critère prenant en compte les erreurs de transmission, comme nous l'avons introduit au chapitre 1, section 1.4.

L'obtention d'une expression compacte du SEP présente un intérêt majeur pour l'évaluation des performances des réseaux radio car :

1. Elle permet d'améliorer l'efficacité des simulateurs de réseaux, qui ont besoin de simuler en continu les performances des liens radio.

2. Elle permet d'intégrer une modélisation réaliste et analytique du canal radio dans la modélisation des réseaux.

Par exemple, la planification des réseaux étudiée au chapitre 5 s'appuie sur deux éléments essentiels : la simulation du canal radio qui fournit le RSB, et la prédiction du SEP à partir du RSB. La modélisation analytique par des processus aléatoires ou à base d'algèbre stochastique a besoin également d'expressions compactes de l'erreur de transmission [Raza 06]. Si la formulation intégrale de la probabilité d'erreur symbole (SEP) est connue (voir par exemple (1.28) pour les signaux PSK), il n'existe en revanche pas toujours de solution analytique à cette expression. Des expressions asymptotiques ont été proposées, en général non valables à faible RSB, ou en canal quelconque [Wang 03b]. Or les codeurs de plus en plus sophistiqués associés aux techniques coopératives permettent d'exploiter des liens à fort taux d'erreur et donc faible RSB.

Au-delà d'une expression analytique, il est également utile d'obtenir une expression inversible. En effet, être capable de remonter à un RSB moyen à partir d'un SEP cible permet de simplifier certains calculs. C'est le cas pour l'étude de la probabilité de coupure (SEO) en présence de fading, ou encore pour l'étude de la connectivité des réseaux *ad hoc* que nous aborderons au chapitre 6.

### 4.2.2 Etat de l'art

Les travaux de Simon et Alouini sur l'analyse de la probabilité d'erreur des systèmes sans fils sur des canaux à évanouissements offrent un cadre général et unifié à l'analyse du SEP [Simo 98a, Simo 98b, Alou 99, Simo 05b]. Il repose sur les représentations alternatives de la fonction gaussienne  $Q(x)$  [Crai 91] et de Marcum  $Q(x, y)$  [Simo 05b] dont la première a été donnée au chapitre 1.

**Fonction génératrice des moments** Comme nous l'avons rappelé au chapitre 1, la représentation alternative de la fonction d'erreur permet d'exprimer le SEP à l'aide d'une (ou plusieurs) intégration de la fonction génératrice des moments (MGF) du RSB instantané, (voir 1.30).

Il existe des solutions exactes, pour plusieurs types de canaux et de modulations, y compris en contexte MIMO. Ainsi, Shin et Lee [Shin 04a] ont proposé une forme exacte pour la probabilité d'erreur des modulations linéaires M-PSK et M-QAM dans un canal de Nakagami- $m$ , à l'aide des fonctions spéciales hypergéométriques de Gauss et d'Appell. Ils ont étendu leur approche aux systèmes MIMO à codage bloc dans un canal de Rayleigh sans corrélation [Shin 02] et aux systèmes MIMO STBC pour des canaux Nakagami- $m$  avec un phénomène "trou de serrure" [Shin 04b], environnement pour lequel la matrice du canal n'est pas de rang plein. D'autres travaux ont été proposés dans ce contexte [Maar 06, Luo 01, Lomb 99, Goza 02, Feme 04, Zhan 04]. En canal de Rice, les expressions sont plus difficiles à obtenir. La probabilité d'erreur d'un signal M-PSK est une intégrale de la MGF du RSB  $\gamma_s$  [Sun 99, Simo 05b], tandis que le SEP d'une modulation M-QAM est la somme de deux intégrales de la MGF. Citons encore les travaux de Gore *et al* qui donnent l'expression du RSB en sortie de traitement d'un égaliseur ZF [Gore 02].

**Bornes et expressions asymptotiques.** De nombreux travaux proposent également des expressions asymptotiques, valables à fort RSB. On peut citer notamment les travaux de Wang et Giannakis [Wang 03a]. Conti *et al* ont proposé une classe de bornes supérieures et inférieures pour les signaux M-PSK en canal de Rayleigh avec un récepteur MRC [Cont 03b, Cont 03a] et en canal de Nakagami- $m$  :

$$\frac{S(m)}{\left(\frac{S(m+1)}{S(m)} + \frac{g_{psk}}{m} \bar{\gamma}_s\right)^m} \leq P_s(E) \leq \frac{S(m)}{\left(\left(\frac{M}{M-1} S(m)\right)^{1/m} + \frac{g_{psk}}{m} \bar{\gamma}_s\right)^m}. \quad (4.1)$$

Récemment les mêmes auteurs ont également proposé des bornes pour la probabilité d'erreur bit d'un signal M-QAM en canal de Rayleigh [Cont 05]. Ils utilisent le résultat obtenu en canal BBAG par [Lu 99] et intègrent sur la d.d.p. du RSB en sortie de traitement.

Notons également les travaux proposant l'approximation de la probabilité d'erreur par la méthode du point de selle (équivalente à la méthode de Laplace). Elle a été utilisée dans [Tell 93, Bigl 95] pour étudier la probabilité d'erreur par mot code en canal de Rice. Tellambura *et al* [Tell 93] obtiennent même des expressions lorsque un phénomène de masque est présent.

### 4.2.3 Expression inversible du SEP

Si un certain nombre de résultats proposent déjà de bonnes approximations du SEP dans des situations diverses, en revanche, à part dans les travaux de Conti *et al* [Cont 03b, Cont 03a, Cont 05], peu d'entre elles conduisent à des expressions inversibles, comme nous le souhaitions. Nous avons d'abord recherché une expression inversible du SEP pour une BPSK en canal de Nakagami- $m$ . Ces résultats ont été publiés dans [1]. Nous avons étendu ces travaux pour le cas de liaisons MIMO et de modulations PSK, présentés dans [2]. Enfin, nous avons généralisé ces résultats aux modulations QAM, aux canaux de Rice et avec prise en compte du codage. Ces derniers résultats sont détaillés dans le manuscrit de thèse de Philippe Mary (en cours de rédaction) et sont en cours de soumission.

Nous allons décrire les principales étapes de calcul qui ont conduit à l'obtention d'un SEP inversible, dans le cas des modulations PSK. Le point de départ est l'expression donnée par Shin et Lee [Shin 04a] :

$$P_s(E|\bar{\gamma}_s) = M_\gamma^{Naka}(-g_{psk}) \left\{ \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m+1)} {}_2F_1\left(m, \frac{1}{2}; m+1; \frac{1}{1+g_{psk}\bar{\gamma}_s/m}\right) + \frac{\sqrt{1-g_{psk}}}{\pi} F_1\left(\frac{1}{2}, m, \frac{1}{2}-m; \frac{3}{2}; \frac{1-g_{psk}}{1+g_{psk}\bar{\gamma}_s/m}, 1-g_{psk}\right) \right\} \quad (4.2)$$

où  ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  est la fonction hypergéométrique de Gauss, et  $F_1(\cdot, \cdot, \cdot; \cdot; \cdot, \cdot)$  la fonction hypergéométrique d'Appell de première espèce.

Cette expression est exploitable, mais la rendre inversible nécessite d'approcher les fonctions hypergéométriques. Nous avons pour cela exploité la méthode de Laplace comme proposé par Butler et Wood [Butl 03]. Nous avons montré que dans le cas d'une BPSK [1] la probabilité d'erreur symbole est extrêmement bien approchée par l'expression suivante :

$$P_b(E|\bar{\gamma}_s) \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(m+1/2)(m+1)^{m+1/2}}{\Gamma(m+1)m^m} \frac{(\hat{t}x)^m(1-\hat{t})}{\sqrt{r_{2,1}(1-x\hat{t})}} \quad (4.3)$$

avec

$$x = 1/(1+\bar{\gamma}_s/m) \quad (4.4)$$

$$r_{2,1} = \frac{\hat{t}^2}{m} + (1-\hat{t})^2 - \frac{x^2}{2(1-x\hat{t})^2} \frac{\hat{t}^2}{m} (1-\hat{t})^2, \quad (4.5)$$

$$\hat{t} = \frac{2m}{\sqrt{\tau^2 - 4m(m+\frac{1}{2})x - \tau}}, \quad (4.6)$$

$$\tau = x\left(\frac{1}{2} - m\right) - (m+1). \quad (4.7)$$

La figure 4.2(a) montre bien la finesse de la borne ainsi obtenue.

L'approximation de Laplace pour la fonction hypergéométrique de Gauss constitue une borne inférieure de celle-ci. Ainsi, l'approximation dérivée ici correspond en toute rigueur à une borne inférieure du SEP en canal de Nakagami- $m$ , pour une BPSK. La borne possède une erreur inférieure à 0.90% dans le domaine d'intérêt c'est-à-dire pour un SEP compris entre  $10^{-1}$  et  $10^{-4}$ . Notons que l'expression (4.3) n'est toujours pas inversible en  $x$  et à fortiori en  $\bar{\gamma}_s$ .

La généralisation de ce résultats à des ordres supérieurs de modulation est obtenue en utilisant une approximation en régime asymptotique (RSB élevé) :

$$P_s(E|\bar{\gamma}_s \rightarrow \infty) = x^m \left\{ \frac{C}{\sqrt{1-x\hat{t}}} + \frac{\sqrt{z}}{\pi} \frac{Q}{\sqrt{1-y}} \right\}, \quad (4.8)$$

avec  $y = (1-g_{psk})/(1+g_{psk}\bar{\gamma}_s/m)$ ,  $z = 1-g_{psk}$ ,  $C = \Gamma(m+1/2)/(2\sqrt{\pi}\Gamma(m+1))$  et  $Q = {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}-m; \frac{3}{2}; z\right)$ .

Malgré tout, la borne inférieure obtenue en (4.8) se révèle très précise pour tous les régimes de RSB et quelque soit la valeur du paramètre d'évanouissement  $m$ . La figure 4.2(b) illustre la précision de l'expression (4.8) pour des modulations QPSK et 8-PSK par rapport à l'expression exacte (4.2), pour trois valeurs du

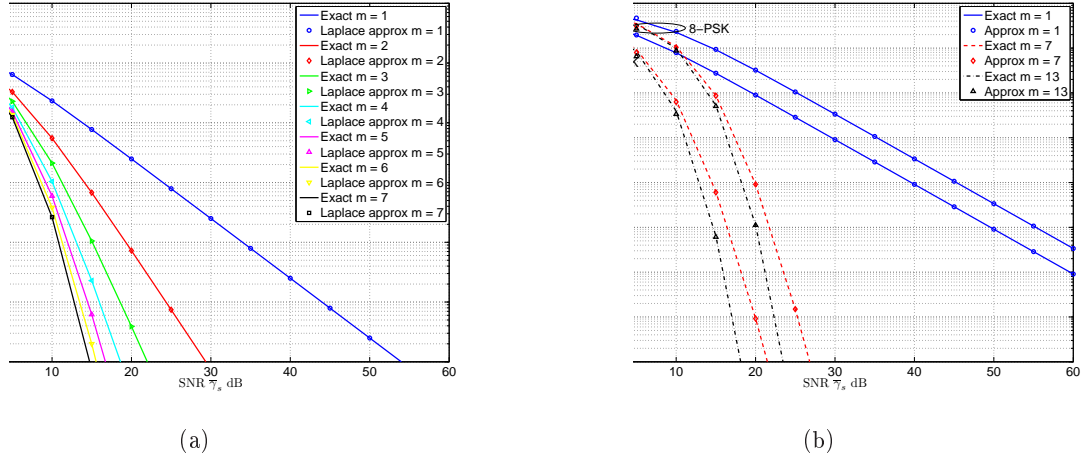


FIG. 4.2 – Approximation du SEP en canal de Nakagami avec (4.3) pour une BPSK (a), et avec (4.8) pour une QPSK et une 8-PSK (b).

paramètres d'évanouissement  $m = 1, 7, 13$ . Mais l'équation (4.8) n'est pas encore inversible analytiquement pour une valeur de  $m$  quelconque.

La dernière approximation consiste à approcher  $y$  par  $x\tilde{t}$  dans (4.8), puis à l'élever au carré. On obtient un système à résoudre en  $x$  qui, par approximation, conduit finalement à :

$$\bar{\gamma}_s(P_s^*(E)) = \frac{m}{g_{psk}} \left[ \left[ \frac{P_s^*(E)}{C + \frac{\sqrt{z}}{\pi}Q} \sqrt{1 - \tilde{t}^m \sqrt{\frac{P_s^*(E)}{C + \frac{\sqrt{z}}{\pi}Q}}} \right]^{-\frac{1}{m}} - 1 \right] \quad (4.9)$$

Cette formule peut paraître un peu compliqué, en réalité, tous les termes (sauf  $P_s^*(E)$ ) sont des constantes qui dépendent du canal et de la modulation. On peut l'écrire tout simplement sous la forme :

$$\bar{\gamma}_s(x) = c_0 \cdot \left( x^{-1/m} \cdot \left( 1 - c_2 \cdot x^{1/m} \right)^{-1/2m} - c_1 \right) \quad (4.10)$$

Ces premiers résultats encourageants nous ont ensuite conduit à rechercher d'autres approximations, en particulier pour les modulations QAM et pour les canaux de Rice. Les détails seront donné dans la thèse de Philippe Mary en cours de rédaction.

#### 4.2.4 Extension aux canaux MIMO

Le travail de Philippe Mary a montré également qu'il était possible d'étendre cette approche au contexte MIMO. En effet, le SEP d'un signal M-PSK pour un système MIMO à code orthogonaux STBC sans corrélation dans un canal de Nakagami- $m$  donné par Shin et Lee dans [Shin 04b] est :

$$P_s(E|\bar{\gamma}_s) = M_{\gamma_{STBC}}^{i.i.d.Naka}(-g_{psk}) \left\{ C_{psk}^{stbc} {}_2F_1 \left( \left( q, \frac{1}{2}; q+1; x \right) + \frac{\sqrt{z}}{\pi} F_1 \left( \frac{1}{2}, q, \frac{1}{2} - q; \frac{3}{2}; y, z \right) \right\}, \quad (4.11)$$

avec cette fois  $x = 1/(1+g_{psk}\bar{\gamma}_s/(mn_tR))$ ,  $y = (1-g_{psk})/(1+g_{psk}\bar{\gamma}_s/(mn_tR))$ ,  $C_{psk}^{stbc} = \Gamma(q+1/2)/(2\sqrt{\pi}\Gamma(q+1))$  et  $z = 1 - g_{psk}$ .

On remarque alors que l'expression de la probabilité d'erreur d'un signal M-PSK d'un système spatio-temporel à codage blocs orthogonaux en canal de Nakagami est similaire à l'expression du SEP mono-antenne en (4.2). De ce fait, la méthodologie d'approximation obtenue pour cette dernière s'applique également.

L'équation (4.11) tend vers :

$$P_s(E|\bar{\gamma}_s \rightarrow \infty) = x^q \left\{ \frac{C_{psk}^{stbc}}{\sqrt{1-x\hat{t}}} + \frac{\sqrt{z}}{\pi} \frac{Q_{psk}^{stbc}}{\sqrt{1-y}} \right\}, \quad (4.12)$$

avec  $\hat{t} = q/(q+1)$ ,  $Q_{psk}^{stbc} = {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} - q; \frac{3}{2}; z\right)$  et en remarquant que  $M_{\gamma_{STBC}}^{i.i.d.Naka}(-g_{psk}) = x^q$ . On peut approcher (4.12) par :

$$P_s(E|\bar{\gamma}_s \rightarrow \infty) = x^q \left\{ \frac{C_{psk}^{stbc}}{\sqrt{1-x\hat{t}}} + \frac{\sqrt{z}}{\pi} \frac{Q_{psk}^{stbc}}{\sqrt{1-x\hat{t}}} \right\}, \quad (4.13)$$

La figure 4.3, montre la précision de (4.13) pour une modulation 8-PSK, trois paramètres d'évanouissement  $m = 1, 3, 6$ . On s'intéresse à la précision de cette approximation selon la taille du système MIMO utilisé. Ici on considère un système MIMO  $2 \times 2$  avec un code bloc d'Alamouti et un système  $3 \times 3$  avec un code de Tarokh  $\mathcal{G}_3$ . L'approximation donnée en (4.13) est très précise et permet de remonter au RSB [2] comme nous

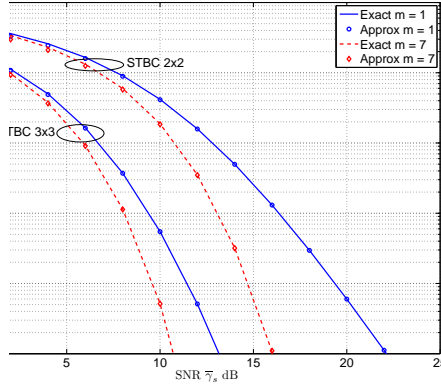


FIG. 4.3 – Approximation du SEP pour un signal 8-PSK dans un canal de Nakagami et deux systèmes MIMO à codes orthogonaux

l'avons vu pour les systèmes mono-antennes.

En élevant au carré l'équation (4.13), on remonte au RSB moyen par symbole en fonction de la probabilité d'erreur cible  $P_s^*(E)$  :

$$\bar{\gamma}_s(P_s^*(E)) = \frac{mn_t R}{g_{psk}} \left[ \left[ \frac{P_s^*(E)}{C_{psk}^{stbc} + \frac{\sqrt{z}}{\pi} Q_{psk}^{stbc}} \sqrt{1 - \hat{t}^q \frac{P_s^*(E)}{C_{psk}^{stbc} + \frac{\sqrt{z}}{\pi} Q_{psk}^{stbc}}} - 1 \right]^{-\frac{1}{q}} \right] \quad (4.14)$$

Dans sa thèse Philippe Mary développe également des approximations inversibles dans le cas de systèmes MIMO à multiplexage spatial, considérant le cas d'un récepteur zéro-forcing (ZF). Nous ne détaillons pas ici tous les résultats très riches qu'il a obtenus et qui sont en cours de rédaction. Parce que le codage est partie intégrante de la chaîne de transmission, nous nous sommes également intéressé à l'intégration du codage dans le calcul des expressions analytiques. La logique que nous avons suivie, tant pour les codes en blocs que pour les codes convolutifs, est basée sur la démarche suivante. Nous approchons tout d'abord la probabilité d'erreur bit à partir de l'erreur symbole, en supposant que  $P_b(E) = P_s(E)/\log_2(M)$ . Nous dérivons ensuite une approximation pour la probabilité d'erreur code ou de première erreur dans le cas des codes convolutifs. En obtenant une fonction d'erreur code en fonction de l'erreur bit, qui est inversible, on peut alors remonter au RSB.

En résumé, ces travaux fournissent un ensemble d'expressions précises et valables sur une très grande dynamique de RSB pour différents types de systèmes et en présence de canaux à évanouissements. Le premier

intérêt pour la modélisation des réseaux est de pouvoir intégrer dans les simulations un comportement réaliste, avec une expression simple à calculer. Le deuxième intérêt de ces expressions est de permettre d'évaluer analytiquement l'impact de certains paramètres (modulation, codage, ...) sur les performances des systèmes radio en réseau.

#### 4.2.5 Calcul du SEO

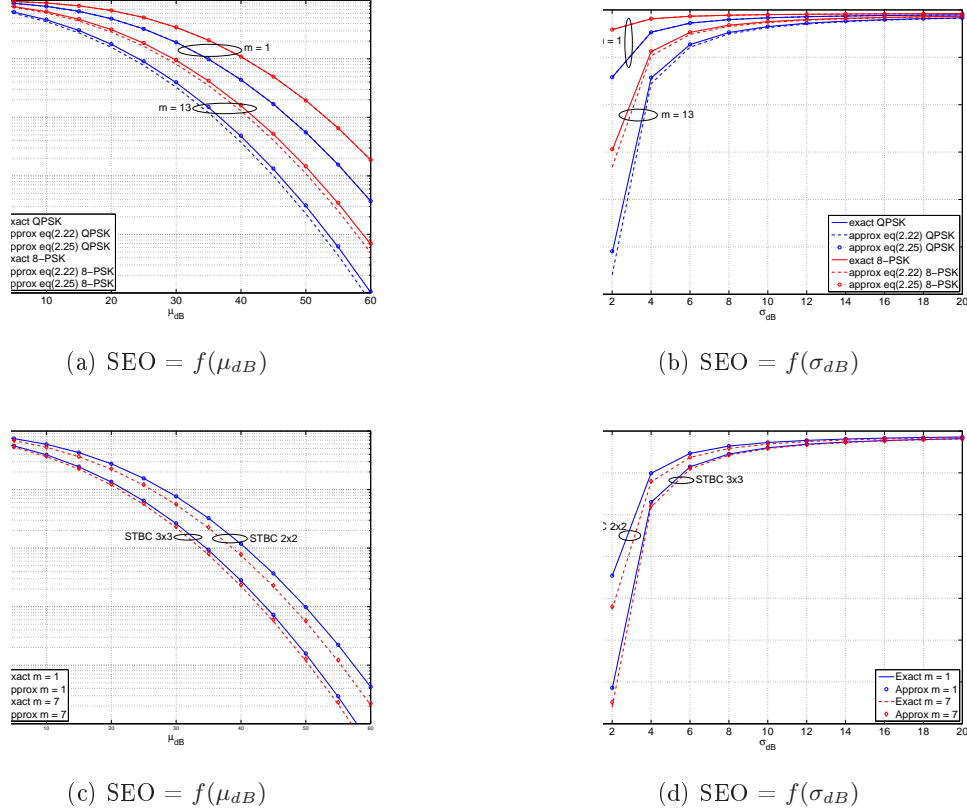


FIG. 4.4 – SEO en présence d'effet de masque en fonction de la moyenne et de l'écart type de la loi log-normale, pour des modulations PSK, pour deux systèmes SISO QPSK et 8-PSK (a,b) et deux systèmes MIMO (8-PSK), à codes orthogonaux Alamouti  $2 \times 2$  et Tarokh  $\mathcal{G}_3$ ,  $3 \times 3$ .

Les résultats obtenus jusqu'ici sont valables en présence d'évanouissements. L'effet de masque peut être intégré de deux façons différentes. Soit de façon déterministe, grâce à la simulation réaliste, comme nous l'avons largement étudié dans les deux chapitres précédents. Dans ce cas, l'utilisation des résultats précédents est directement appropriée. Soit de façon stochastique, en considérant l'effet de masque comme un processus aléatoire. La vitesse d'évolution du canal joue dans ce cas un rôle important. Si cette évolution est supposée lente, la probabilité d'erreur SEP n'est plus adaptée. La probabilité de coupure (SEO) introduit au chapitre 1 est alors un critère plus pertinent. L'expression (1.37) montre que la connaissance du RSB en fonction d'un SEP cible permet de calculer facilement le SEO. En effet, dans le cas où le masquage est modélisé par une loi log-normale de paramètre  $\mu_{dB}$  et  $\sigma_{dB}$ , le SEO est simplement donné par :

$$P_s(O) = Q\left(\frac{\mu_{dB} - 10 \log_{10} \bar{\gamma}(P_s^*)}{\sigma_{dB}}\right). \quad (4.15)$$

où  $P_s^*$  est la probabilité d'erreur cible. Dès lors, grâce aux expressions inverses de la probabilité d'erreur que nous avons obtenues, (4.15) est utilisable dans de nombreuses situations. Tout le travail difficile a déjà fait

en recherchant les expressions approchées. Les figures (4.4)(a-d) montrent que les approximations proposées sont très proches des courbes calculées numériquement à partir des expressions intégrales exactes.

Tout le travail développé dans la thèse de Philippe permet donc d'aborder rigoureusement les performances des liens radio. La prise en compte des interférences peut se faire en remplaçant le RSB par le RSBI, comme nous le rappelons au chapitre 1. Ce n'est malgré tout pas toujours satisfaisant, en particulier pour les interférents proches et à fort signal. Il faut dans ce cas les modéliser de façon plus rigoureuse, ce que nous regardons actuellement.

Pour finir, notons que ces résultats bruts peuvent ensuite assez facilement s'adapter à tout standard et en particulier au 802.11, en y intégrant l'ensemble des blocs du récepteurs : le codage mais également l'étalement de spectre direct ou l'OFDM.

### 4.3 Réjection d'interférences

L'impact des interférences sur les communications radio est très important, et les techniques de réjection ont été largement étudiées par la communauté, en particulier depuis le développement des réseaux cellulaires de type CDMA. Dans ces derniers en effet, le facteur de charge des cellules dépend directement des interférences entre signaux non orthogonaux. Dans les années 80, Verdu [Verd 84] a proposé le principe des techniques multi-utilisateurs pour l'annulation d'interférence. Etant basés sur le maximum de vraisemblance, les algorithmes qui en sont issus présentent une complexité élevée, que de nombreux travaux ultérieurs ont tenté de réduire (voir par exemple [SMos 96, Last 97, Andr 05]).

On trouve également quelques travaux proposant des algorithmes pour l'annulation d'interférence co-canal (CCI) dans les réseaux ambiants. Dans [Kari 05], un détecteur de maximum a posteriori est conçu pour des systèmes multi-antennes, permettant de doubler la capacité des RLANs. S'inspirant des résultats en CDMA [Sueh 94], Xu et al proposent dans [Xu 05] de réduire les interférences en utilisant des codes CCK pseudo-orthogonaux. Un récepteur linéaire MMSE est proposé dans [Oppe 02]. Citons également les travaux effectués dans le cadre de la définition de la norme 802.11n exploitant les principes MIMO grâce aux méthodes multi-utilisateurs temps-espace [Suth 03, Xu 04].

En comparaison aux travaux liés à la réjection d'interférences co-canaux (CCI), peu de travaux ont étudiés la réjection des interférences partiellement recouvrante (PCI) définies en début de chapitre. Arlsan

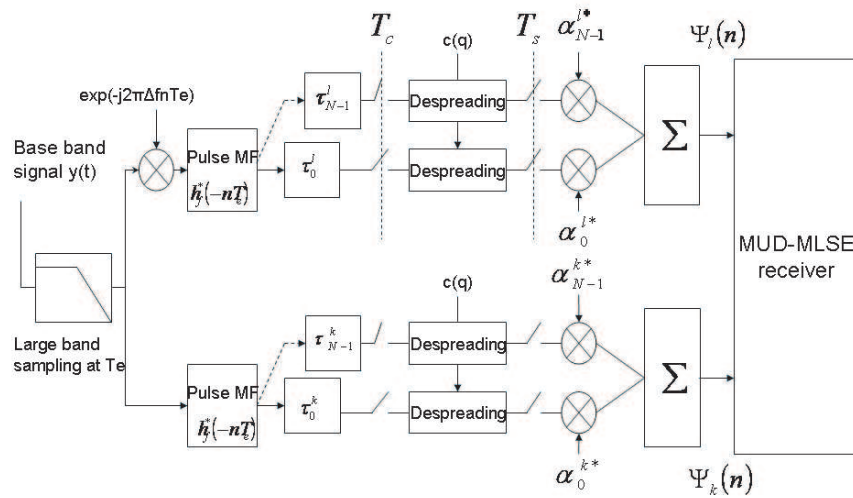


FIG. 4.5 – diagramme bloc du récepteur MUD-MLSE étudié pour signaux à étalement de spectre.



dans [Arsl 00] étend aux canaux adjacents la formulation proposée dans [Bott 98], basée sur l'expression du maximum de vraisemblance multi-utilisateurs. Cette approche est optimale, mais la complexité augmente exponentiellement avec le nombre de voies traitées. Il propose donc également des structures de récepteur sous-optimales. Notons qu'un estimateur itératif a également été proposé plus récemment pour les signaux OFDM [Dini 05].

Nous nous sommes intéressés à l'évaluation de ces techniques dans le contexte des réseaux ambiants. Ainsi, nous avons étudié les performances des structures optimales MUD-MLSE proposées dans [Arsl 00] dans le contexte des réseaux 802.11b. Il s'agit de signaux modulés en QPSK et étalés par séquence directe avec un code de Barker. La structure du récepteur évalué est donnée à la figure 4.5. Les résultats obtenus et présentés dans [3] montrent que ces techniques sont efficaces jusqu'à des niveaux de RSI très défavorables ( $-15dB$ ), sur des canaux tels que les canaux standardisés ETSI BRAN (canal C dans nos simulations, voir figure 4.6). La structure du récepteur implanté basé sur un algorithme de Viterbi a une complexité élevée,

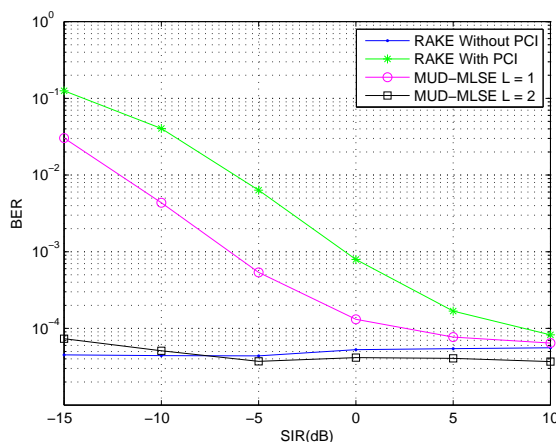


FIG. 4.6 – TEB moyen, en fonction de la puissance d'interférence, avec  $E_b/N_0 = 23dB$ , et un recouvrement de canaux égal à 65% sur canal C de l'ETSI.

ce qui rend la méthode difficilement exploitable pour les hauts débits, en particulier pour des modulations OFDM, et lorsque le canal est dispersif.

Pour tenter de réduire cette complexité, nous proposons dans [4] une étude très fine de la métrique proposée dans [Arsl 00], et avons montré que l'on peut tronquer la réponse du canal pour réduire la complexité du récepteur à condition de re-synchroniser virtuellement les canaux adjacents, dans la formulation du critère. Malgré tout, pour un nombre de canaux supérieur à deux, l'approche MUD-MLSE reste trop coûteuse.

Si ces travaux fournissent des bornes réalistes de performance, une implémentation efficace nécessite une approche plus simple. Les récepteurs en série, dits SIC, sont efficaces lorsque le signal interférant est plus fort que le signal utile. Le principe consiste alors à décoder l'interfèrent en premier puis à l'éliminer, pour recevoir le signal utile. Au contraire, les récepteurs parallèles dits PIC, sont plus efficaces lorsque les signaux sont de niveau équivalent. Dans ce cas une approche itérative permet d'éliminer progressivement les interférences entre les deux canaux. Un travail de comparaison et d'évaluation des récepteurs SIC et PIC a été effectué dans le cadre du master d'Anyà Apavatjirut [8].

Une autre façon de faciliter la réjection d'interférences, est d'exploiter un récepteur multi-antennes dans une approche de formation de faisceau [Pesi 02, Ahn 04]. Bien entendu, les deux approches peuvent être combinées pour améliorer les performances. Dans les systèmes réels, parce que la puissance de calcul est limitée, il peut être intéressant de chercher à partager la puissance de calcul entre les deux approches de réjection (temps-espace) en fonction de leur efficacité. C'est un des objectifs du démonstrateur en cours de développement au laboratoire et détaillé dans la section suivante.

## 4.4 Plate-forme radio logicielle expérimentale

Si les techniques de réjection d'interférences sont efficaces d'un point de vue théorique, leur mise en pratique est complexe, pour les raisons déjà évoquées dans l'introduction de ce chapitre :

1. Complexité des traitements : la mise en place d'un récepteur radio logicielle, donc travaillant sur une bande plus large que la bande utile a pour effet d'augmenter les besoins en ressources de calculs. La réjection spatiale et temporelle nécessite des algorithmes coûteux.
2. Synchronisation : Parce que les systèmes travaillent en mode paquet et ne sont pas synchronisés, la réjection d'interférence nécessite de pouvoir adapter le traitement en cours de réception.
3. Détection : Pour pouvoir rejeter les signaux, le système doit d'abord être capable de détecter les signaux ambiants à la volée. Il faut donc maintenir une écoute de canal sur la largeur de bande totale, pendant le traitement en réception de la voie d'intérêt.

Le développement de récepteurs dits *intelligents* ou plus simplement adaptatifs, est un défi très important pour les années à venir afin de permettre à plusieurs standards de cohabiter sur la même bande [Jond 07, Stap 04, Akyi 06]. C'est la seule solution pour faire face à la demande croissante de bande spectrale due à l'invasion dans tous les domaines, des communications sans fil. On peut aborder ce problème à différents niveaux, des composants matériels aux composants logiciels. Notre travail se situe à mi-chemin et se focalise sur les traitements adaptatifs que l'on peut mettre en oeuvre pour favoriser la réception en contexte multi-utilisateurs étendu au contexte multi-modes. Si l'on se place du côté récepteur, l'annulation d'interférence est le problème clé.

Le problème général de réception d'un signal en environnement multi-utilisateurs et multi-modes est donc très complexe. Nous avons choisi de nous focaliser dans un premier temps sur un problème simplifié et de nous appuyer pour cela sur les standards 802.11. Il s'agit de concevoir un récepteur 802.11 compatible avec les différents modes (802.11b et 802.11g) travaillant sur une largeur de bande au moins égale à trois canaux adjacents. Ce récepteur doit être capable de se synchroniser sur un canal et de détecter d'éventuels signaux interférant apparaissant sur les canaux adjacents. Pour améliorer les performances d'un tel récepteur, nous avons directement considéré un récepteur multi-antennes (quatre voies).

Parce que l'efficacité des techniques associées à la radio logicielle est très fortement liée aux performances matérielles, il nous a semblé indispensable d'avoir une approche expérimentale pour aborder cette problématique. Cependant, il était impossible d'aborder directement le domaine de la radio-logicielle par le développement d'un prototype matériel. Nous avons choisi de travailler en deux étapes. La première étape a consisté à mettre en place une plate-forme de validation, constituée de trois éléments principaux. Le logiciel ADS d'Agilent Technology permettant de simuler par blocs les différents éléments d'un récepteur. Contrairement aux outils classiques de simulation de communication numérique (Simulink par exemple), ADS permet de descendre en modélisation jusqu'à la description des composants RF de l'interface radio (voir figure 4.7). C'est donc un outil puissant de prototypage. Ce logiciel est couplé à deux éléments matériels, un générateur d'onde arbitraire (ESG4438C, Agilent Technology) et un analyseur de signaux vectoriel (VSA 89641, Agilent Technology) (voir figure 3.3). Cet ensemble, illustré à la figure 4.8 offre la possibilité de créer une passerelle entre les signaux réels et la simulation. Ainsi, il est possible de récupérer avec l'analyseur vectoriel un signal ambiant et de valider les récepteurs logiciels développés. Il est également possible de simuler des trames, 802.11g par exemple, et de les faire jouer par le générateur arbitraire. On peut alors évaluer l'ensemble de la chaîne en environnement réel. Le prototype envisagé est relativement complexe : il intègre quatre voies d'entrées I/Q, sur une bande de 80MHz, et doit être ensuite capable de traiter en parallèle au moins deux signaux d'intérêt. La partie RF est développée par France Télécoms. Pour la partie numérique, nous avons une architecture avec 3 cartes. La carte mère est une carte Transtech TPMB2 sur laquelle sont branchées deux cartes filles Transtech TS-C43. Cette architecture permet d'offrir un front d'entrée avec quatre FPGA, suivi d'un deuxième étage, constitué de 2 blocs en parallèle de 4 DSPs en cluster. L'architecture ainsi que les flux associés est représentée à la figure 4.9. Les modules PMC sont connectés à la carte mère par des bus PCI de 64 bits capables de fonctionner à 66 MHz grâce à la passerelle PCI-PCI Intel 21154 présente sur la carte TPMB2 ; on obtient donc un débit maximal de données de 528 Mo/s (norme PCI 2.2). Le bus reliant la carte mère au PC dispose des mêmes capacités (64 bits et 66 MHz) soit 528 Mo/s de débit maximum. Une partie des traitements sera effectuée sur les DSPs, mais le traitement final de récupération des données, et même de combinaison entre les quatre voies sera réalisé sur le PC directement. Ce prototype est en cours de

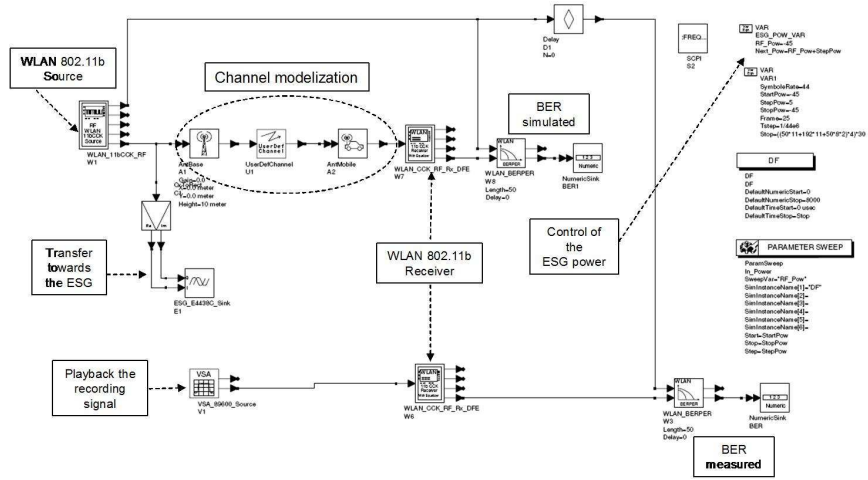


FIG. 4.7 – Exemple de schéma intégrant simulations et transmission sur canal réel

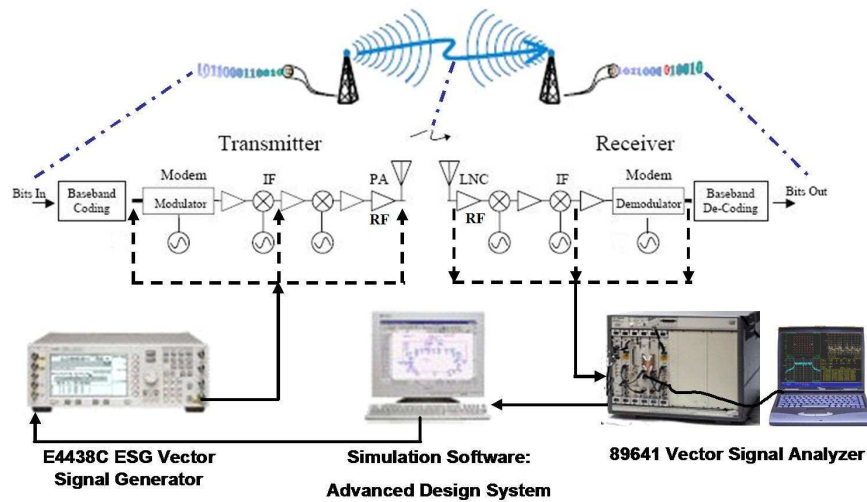


FIG. 4.8 – Plateforme radiocomms d'évaluation des systèmes sans fils

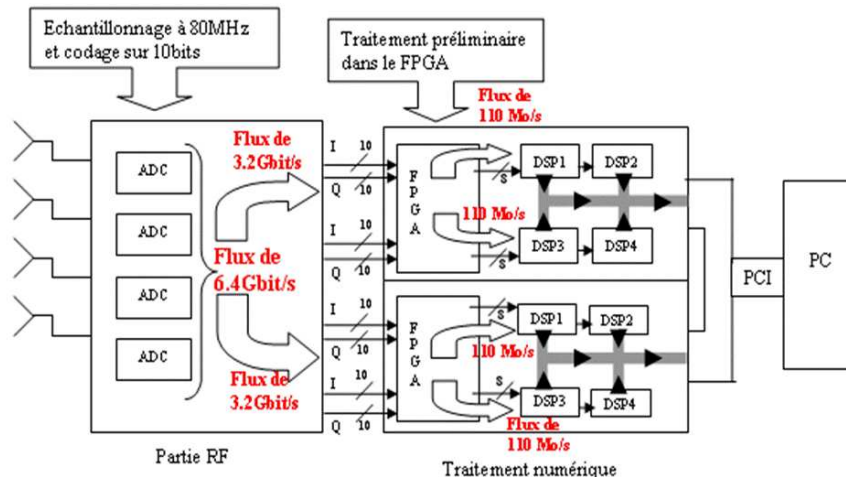


FIG. 4.9 – Représentation logique des flux de données dans le prototype de récepteur quatre antennes, en cours de développement au CITI.

développement, et n'est pas encore opérationnel. Ce travail est piloté par Guillaume Villemaud et fait l'objet de la thèse de Pierre-François Morlat.

## 4.5 Conclusion et perspectives

Dans cette section, nous avons montré la complexité de l'évaluation de performances d'un lien radio. Nous avons détaillé trois approches complémentaires : une étude analytique, une étude par simulation et une étude expérimentale.

L'approche analytique a pour but la caractérisation des erreurs de transmission sur un canal avec effets de masque et évanouissements. Nous travaillons actuellement à la prise en compte des interférences. Les applications possibles de ces formulations compactes dans le contexte de l'évaluation de performances des réseaux radio sont très large : simulation de lien réaliste, évaluation de performances, couplage avec la géométrie stochastique pour l'étude de performances asymptotiques du réseau.

Nous avons évalué par simulation les performances de la réjection des canaux adjacents dans le contexte WiFi. Les résultats serviront de référence pour l'étude analytique. Nous avons également effectué des simulations avec le logiciel ADS, qui, couplé aux outils de mesure, a permis de tester l'implémentation logicielle d'un récepteur sur signaux réels. Ce travail est à l'interface entre simulation et expérimentation. Nous développons enfin un prototype à radio-logicielle pour la réception multi-canaux. Ce travail doit permettre de mettre en évidence certains problèmes souvent occultés lors des études par simulation. Dans le contexte de la transmission en mode paquet non synchronisée, par exemple, il est impératif de pouvoir adapter le traitement en cours de réception.



# Sélection de Publications

## Revue avec comité de lecture

- [1] Philippe Mary, Mischa Dohler, Jean-Marie Gorce, Guillaume Villemaud, and Maryline Arndt. BPSK bit error outage over Nakagami-m fading channels in lognormal shadowing environments. *IEEE Communication Letters*, 11(6) :565–567, 2007.

## Articles longs de conférence avec comité de lecture

- [2] P. Mary, M. Dohler, J-M. Gorce, G. Villemaud, and M. Arndt. Estimation du taux de coupure d'une liaison radio MIMO dans un canal de Nakagami avec effet de masque. In *GRETSI 2007*, Troyes, France, 2007.
- [3] P. Mary, J-M. Gorce, M. Dohler, G. Villemaud, and M. Arndt. Performance analysis of asynchronous spectrally-overlapping WLAN interference. In *IEEE WCNC 2007*, pages 2097–2102, Hong-Kong, 2007.
- [4] P. Mary, J-M. Gorce, M. Dohler, G. Villemaud, and M. Arndt. Reduced complexity MUD-MLSE receiver for partially-overlapping wlan-like interference in heterogeneous multipath channels. In *VTC spring 2007*, pages 1876–1880, Dublin, Ireland, 2007.
- [5] G. Villemaud J-M. Gorce P-F Morlat, P. Mary and M. Arndt. Performance validation of a multi-standard and multi-antenna receiver. In *EUCAAP*, Nice, France, November 2006.
- [6] P-F. Morlat, H. Parvery, G. Villemaud, J. Verdier, and J-M. Gorce. Global system evaluation scheme for multiple antennas adaptive receivers. In *European Conference on Wireless Technology*, pages 197–200, Manchester, United Kingdom, September 2006.
- [7] P-F Morlat, G. Villemaud, J. Verdier, and J-M Gorce. On the compensation of RF impairments with multiple antennas in simo OFDM systems. In *IEEE Vehic. Tech. Conf. (VTC-Fall 2006)*, pages 1–5, Montreal (CA) Sept. 2006.

## Thèses de master co-encadrés

- [8] Anya Apavatjrut *Réjection d'interférences pour signaux hétérogènes*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Septembre 2007.

## Thèses en cours

- [9] Philippe Mary. *Performances des systèmes de communications radio en environnement réaliste* PhD thesis, INSA-Lyon, France, soutenance prévue pour février 2008.



*Ce chapitre traite de la planification des réseaux sans fil. Il s'agit de rechercher une configuration optimale du réseau d'accès permettant de garantir une certaine qualité de service aux utilisateurs. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la prise en compte de l'environnement réaliste dans une telle approche et nous nous appuyons pour cela sur le simulateur présenté dans les chapitres précédents.*

*Nous proposons une formulation simplifiée de contraintes réalistes (interférences, QoS) et à l'aggrégation de ces contraintes. Nous proposons d'exploiter la formulation multi-objectifs qui offre un cadre d'étude intéressant pour la recherche de compromis a posteriori entre différents critères.*

*Ce travail ouvre des perspectives intéressantes pour les problèmes de réseaux ambiants auto-adaptatifs, dans lesquels l'optimisation du réseau n'est plus du ressort de l'opérateur mais des terminaux mobiles eux-mêmes qui doivent contribuer dynamiquement à l'amélioration du réseau. Les différentes contributions détaillées dans ce chapitre ont été publiées dans plusieurs conférences et deux articles, publiés dans IEEE Wireless Communications et Journal of Computers and Operations Research. Ce dernier est donné en annexe IV.*



## 5.1 Introduction

Nous nous sommes intéressé dès 2001 à l'optimisation des réseaux 802.11 et au problème de planification. C'est un problème classique dans le monde des réseaux cellulaires, qui a engendré une grande quantité de contributions scientifiques (voir par exemple [Jedi 04a, Calg 01, Cham 97, Vasq 01, Amal 02]). Cependant, la mise en oeuvre de techniques adaptées aux RLANS n'est pas une simple extension des techniques cellulaires. Tout d'abord la propagation dans un environnement confiné, meublé et souvent dense en population est très complexe. Prédire la couverture radio est donc difficile. Deuxièmement, les ressources en temps et en puissance de calcul dont dispose l'intégrateur réseau chargé du déploiement de réseaux sans fil sont beaucoup plus limitées que celles dont dispose un opérateur de réseau cellulaire. Pour finir, les degrés de liberté sont plus faibles : les antennes sont prédéfinies, la puissance est en générale fixe ou ne possède que quelques niveaux prédéfinis, le nombre de canaux est plus limité.

La planification de RLANS a pour objectif de trouver une bonne configuration d'un ensemble de points d'accès permettant d'assurer une certaine qualité de service (QoS). Cette QoS repose sur une bonne couverture radio, la minimisation des interférences et une bonne répartition des ressources entre utilisateurs. L'ensemble des variables du problème inclue la position des APs, leur nombre et leurs caractéristiques telles que le type d'antenne ou la puissance d'émission. Les travaux que l'on trouve dans la littérature concernant la planification des RLANS s'est focalisée essentiellement sur les critères de couverture et de recouvrement inter-cellules [Sher 96, Agua 02]. Plus récemment, quelques auteurs [Lee 02, Lope 04, Amal 05] ont introduit de nouveaux critères orientés QoS, basés sur la bande passante utile. Dans ces travaux, la bande passante globale est supposée constante, ce qui n'est en réalité pas le cas. Plusieurs travaux [Bian 00, Heus 03, Lu 06] montrent que la bande passante utile globale chute avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs à cause des problèmes d'accès au canal et en particulier des règles de contention. C'est en partie la raison qui nous a amené à introduire dans nos travaux une modélisation réaliste de la couche MAC [3].

Le problème global d'optimisation du réseau peut se décomposer en 3 problèmes types : la sélection de sites, la configuration des antennes (puissance, directivité), et enfin l'allocation de ressources communément dénommée FAP (Frequency Assignment Problem). Parce qu'il n'y a aucune certitude que la résolution successive des 3 problèmes conduise à la solution optimale, quelques méthodes ont été proposées pour résoudre conjointement les 3 problèmes [Vasq 01]. Cependant, la résolution conjointe augmente considérablement l'espace de recherche, et l'obtention du minimum global ne peut être garantie. Ainsi le découpage en 3 sous-problèmes de moindre dimension reste compétitif. D'autant que l'objectif de l'opérateur est assez pragmatique. L'objectif n'est pas forcément de trouver la meilleure solution, mais *simplement* une bonne solution, ce qui n'est déjà pas si simple.

Considérons tout d'abord le premier problème énoncé ci-dessus consistant à choisir les sites de déploiement des stations de base. A ce stade, l'affectation des ressources n'est pas faite. La première étape consiste à dimensionner les cellules, c'est à dire à définir quelle surface terrain chaque station de base est capable de gérer. Un tel dimensionnement repose sur 2 critères : i) la qualité de lien radio et ii) la quantité de trafic supportable par le point d'accès. L'approche classique consiste à échantillonner l'espace (régulièrement ou non), et à évaluer les liens  $l_{ij}$  entre chaque paire de noeuds. Le graphe ainsi constitué a pour noeuds les repères géographiques, et pour arêtes les liens radio retenus. Le problème de couverture consiste alors à sélectionner un minimum de noeuds, de telle sorte que tout repère soit relié en un seul saut à l'un des noeuds sélectionnés. C'est le problème classique en théorie de graphes, de recherche d'ensemble dominant.

Le choix des paramètres antennaires peut ensuite compenser la différence entre le modèle théorique et la réalité de terrain. C'est la deuxième phase d'optimisation qui repose sur une interaction forte avec le réel, devant s'appuyer sur des simulations ou des mesures.

Enfin, le 3ième problème concerne l'affectation des ressources. Etant donné un réseau dont les paramètres système ont été définis, il s'agit d'affecter les canaux radio (fréquences, codes, slots temporels) de façon à minimiser sinon éviter les interférences. Le réseau est alors encore représenté par un graphe, dont les sommets sont les stations de base, et les arêtes représentent l'existence d'une interférence possible entre deux sommets. Le problème auquel on se réfère est alors encore une fois un problème bien connu de la théorie des graphes. Il s'agit du coloriage de graphe. Dans le cas de ressources multiples associées à chaque noeud, le problème est étendu au k-coloriage.

Même sur un cas très simple de maillage hexagonal, on peut mettre en évidence le problème d'interférences en WiFi. L'analyse rapide du recouvrement spectral entre canaux montre que seuls trois à quatre

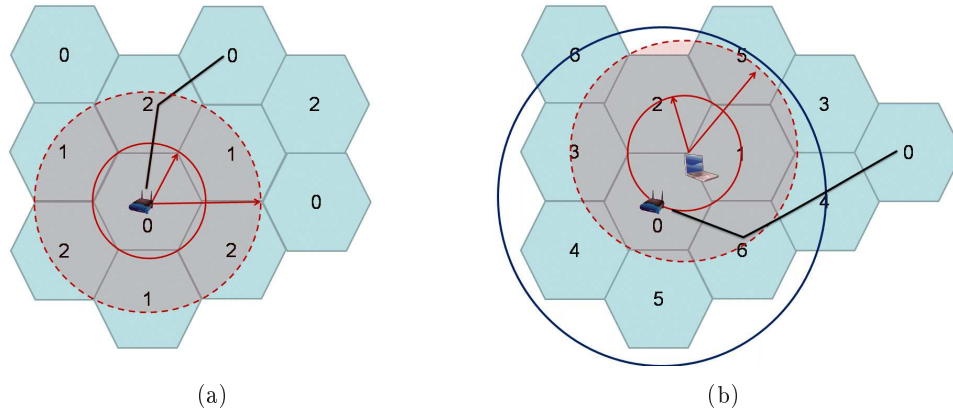


FIG. 5.1 – Planification théorique de fréquences. (a) En ne tenant compte que des liaisons descendantes, 3 canaux suffisent à éviter les interférences. (b) En tenant compte des liens montants et descendants multiplexés sur le même canal, le nombre minimum de canaux est égal à 7.

canaux (suivant les pays) peuvent être considérés comme indépendants. Trois canaux suffisent en théorie pour respecter les règles de coloriage du graphe hexagonal, mais ils ne permettent pas d'éviter les interférences, en particulier parce qu'en WiFi, on ne distingue pas de canaux montants et descendants. En effet, le point d'accès partage le même canal avec les mobiles qui y sont associés, sans distinction du sens de flux. Ainsi, cet accès au canal par CSMA/CA sur le même canal en lien montant et descendant engendre de fortes interférences inter-cellules. Sept canaux sont en théorie nécessaire pour garantir un niveau d'interférences acceptable (voir figure 5.1).

L'approche que nous avons proposée repose sur 3 éléments clés : i) la modélisation réaliste de l'environnement, ii) la modélisation des performances PHY/MAC des liens radio et iii) la modélisation des interférences.

Dans ce contexte, il s'agit ensuite de mettre en oeuvre un algorithme de recherche de solution. Une des difficultés majeures à laquelle nous avons été confrontés concerne l'agrégation de plusieurs contraintes, souvent antinomiques. La planification peut clairement être identifiée comme un problème multi-objectifs où couverture, interférence et QoS doivent être conjointement optimisés. Il y a deux façons de résoudre ce genre de problème. La première est de fusionner ces contraintes après pondération, et d'utiliser un algorithme d'optimisation classique. La seconde est d'exploiter une formulation multi-objectifs et rechercher un ensemble de solutions optimales au sens de Pareto. Chacune de ces solutions résulte d'un compromis différent entre les contraintes. La plupart des travaux publiés sur l'optimisation des RLANS ont utilisé une heuristique mono-objective [Stam 96, Unbe 03, He 04]. Dans [Lee 02], l'utilisation de la programmation linéaire conduit à un coût de mise en oeuvre élevé. Pour réduire le temps de calcul, des métaheuristiques combinatoires ont été introduites [Adic 02, Agua 02, Bahr 05]. Des heuristiques de programmation sous contrainte ont aussi été proposées dans [Prom 02, Fruh 00]. Dans toutes ces approches, la pondération initiale des différents critères conditionne le résultat final. Au contraire, les algorithmes d'optimisation multi-objectifs comme proposés dans [Lope 04] ont l'avantage de procéder directement à la recherche d'un ensemble de bonnes solutions, chacune représentant un compromis différent. Un des atouts de cette approche est de permettre à l'opérateur de sélectionner une solution parmi  $N$  trouvées, en fonction de critères non formulés mathématiquement.

C'est dans ce contexte que nous avons proposé dans [2] les principes d'une approche multi-objectifs optimisant conjointement la couverture, les interférences et le débit. Nous en donnons dans [1] les détails algorithmiques et proposons une analyse des performances, en comparaison à une approche mono-objectif. Ce travail est résumé dans ce chapitre. Nous commençons par proposer une formulation des critères de planification, puis nous discutons des aspects algorithmiques. Enfin, nous terminons par quelques perspectives.

## 5.2 Définition des critères de planification

### 5.2.1 Formalisme général

Bien que les paramètres du problèmes soient des variables continues (position, puissance), une modélisation combinatoire permet de réduire l'espace de recherche et de maîtriser convenablement la complexité du problème.

Soit un ensemble  $M$  de positions candidates au positionnement d'un AP. Une solution  $S$  du problème est définie par un vecteur de taille  $M$  :  $S = [s_1, s_2, \dots, s_M]$ , où chaque variables est donnée par :

$$s_i = \begin{cases} (p_i, d_i, f_i) & \text{si un AP est placé à la } i^{\text{ième}} \text{ position,} \\ 0, & \text{sinon.} \end{cases} \quad (5.1)$$

avec  $p_i \in \mathcal{P} = \{P_1, \dots, P_{N_P}\}$  la puissance d'émission,  $d_i \in \mathcal{D} = \{D_1, \dots, D_{N_D}\}$  la direction du lobe principal de l'antenne et  $f_i$  le canal fréquentiel associé. Pour réduire la complexité de la recherche et favoriser des contraintes assez simples, nous avons scindé le problème en deux étapes. La première étape détermine les APs et leurs paramètres antennaires et la deuxième étape leur affecte les canaux.

Pour choisir les positions candidates, le découpage effectué par l'algorithme MR-FDPF est directement utilisé et le centre des blocs homogènes d'une certaine taille cible sont associés à des positions candidates. Cette approche est illustrée à la figure 5.2 pour un bâtiment de  $12600m^2$ , conduisant à  $M = 256$  positions candidates, la taille cible des blocs étant  $10m^2 < S < 80m^2$ . Les points de test de réception sont aussi choisis à partir du découpage de l'algorithme MR-FDPF, avec une résolution plus fine. Dans l'exemple,  $L = 499$  blocs homogènes sont sélectionnés, avec une taille cible  $10m^2 < S < 40m^2$ . L'ensemble des cartes de couverture associées aux positions candidates est calculé préalablement à la recherche de la solution optimale. Les points de test de réception, sont notés  $B_l; l \in \{1; L\}$ . La puissance moyenne en dBm reçue depuis l'AP  $k$  est notée  $F_l^k$ . L'algorithme MR-FDPF présente deux atouts majeurs pour ce travail. Tout d'abord, le report de la

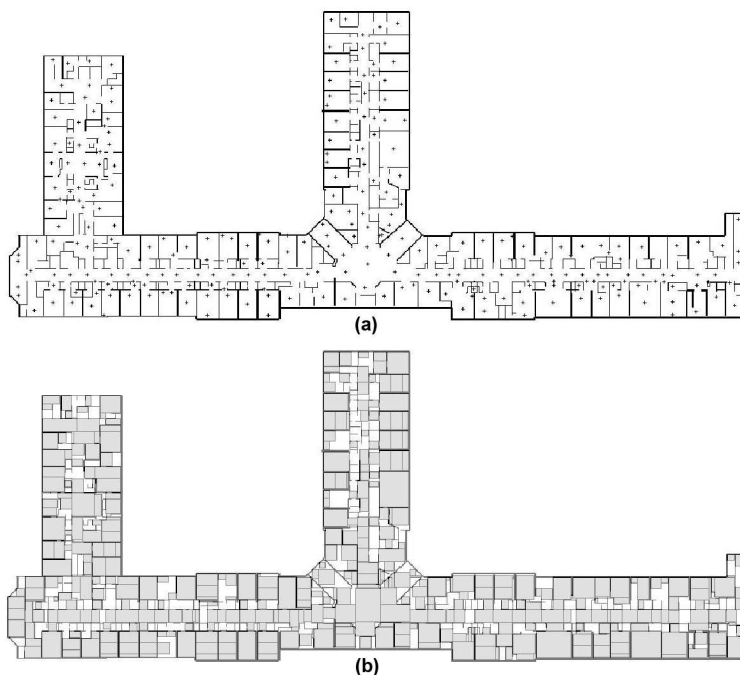


FIG. 5.2 – Environnement de test de  $12600 m^2$  : (a) Distribution des  $M = 256$  positions candidates. (b) Distribution des  $L = 499$  zones à couvrir.

complexité de calcul dans une phase de pré-traitement rend raisonnable le temps de calcul nécessaire pour l'ensemble des sources. D'autre part, le découpage adaptatif de l'environnement permet d'adapter la densité des positions candidates à la complexité locale de l'environnement.

### 5.2.2 Formulation locale des critères

Pour limiter la complexité de calcul et permettre éventuellement de distribuer les algorithmes, nous avons recherché à exprimer les critères à partir d'une information locale. Pour chaque critère, une valeur utile  $U_l$  est affectée à chaque bloc  $B_l$ , calculée à partir du vecteur des puissances reçues  $F_l^k$ . Elle peut être par exemple la puissance du signal maximal reçu, dans le cas d'un critère de couverture. Une fonction de pénalité est alors choisie :

$$\mathbf{fp} : B_l \mapsto \mathbf{fp}(U_l) = \mathbf{fp}_l \quad (5.2)$$

Elle a pour objectif d'évaluer la qualité de la solution en  $B_l$ , à partir de  $U_l$ . Un exemple est présenté à la figure 5.3. Le choix d'une fonction bornée (min et max) permet d'éviter l'influence de variations très locales. De plus, le choix d'une borne inférieure égale à 0 permet d'affirmer qu'il existe, au moins mathématiquement une solution à coût nul.

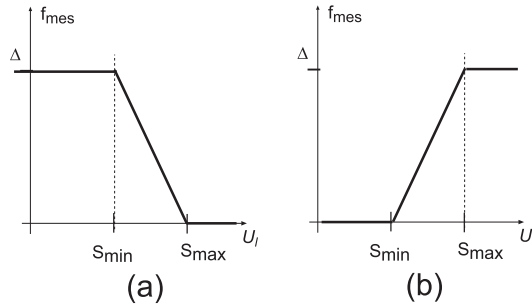


FIG. 5.3 – Fonctions de pénalité  $\mathbf{fp}$  quand la valeur utile est (a) maximisée ou (b) minimisée. L'axe x reur utile obtenue pour le bloc  $B_l$ .

Le critère global est défini par la somme quadratique des valeurs locales  $\mathbf{fp}_l$  sur l'ensemble des blocs  $B_l$  :

$$f = \sqrt{\sum_{B_l, l \in \{1, \dots, N_c\}} \mu_l \cdot \mathbf{fp}_l^2} \quad (5.3)$$

où  $\mu_l$  est un coefficient de pondération représentant l'importance du bloc  $B_l$ .

### 5.2.3 critère de couverture

La couverture radio est en général le premier critère associé à tout problème de planification radio. La valeur utile  $U_l$  est égale à la plus forte puissance reçue en  $B_l$ , notée  $F_l^{BS}$ .

Les seuils  $S_{min}$  et  $S_{max}$  sont fixés aux valeurs de réception correspondant respectivement au plus faible et au plus fort débits associés au standard utilisé. Des valeurs classiques pour les réseaux IEEE802.11 sont données table 5.1. La pénalité maximale  $\Delta$  est définie par  $\Delta = |S_{high} - S_{low}|_{dB}$ . On a donc :

$$\mathbf{fp}_{cov}(F_l^{BS}) = \begin{cases} 0 & \text{for } F_l^{BS} > S_{high}, \\ |S_{high} - F_l^{BS}| & \text{for } S_{high} \geq F_l^{BS} > S_{low}, \\ |S_{high} - S_{low}| & \text{for } F_l^{BS} \leq S_{low}, \end{cases} \quad (5.4)$$

Network	$S_{min}$	$S_{max}$
802.11a	-85dBm (6 Mbits/s)	-67dBm (54 Mbits/s)
802.11b	-90dBm (1 Mbits/s)	-86dBm (11 Mbits/s)
802.11g	-90dBm (1 Mbits/s)	-67dBm (54 Mbits/s)

TAB. 5.1 – Exemples de valeurs seuils pour les réseaux 802.11. Ces valeurs peuvent être à adaptées en fonction des constructeurs et/ou de mesures de performances.

### 5.2.4 Critère d'interférence

Dans un réseau basé sur du CSMA/CA, le medium radio est partagé par un processus de détection de porteuse. On ne distingue pas de lien montant et descendant, car le canal radio utilisée dans les deux directions est identique. Quelques tests simples montrent facilement que l'utilisation de deux APs co-localisés et exploitant deux canaux recouvrants, conduit à des performances désastreuses car les équipements sont incapables de détecter correctement l'occupation du canal. La répartition des fréquences sur les différents APs joue donc un rôle crucial. La définition d'un critère d'interférences exact nécessiterait de connaître l'affectation des ressources, les zones de services associées et si possible le trafic écoulé. Ce calcul s'avère en réalité très coûteux, d'autant que l'espace de recherche est très grand, même pour des environnements réels relativement petits [Bahr 05].

Cependant, nous avons choisi dès le départ de séparer la phase d'affectation des ressources, pour réduire la complexité de la recherche. L'idée retenue est d'intégrer dans la recherche un critère privilégiant des solutions favorables à la réduction d'interférences sans les calculer explicitement. Comme l'affectation de ressources est d'autant plus simple que le graphe de voisinage associé aux APs sélectionnés est faiblement connecté, nous avons choisi de favoriser des solutions minimisant le nombre de cellules adjacentes, l'adjacence étant définie par l'interférence potentielle entre 2 cellules.

Toujours dans l'idée d'obtenir un critère local, nous nous sommes basées sur une considération de lien descendant, c'est à dire que l'on s'intéresse aux interférences générées par les points d'accès vers les équipements mobiles. Ce choix n'est pas tout à fait satisfaisant, mais il évite d'avoir à manipuler les couvertures associées à toutes les positions de mobiles. Le critère de minimisation d'interférences est tiré en partie des travaux de [Jedi 04b] pour la planification de réseaux cellulaires. Pour chaque récepteur  $B_l$ , les puissances reçues supérieures au bruit  $N : F_l^k, k = 1, \dots, N_{AP}$ , sont ordonnées de la plus forte à la plus faible :

$$F_l^{BS} \geq F_l^{BS_1} \geq \dots \geq F_l^{BS_k} \geq F_l^{BS_{k+1}} \geq \dots \geq N \quad (5.5)$$

Le premier signal  $F_l^{BS}$  ( $k = 0$ ) est considéré comme le signal utile. Les  $h$  signaux suivants ( $1 \leq k \leq h$ ) sont considérés comme utiles au handover et sont donc autorisés. Les signaux suivants ( $k > h$ ) sont considérés comme sources d'interférence et doivent être minimisés. La fonction de coût que nous avons proposé consiste à minimiser le plus fort signal interférent. La valeur utile associée au critère d'interférence est défini par  $U_l = F_l^{h+1}$ , exprimé en dB. La fonction de pénalité représentée à la figure 5.3-(b) est utilisée avec le paramétrage suivant :

$$f_{PI}(F_l^{h+1}) = \begin{cases} 0 & \text{for } F_l^{h+1} < N, \\ |S_{high} - F_l^{h+1}| & \text{for } N \leq F_l^{h+1} < S_{high}, \\ |S_{high} - N| & \text{for } F_l^{h+1} \geq S_{high}, \end{cases} \quad (5.6)$$

### 5.2.5 critère de QoS

Les deux critères précédents sont applicables à la quasi-totalité des problèmes liés au déploiement de réseaux RLANS. Quelle que soit l'application visée, l'existence d'un lien radio et la minimisation des interférences sont des contraintes nécessaires. Cependant, ces deux contraintes ne suffisent pas pour obtenir un réseau performant. Prenons le cas d'un déploiement réseau ayant pour but de garantir un accès haut débit

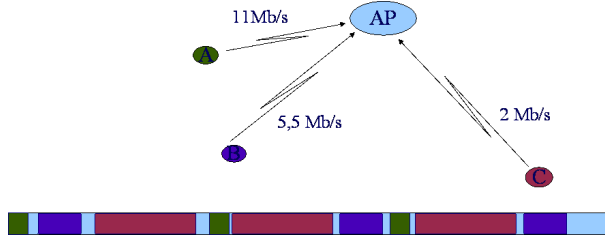


FIG. 5.4 – Illustration de l’effet dévastateur en terme de débit, de l’équité d’accès imposée par 802.11. Les 3 mobile représentés ont la même probabilité d’accès, ce qui leur donne le même débit moyen. Par contre le temps moyen d’occupation du canal pour chaque noeud est très différent. Le débit moyen est donc très pénalisé par les utilisateurs à bas débit.

et équitable pour tous les mobiles. Le point d’accès étant considéré comme un noeud parmi d’autres, le flux descendant n’est pas privilégié et s’équilibre avec les autres noeuds. Dans [Lee 02, Lope 04, Amal 05] un critère de ce type est introduit, en considérant une capacité constante par cellule. Ainsi le débit utile offert à chaque mobile est obtenu en divisant la capacité de lien par le nombre d’utilisateurs.

Cette modélisation est très éloignée de la réalité. Tout d’abord, les mobiles peuvent se connecter à différents débits, (le standard IEEE 802.11b définit quatre classes de débits différents : 1, 2, 5.5 or 11 *Mbits/s*) et la question se pose alors de savoir comment ils se partagent le canal. Enfin, l’accès au canal par contention (CSMA/CA) basé un processus d’attente aléatoire (*backoff*) introduit une latence qui réduit l’efficacité du système.

Dans notre approche, les utilisateurs sont divisés en classes de service, qui sont pour le standard IEEE802.11b,  $r = \{1, 2, 5.5, 11\}$  *Mbits/s*. Soit le groupe de  $N_r^k$  utilisateurs associés à l’AP  $k$  au débit  $r$ . On suppose qu’ils se partagent équitablement une certaine capacité totale qui leur est attribuée  $D_r^k$ . Connaissant pour chaque bloc  $B_l$  sa position et la puissance maximale reçue  $F_l^{BS}$ , la cellule à laquelle il est associé est connue et le débit est estimé à partir des seuils définis pour chaque classe de débit. Le débit utile associé à ce bloc est donné par :

$$d_l = D_r^k / N_r^k \quad (5.7)$$

La vraie question qu’il reste alors à résoudre est l’estimation du débit agrégé par cellule et classe de débit  $D_r^k$ . Si l’on néglige dans un premier temps les pertes liées au *backoff* et aux collisions, la probabilité d’accès au canal est identique pour tous les noeuds. Parce que le nombre de bits transmis est identique pour tous les paquets, un utilisateur à bas débit qui accède au canal le monopolise plus longtemps. L’équité d’accès a donc une conséquence désastreuse sur le débit moyen puisqu’un seul utilisateur à bas débit fait chuter très significativement le débit de l’ensemble des noeuds. Prenons l’exemple d’une cellule avec 2 utilisateurs respectivement à 1 *Mbits/s* et à 11 *Mbits/s*. Le débit moyen obtenu avec un protocole MAC classique n’est pas égal à la moyenne des débits, 6 *Mbits/s*, mais environ à 1,8 *Mbits/s* parce qu’à accès équitable, l’utilisateur à 1 *Mbits/s* monopolise le canal 90% du temps (voir figure 5.4). Le débit utile moyen est égal à :

$$\bar{D}^k = \sum_k N_r^k / \sum_k \frac{N_r^k}{d(r)} \quad (5.8)$$

Ce problème a déjà été identifié [Heus 03] et différentes techniques ont été proposées pour y remédier [Dunn 06] en jouant sur la taille des paquets ou sur l’algorithme de *backoff*. Pour améliorer ce modèle et intégrer l’impact des différents protocoles MAC, nous exploitons un modèle analytique de 802.11 par chaîne de Markov [Bian 00]. Dans [Lu 06], le modèle est adapté au cas d’utilisateurs à débits multiples, avec prise en compte d’une probabilité de retransmission due aux collisions et/ou aux erreurs de transmission. Notons bien que dans ce modèle de QoS, les interférences ou collisions entre cellules ne sont pas explicitement prises en compte. Nous avons dissocié en terme d’objectifs d’optimisation, la minimisation des interférences (critère précédent) et la maximisation des débits. Le débit prédit ici correspond donc à une borne supérieure, atteinte lorsque la cellule est isolée.

Le critère local de QoS peut maintenant se construire à partir du débit par utilisateur  $d_l$ . Il est défini de façon à favoriser des solutions telles que  $d_l$  soit supérieur à une limite  $D_l^*$  pour chaque bloc  $B_l$ . La fonction

de pénalité est :

$$\mathbf{f}_{P_{QoS}}((d_i)_{dB}) = \max((D_i^*)_{dB} - (d_i)_{dB}, 0) \quad (5.9)$$

où les valeurs de débit sont calculées en dB,  $d_{dB} = 10 \cdot \log(d_{bits/s})$ , avec un seuil bas arbitrairement choisi à  $1 \text{ bit/s}$ . La valeur utile est ici  $(d_i)_{dB}$  et la fonction de pénalité de la figure 5.3-(a), est utilisée.  $\Delta = D_i^*$  est atteint quand  $d_{bits/s} < 1 \text{ bits/s}$ . Le seuil minimal est alors  $S_{min} = 0$  et le maxima  $S_{max} = (D_i^*)_{dB}$  qui est adapté en fonction du problème. C'est le débit cible.

Le seuil max permet de définir un débit cible, et garanti la recherche de solutions équitables.

### 5.3 Optimisation multi-objectifs

Il est possible de résoudre ce problème par une heuristique classique mono-objectif en associant les 3 critères définis ci-dessus :

$$f = \alpha_1 \cdot f_{cov} + \alpha_2 \cdot f_I + \alpha_3 \cdot f_{QoS} \quad (5.10)$$

où  $f_{cov}$ ,  $f_I$  and  $f_{QoS}$  sont respectivement les critères de couverture, de minimisation d'interférence et de QoS.

La difficulté majeure est alors de définir correctement la pondération des trois critères qui relève en général d'une démarche assez empirique. Nous avons pu vérifier que la 'bonne' valeur de ces critères était liée aux conditions de propagation et qu'il était difficile de déterminer un paramétrage universel. Dès lors qu'il faut adapter ces paramètres pour chaque environnement, cela nécessite d'intégrer dans la démarche d'optimisation la sélection de ces paramètres. C'est un problème classique en optimisation, qui peut s'effectuer de façon alternée avec l'évaluation des solutions. Il nous a semblé plus intéressant de poser directement le problème dans un cadre d'optimisation multi-objectifs.

#### 5.3.1 Formulation

Dans un formalisme multi-objectif, chaque fonction objectif mesure la qualité d'une caractéristique du problème, indépendamment des autres. Parce que la solution idéale qui permettrait d'atteindre simultanément l'optimalité pour chacun des objectifs n'existe pas en général, une recherche de compromis est inévitable. C'est vrai en particulier lorsque des contraintes sont antagoniques. Dans notre cas, la minimisation d'interférences tend à réduire le nombre de points d'accès et à les éloigner les uns des autres, alors que la contrainte de QoS agit de façon opposée. L'optimisation conjointe de fonctions antagonistes est la définition même d'un problème multi-objectifs. La dimension de l'espace de recherche de solutions est égal au nombre de contraintes considérées. La recherche d'une solution optimale unique n'a plus de sens et toute la démarche repose sur la définition de la dominance.

**Definition 1** Soit un problème multi-objectifs constitué de  $n$  fonctions objectif  $f_{i,i \in [1,n]}$ . Une solution  $\mathbf{x}$  domine une solution  $\mathbf{y}$  si et seulement si :

$$\forall i \in [1, n] : f_i(\mathbf{x}) \leq f_i(\mathbf{y}) \quad \wedge \quad \exists j \in [1, n] : f_j(\mathbf{x}) < f_j(\mathbf{y}) \quad (5.11)$$

Cette définition permet de définir pour un problème donné, un sous-ensemble de solutions, dites optimales au sens de Pareto. Il s'agit des solutions non dominées. Cet ensemble est appelé le front théorique de Pareto. Chaque solution du front de Pareto est une solution optimale correspondant à un certain compromis. En effet, il n'est pas possible d'améliorer le résultat relativement à un critère sans le dégrader par rapport à un autre. Il est intéressant de noter qu'une telle solution est la solution optimale d'un problème mono-objectif obtenu par sommation pondérée des contraintes initiales (eq.(5.10)). La figure 5.5 illustre ce principe de dominance. La dominance se représente également par la notion de rang de Pareto. Le rang d'une solution est égal au nombre de solutions par lesquelles elle est dominée. Le rang d'une solution du front théorique de Pareto est  $r = 0$ .

Un algorithme de recherche multi-objectifs travaille dans cet espace et a vocation à trouver un ensemble de solutions appartenant au front de Pareto théorique noté  $\mathcal{F}_T$ . A chaque itération, un certain nombre de solutions courantes sont étudiées, desquelles on peut tirer un ensemble dominant, appelé front de Pareto pratique  $\mathcal{F}_P$ . La recherche est terminée si  $\mathcal{F}_P = \mathcal{F}_T$ , ou tout au moins  $\mathcal{F}_P \subset \mathcal{F}_T$ .

Une fois ce front obtenu, le travail n'est pas terminé, car l'ensemble de solutions du front de Pareto peut être grand. Il faut alors sélectionner un sous-ensemble de solutions parmi ce front.

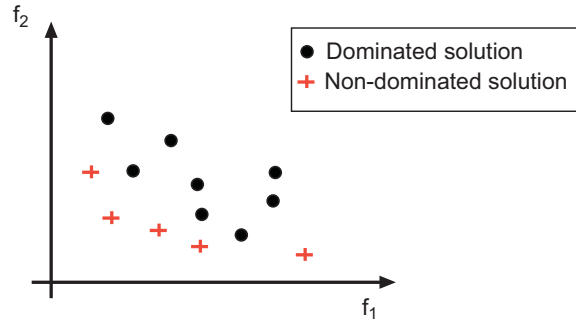


FIG. 5.5 – illustration des solutions dominées et non dominées pour un problème de minimisation à 2 fonctions objectif.

### 5.3.2 Une heuristique multi-objectifs pour la planification

Nous avons défini 3 contraintes, partiellement antagonistes. Il pourrait être intéressant d’analyser plus finement ces critères et d’évaluer dans quelle mesure ils sont réellement indépendants. L’opposition entre le critère de couverture et le critère d’interférence est assez évident comme nous l’avons mentionné ci-dessus. Il y a bien un compromis à réaliser entre ces 2 fonctions. Par contre, il est clair que le critère de QoS est au moins partiellement lié au critère de couverture. On peut même penser qu’intrinsèquement ils correspondent à un même objectif, la couverture étant une version minimaliste de la QoS. Ce n’est malgré tout pas si simple. Le critère de couverture tend à maximiser les puissances de tous les APs, alors que le critère de QoS, peut inciter à réduire la puissance de cellules qui seraient trop grandes pour assurer le débit cible. Il est en ce sens antagoniste au critère de couverture. Enfin, entre la minimisation d’interférences et la QoS, l’antagonisme se situe au niveau des puissances, lorsque la portée des cellules est limitée par ses voisines : le critère d’interférences tend à réduire les puissances et/ou le nombre d’APs alors que le critère de QoS agit en sens inverse.

Il nous a donc semblé intéressant de garder un espace de travail à 3 dimensions. L’algorithme recherche le nombre, la position, la puissance et la direction d’émission des APs, en cherchant à minimiser les 3 critères  $f_{cov}$ ,  $f_I$  and  $f_{QoS}$ . Nous avons choisi d’adapter une méta-heuristique Tabou [Glov 97] qui effectue une recherche locale dans le voisinage  $V(S)$  d’une solution courante  $S$ . La meilleure solution de ce voisinage est choisie comme nouvelle solution même si elle est moins bonne que la solution courante, et ce pour éviter une convergence immédiate vers un minimum local. Pour éviter les problèmes de cycles (aller-retours entre mêmes solutions), une liste Tabou mémorise les  $T$  dernières itérations. Ces solutions sont exclues des solutions possibles, et seule la meilleure solution non taboue peut être choisie dans le voisinage.

Les performances de cet algorithme reposent en grande partie sur la définition du voisinage, qui a été défini dans notre problème de la façon suivante :

**Definition 2** Une solution  $s'$  appartient au voisinage de  $s$  si et seulement si  $s'$  s’obtient à partir de  $s$  par un et un seul changement parmi :

- déplacement d’un AP,
- ajout d’un AP,
- suppression d’un AP,
- changement de puissance de transmission d’un AP,
- changement de la direction de transmission d’un AP.

Nous avons également proposé l’adaptation de cet algorithme au contexte multi-objectifs en propageant plusieurs solutions courantes et en évaluant l’ensemble de ces solutions dans l’espace multi-objectifs. Cet algorithme est détaillé dans [1].



### 5.3.3 Selection finale des solutions optimales dans le front de Pareto

A la fin de la recherche,  $\mathcal{F}_P$  contient un grand nombre de solutions. L'objectif est maintenant d'en extraire  $N_{opt}$  solutions, représentatives des différents compromis entre les objectifs. La sélection est basée sur 2 éléments :

1. Dissimilarité des objectifs atteints. Il s'agit de favoriser une bonne répartition des solutions dans l'espace des objectifs.
2. Dissimilarité des solutions obtenues. Il s'agit de favoriser une bonne répartition des solutions dans l'espace des solutions.

Dans l'espace des objectifs, les solutions sont réparties en  $N_{sh}$  sous-ensembles grâce à une fonction de découpage  $Sh(\vec{S})$  définie dans [Srin 95]. Cette fonction donne un poids  $m_i = \sum_{j=1}^F Sh(d(i,j))$  à une solution numérotée  $i$  en fonction de la densité de son voisinage dans une boule de rayon  $\sigma_{share}$ .  $F$  est le nombre de solutions dans  $\mathcal{F}_P$  et  $d(i,j)$  la distance dans l'espace des objectifs entre les solutions  $i$  et  $j$ .

Deux solutions sont dites voisines si elles appartiennent à la même sphère de rayon  $\sigma_{sh}$ . Chaque sous-ensemble de répartition représente une famille de solutions exprimant le même type de compromis entre les objectifs. La dissimilarité peut alors être évaluée.

Pour chaque sous-ensemble de répartition, une distance géométrique moyenne est calculée dans l'espace des solutions. Les  $D$  solutions les plus différentes sont alors sélectionnées dans chaque sous-espace. Elles constituent un premier ensemble de solutions pertinentes.

### 5.3.4 L'allocation des canaux

Parmi les solutions obtenues ci-dessus, il est difficile de faire un choix sans *a priori* supplémentaire. L'idée proposée est d'évaluer la qualité des  $D.N_{sh}$  solutions restantes, après avoir effectué l'allocation de ressources. Autrement dit, le problème d'affectation des ressources, qui complexifie le problème n'est intégré que dans un jeu de solutions présélectionnées.

Une variante du critère de QoS  $f_{QoS}^I$  est calculée puisque l'on connaît plus précisément les interférences avec les cellules adjacentes. Ce critère suit la même expressions que eq.(5.9) et utilise le même modèle pour estimer  $(d_l)_{dB}$ . La seule différence est basée sur le choix du débit moyen  $r$  associé à chaque bloc  $B_l$  qui est maintenant basé sur une estimation de RSBI plutôt que de RSB. La meilleure solution relativement à ce nouveau critère est sélectionnée dans chaque sous ensemble et les  $N_{opt}$  solutions les plus différentes sont fournies à l'ingénieur radio pour une sélection finale manuelle.

La connaissance de l'affectation des ressources radio à chaque AP est indispensable pour évaluer le RSBI en chaque bloc. Nous nous basons d'ailleurs sur le RSBI pour évaluer la qualité d'une solution et nous avons proposé un autre algorithme tabou pour l'affectation de canal (FAP) [4].

L'exemple présenté dans [1] optimise conjointement le nombre  $N_{AP}$  et la position des APs. Quelques exemples de résultats sont donnés à la figure 5.6.

## 5.4 Application à la localisation

La localisation d'équipements RLANS constitue un autre cadre applicatif où l'optimisation est importante. Il ne s'agit plus de garantir un débit aux utilisateurs mais plutôt une bonne localisation à partir des signaux reçus. La problématique de localisation en Indoor est complexe, car les techniques telles que le GPS ne peuvent être utilisées, à cause de la complexité de la propagation dans ces environnements. Les techniques les plus simples à mettre en oeuvre consistent à exploiter la puissance du signal reçu, mais sont moins précises que les méthodes basées sur le temps de vol. Une bonne synthèse est proposée dans la thèse de Frédérique Evennou [Even 07].

Dans notre travail, l'idée n'était pas de travailler sur les algorithmes de localisation, mais plutôt de chercher à optimiser les données d'entrée du problème de localisation, c'est à dire à optimiser le placement des antennes. Nous nous sommes concentrés sur les méthodes de localisation basées sur la simple mesure de puissance (car elle est accessible avec les équipements radio existants), et exploitant une base de données de référence. En l'occurrence, la base de données est constituée des simulations fournies par notre moteur de propagation. Les approches conventionnelles utilisant une base de données exploitent des mesures, ce

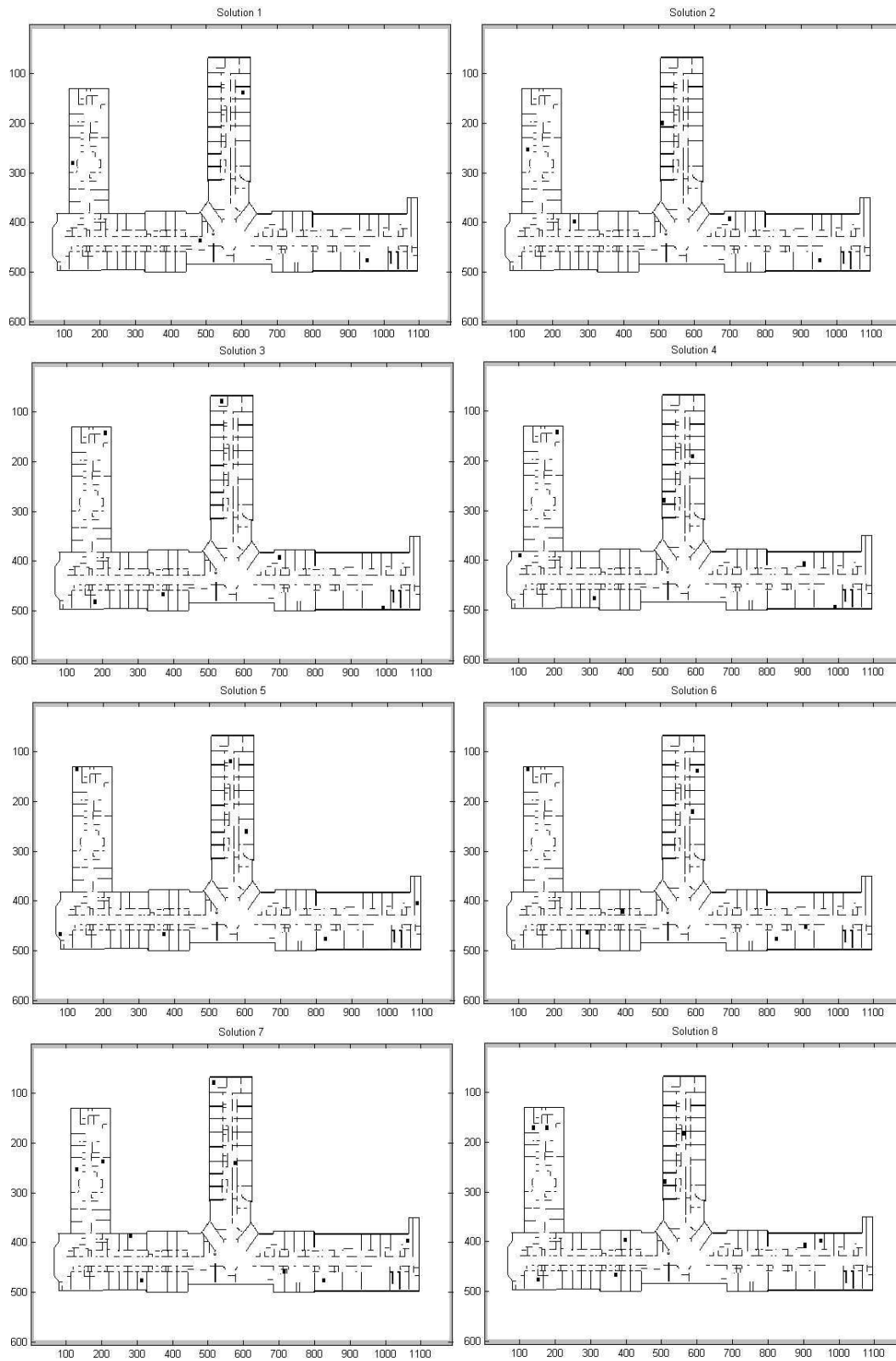


FIG. 5.6 – 8 solutions sélectionnées avec l'algorithme multi-objectifs.

qui présente deux inconvénients majeurs. Le premier est qu’une campagne de mesures très exhaustive est nécessaire et représente un coût de déploiement important. Le deuxième est qu’en cas de changement de position d’un seul point d’accès ou même simplement d’un ajout, par exemple pour améliorer le système, la campagne de mesures est à refaire.

L’utilisation d’un moteur de propagation permet de réduire ces problèmes. Notre simulateur repose sur une phase de calibration, qui permet de l’adapter à l’environnement et nécessite donc une série de mesures. Cependant, ces mesures peuvent être beaucoup moins exhaustives et il n’est pas nécessaire d’effectuer une nouvelle série de calibration à chaque reconfiguration des points d’accès. Nous avons évalué cette approche au cours du stage de master de Thanh Ha Le [8].

Au-delà de ces aspects opérationnels, le simulateur trouve également son intérêt pour la recherche d’un positionnement d’APs efficace pour la localisation. C’est le sujet du stage de master de Maksym Perevosov [7]. L’approche multi-critères définie ci-dessus est toujours valable à condition de trouver un bon critère de localisation. Nous avons gardé exactement le même formalisme que dans l’approche précédente, avec les mêmes ensembles de positions candidates et de points de réceptions illustrés à la figure 5.2. Nous travaillons toujours avec le vecteur des puissances reçues  $\underline{F} = [F_l^1, F_l^2, \dots, F_l^N]^t$  associé à chaque bloc  $B_l$ . Ce vecteur de puissance représente la signature associée à chaque bloc. En théorie, à chaque bloc  $B_l$  de l’espace physique correspond une position dans l’espace des signaux (le vecteur  $F_l^k$ ) qui dépend de la propagation :

$$\begin{aligned} P : \Omega &\mapsto R^N \\ B_l &\mapsto \underline{F}_l \end{aligned} \tag{5.12}$$

La localisation a pour but de chercher à inverser cette fonction et à retrouver le bloc associé à une certaine observation  $\tilde{\underline{F}}_l$ . Bien entendu, la mesure est bruitée par les aléas de propagation, et l’interaction avec l’environnement, ce qui conduit à :

$$\tilde{\underline{F}}_l = P(B_l) + N \tag{5.13}$$

où  $N$  est un vecteur de bruit. Le vecteur  $F_l$  est manipulé en échelle logarithmique, et le bruit peut être assimilé à un processus gaussien, par identification au processus de masque considéré comme log-normal. On peut supposer que la mesure est moyennée sur un certain intervalle de temps, ce qui permet de considérer que les variations dues aux évanouissements rapides sont lissées.

Posée de cette façon, la localisation est un problème inverse au sens classique. Une première condition nécessaire pour permettre l’inversion est que la fonction discrète (on travaille sur un espace discret) soit bijective. Cependant, une telle condition n’est pas suffisante, car elle peut être très peu robuste au bruit. Si l’on positionne les points d’accès de façon aléatoire, le problème a des chances d’être mal posé : c’est à dire que plusieurs positions physiques peuvent avoir des signatures similaires dans l’espace des signaux. Les algorithmes de localisation classiques effectuent une régularisation en intégrant la notion de trajectoire. Notre objectif est de régulariser le problème à la base, c’est à dire de choisir les positions d’APs de telle sorte que le problème soit bien posé, même en présence de bruit.

Dans notre approche, nous pouvons choisir la résolution recherchée en réduisant plus ou moins la taille des blocs de réception. Choisir un ensemble d’APs, revient à choisir une fonction  $P$  de projection des points de référence dans l’espace des signaux de telle sorte que chaque position soit discriminante. En présence de bruit, lié aux erreurs de prédiction et aux variations du canal, un point physique n’est pas projeté en un point unique dans l’espace des signaux mais dans une zone qui dépend de l’erreur. Trouver une bonne solution de réseau consiste à éloigner les points dans l’espace des signaux. Si l’on se donne un certain taux d’erreur de localisation, et que l’on connaît le bruit de mesure, on peut définir une hyper-sphère pour chaque point de l’espace des signaux qui correspond au sous-espace d’observation associé à chaque valeur. Eviter les erreurs de localisation impose de positionner les points dans l’espace des signaux de telle sorte que les hyper-sphères associées aux différents blocs de réception ne se recoupent pas. Ce principe est illustré à la figure 5.7. Nous avons exploité ce formalisme pour déterminer le nombre minimal de points d’accès à déployer. Il suffit de calculer la dimension minimale de l’espace des signaux nécessaire permettant d’avoir  $N_m$  boules disjointes. On obtient :

$$N_{AP} = \frac{\ln(N_m)}{\ln\left(\frac{S_{max} - S_{min}}{2 \cdot R} + 1\right)} \tag{5.14}$$

En pratique, cette borne est très inférieure à la réalité, car tout l’espace signal ne peut pas être exploité.

nécessaires po tandis que le critère d’optimisation choisi est basé sur la maximisation des distances entre les points de l’espace des signaux, après pondération par leur distance géométrique.

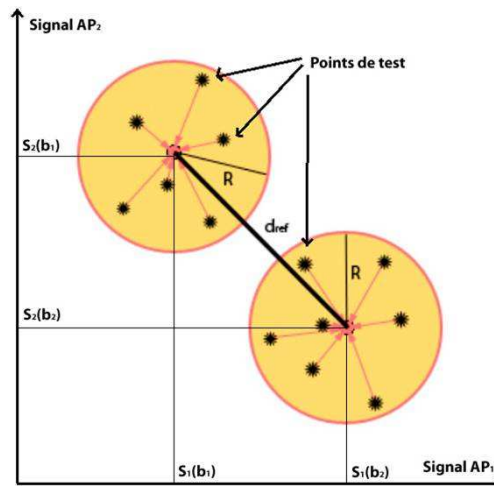


FIG. 5.7 – Représentation de l’espace des signaux avec deux points d’accès. Deux positions sont représentées, avec leur espace associé, défini en fonction d’un critère d’erreur.

## 5.5 Conclusion et perspectives

Nous avons proposé une approche d’optimisation des réseaux LAN intégrant une modélisation réaliste de la couche physique : le canal radio est simulé avec l’approche MR-FDPF, les probabilités d’erreur de transmission de lien radio sont introduites dans le modèle markovien d’estimation de débit et les interférences sont prises partiellement en compte. Ces travaux ont permis de tirer partie du simulateur MR-FDPF en exploitant ses qualités que sont la résolution, le temps de calcul et le découpage automatique en zones d’intérêt homogènes. Nous avons proposé des critères simples, qui utilisent une information locale, mais qui ont malgré tout vocation à fournir des solutions satisfaisantes au niveau global.

Nous avons également proposé un formalisme multi-objectifs qui permet de comparer différentes solutions, sans prendre parti à l’avance pour tel ou tel critère. Poser un problème d’optimisation dans un cadre multi-critères nous a paru une démarche particulièrement intéressante, qui peut être utilisée dans de nombreux autres contextes, comme par exemple la comparaison des algorithmes de partage des ressources et d’accès au canal. Nous avons utilisé un critère de QoS qui intègre à la fois les couches PHY et MAC. C’est une démarche qui est fondamentale pour l’évaluation réaliste des performances des systèmes radio. Cependant, nous n’avons pas tenu compte dans cette approche des conditions d’évanouissement du canal. Les résultats présentés au chapitre 3 concernant la prédiction des évanouissements, couplés aux résultats du chapitre 4 devraient permettre d’adapter la prédiction du taux d’erreur associé à chaque lien en fonction des conditions réelles d’évanouissements. Une telle étude aurait un impact sur l’estimation de la QoS associée à chaque cellule. En effet, nous pourrions alors intégrer dans la simulation les algorithmes de sélection de vitesse de modulation [Holl 01, Hara 04] basés sur le taux d’échec. Nous aurions alors une estimation beaucoup plus juste des classes de service auxquelles les différents noeuds peuvent accéder.

Concernant l’évaluation des solutions finales, il reste un travail à faire sur la prise en compte des interférences mobile à mobile qui jouent un rôle extrêmement important dans le contexte des RLANS. Pour cela, il serait possible d’exploiter les prédictions de liens radio point à point, accessibles à coût raisonnable avec le simulateur.

Indépendamment de la planification, ces travaux nous ont permis d’appréhender la problématique de l’évaluation de performances en environnement réel. De ce travail, nous tirons deux pistes pour nos recherches futures :

1. **E**valuation multi-objectifs. Le principe de l’évaluation multi-objectifs est applicable dans de nombreux contextes. En effet, tous les réseaux radio, des réseaux de capteurs aux réseaux maillés, sont soumis à différentes contraintes. Dans le cas des réseaux haut débit, le compromis classique est celui de la

capacité globale et de l'équité. Mais d'autres contraintes comme le délai ou la consommation d'énergie sont masqués. Pour les réseaux de capteurs, en général bas débit, le compromis recherché est celui de l'énergie et de la fiabilité. Cependant la capacité et le délai ne sont pas forcément hors d'intérêt. L'étude des algorithmes d'accès au canal, des techniques coopératives ou encore des algorithmes de routage, peut être posée dans un contexte multi-objectif. Un tel contexte peut permettre de comparer ces approches, de rechercher celles qui favorisent tel ou tel critère et de les caractériser en fonction du rang de Pareto des solutions trouvées. Prenons le cas simple de l'accès au canal radio dans une cellule. Le compromis classique en terme de débit oppose les objectifs de maximisation et d'équité. Nous avons vu que le protocole d'accès par contention actuel conduit à une bonne équité mais pénalise fortement les utilisateurs à fort débit. Au contraire, en interdisant les modes en débit dégradé, on pourrait ne garder que les utilisateurs à débit maximal : c'est un choix qui privilégie le débit face à l'équité. Aucune de ces 2 solutions n'est intrinsèquement meilleure que l'autre, elles ont simplement 2 objectifs différents. L'étude multi-objective (ici simplement l'équité et le débit) fournit donc un cadre pour une évaluation objective des différents algorithmes. Le seul critère est la distance d'une solution au front de Pareto théorique du problème.

Il est intéressant de rapprocher également le formalisme multi-objectifs de la notion de région de capacité telle que définie par exemple dans [Tse 05] et utilisée pour évaluer les performances de protocoles de réseaux *ad hoc* [Toum 03]. Dans une cellule, la région de capacité est définie par l'espace des débits possibles pour différents flux co-existants. Cette représentation permet de comparer les techniques d'accès multiple dans une cellule ou dans un réseau *ad hoc*. On est face à un problème multi-objectif comme le propose par exemple [Fele 07] qui étudie la cohabitation de cellules non coordonnées, à la frontière de deux pays limitrophes. Dans ces travaux, le contexte multi-objectif permet d'étudier le compromis qui s'établit entre deux flux concurrents.

Nous reviendrons sur ces aspects au dernier chapitre.

2. **Approche distribuée** Une limite importante de l'approche que nous avons proposée est qu'elle ne prend pas en compte la coexistence de plusieurs réseaux non coordonnés, qui est souvent la principale cause de dysfonctionnement des réseaux sans fil déployés dans les zones publiques. Notre approche est calquée sur le comportement des réseaux cellulaires où chaque opérateur se voit attribuer une bande spectrale. Ce n'est pas le cas pour les RLANS qui travaillent en bande partagée. L'actuelle bande ISM à 2,4GHz est un bon exemple puisqu'elle accueille déjà les technologies WiFi, Bluetooth et WiMax.

Pour étendre ces travaux à ce contexte de co-habitation, la seule solution consiste à doter le réseau d'outils d'auto-adaptation, plutôt que de chercher à planifier le réseau. On retrouve l'une des idées qui a gouverné l'évolution des systèmes cellulaires de la 2G à la 3G, à savoir de disposer de méthodes d'affectation dynamique des ressources. Quelques travaux proposent des mécanismes d'auto-adaptation comme Kauffmann et al. [Kauf 05, Kauf 07]. Plusieurs travaux très récents proposent d'exploiter la théorie des jeux pour mettre en place des mécanismes efficaces et surtout convergent vers un état stable et si possible optimal [Fang 04, Zern 05, Coma 07a, Mans 07].

C'est dans cette direction que nous avons défini le projet postdoctoral de Katia Jaffrès-Runser, en collaboration avec Cristina Comaniciu du Stevens Institute of Technology du New Jersey, USA. Ce projet intitulé DistMO4wNET (Distributed Multi-objective Optimisation for wireless Networks) est financé par le programme Marie Curie du FP6.

# Sélection de Publications

## Revue avec comité de lecture

- [1] Katia Jaffrès-Runser, Jean-Marie Gorce, and Stéphane Ubéda. Mono- and multiobjective formulations for the indoor wireless lan planning problem. *Journal of Computers and Operations Research. Special Issue on Telecommunications Network Engineering*, doi :10.1016/j.cor.2007.02.011, 2007.
- [2] K. Jaffrès-Runser, J-M. Gorce, and S. Ubéda. QoS constrained wireless LAN optimization within a multiobjective framework. *IEEE Wireless Communications*, 13(6) :26–33, 2006.

## Articles longs de conférence avec comité de lecture

- [3] J-L. Lu, K. Runser, J-M. Gorce, and F. Valois. Indoor wlan planning with a qos constraint based on a markovian performance evaluation model. In *2nd International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pages 152–158, Montreal, Canada, June 2006. IEEE.
- [4] G. De La Roche, R. Rebeyrotte, K. Jaffrès-Runser, and J-M. Gorce. A qos-based fap criterion for indoor 802.11 wireless lan optimization. In *IEEE International Conference on Communications (ICC2006)*, volume 12, pages 5676–5681, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [5] K. Runser, E. Jullo, and J-M. Gorce. Wireless LAN planning using the multi-resolution FDPF propagation model. In *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP)*, volume 1, pages 80–83, IEE, London, UK, 2003.

## Thèses de doctorat et de Master co-encadrés

- [6] Katia Jaffrès-Runser. *Méthodologies pour la planification de réseaux locaux sans-fil* PhD thesis, INSA-Lyon, France, 2005.
- [7] Maxim Perevozov *Optimisation des réseaux sans fil pour la localisation des stations mobiles*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2005.
- [8] Than Ha Le. *Localisation de stations mobiles dans les réseaux sans fil*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2004.
- [9] Katia Runser. *Planification des réseaux sans fils : modélisation matricielle et présentation d'un algorithme déterministe*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2002.



*Ce deuxième et dernier chapitre applicatif est consacré à l'étude des réseaux de capteurs. Le concept des réseaux de capteurs, issu de la fusion des progrès en radiocommunication et en micro-électronique est apparu assez récemment et offre un nouveau paradigme pour la définition de l'intelligence ambiante. Les réseaux de capteurs sont constitués d'un ensemble de noeuds qui interagissent avec l'environnement (mesure ou action sur des paramètres). Contrairement aux réseaux *ad hoc*, la capacité n'est pas une contrainte primordiale. La minimisation d'énergie est en général le vrai problème qui doit être considéré à tous les niveaux de la pile de communication. Un des éléments clés d'une telle optimisation repose sur la mise en place de techniques coopératives. Nous introduisons dans ce chapitre cette problématique d'énergie dans les réseaux de capteurs. Nous développons ensuite nos travaux concernant la connectivité de ces réseaux et nous terminons par des perspectives détaillées qui reposent sur nos travaux actuels et le co-encadrement de trois thèses.*

Les différentes contributions détaillées dans ce chapitre ont été publiées dans plusieurs conférences et un article, paru dans *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. Cet article est donné en annexe V.



## 6.1 Introduction

L'intelligence ambiante est un concept relativement large qui repose sur l'exploitation des systèmes embarqués pour permettre aux personnes d'interagir avec l'environnement. Le concept des réseaux de capteurs, issu de la fusion des progrès en radiocommunication et en micro-électronique est apparu plus récemment [Karl 05, Akyi 02] et offre un nouveau paradigme pour la définition de l'intelligence ambiante. Les réseaux de capteurs sont constitués d'un ensemble de noeuds qui interagissent avec l'environnement (mesure ou action sur des paramètres). [Karl 05] répertorie une dizaine de domaines d'application parmi lesquelles la sécurité civile sur lieu sinistré, le suivi et le contrôle de la bio-diversité, la construction intelligente, la sécurité des biens et des personnes, la santé avec en particulier l'émergence des BANs (Body Area Network), ou encore la logistique avec l'utilisation de la technologie RFID.

La collaboration entre les noeuds est l'élément clé des réseaux de capteurs. Cette collaboration repose sur une communication inter-noeuds, qui est presque nécessairement sans fil, et sur une collaboration forte à tous les niveaux de l'application qui se traduit naturellement par la mise en place d'algorithmes distribués. Les noeuds collaborent aussi bien pour la mesure que pour la communication. La collaboration pour la communication peut s'effectuer à toutes les couches du réseau (PHY,MAC,Liaison, Routage). Si les nombreux résultats obtenus dans le contexte général des réseaux *ad hoc* sont applicables, il faut néanmoins tenir compte des contraintes spécifiques des réseaux de capteurs. Les travaux liés aux réseaux *ad hoc* se sont concentrés sur les problèmes de bande passante et d'efficacité spectrale. Il s'agit alors de proposer des schémas de coopération permettant de maintenir une capacité élevée dans le réseau, si possible équitable. Dans les réseaux de capteurs au contraire, le flux de données est souvent faible et le réseau n'est pas contraint par sa capacité. Les problématiques d'accès au canal, de partage des ressources radio et de routage restent d'actualité, mais les objectifs recherchés sont plutôt la minimisation de la consommation d'énergie (pour maximiser la durée de vie), des pertes de message et de la latence du réseau. Derrière ces objectifs, se cache également la problématique du passage à l'échelle qui doit permettre d'envisager le déploiement de réseaux gigantesques.

La durée de vie du réseau ou de façon équivalente la minimisation de l'énergie, est sans doute la première contrainte en particulier pour les réseaux de surveillance. Il s'agit d'assurer la durée de vie maximale au réseau de capteurs tout en garantissant son bon fonctionnement. Nous définissons le bon fonctionnement par deux critères essentiels : garantir la détection ou l'observation des événements et garantir la transmission d'une alerte jusqu'à un puits de collecte.

Garantir la détection d'évènement revient à garantir que tout évènement se produisant en un point de l'espace de surveillance peut être détecté par un capteur, c'est la notion de couverture, voire par plusieurs (k-couverture). Garantir la transmission jusqu'à un puits repose sur la connectivité du réseau et dépend de l'ensemble de la couche protocolaire de communication.

Parce que dans ces réseaux le taux de transmission est assez faible, la principale source de consommation d'énergie de chaque noeud est souvent liée plus à l'écoute du canal qu'à la transmission réelle des messages. Dès lors, la meilleure solution pour réduire la consommation d'énergie consiste à endormir tous les noeuds et à les réveiller alternativement, pour sonder l'environnement et servir de relais d'information. La problématique peut être abordée sous deux angles : un angle théorique consistant à rechercher la bonne densité de noeuds permettant de garantir un taux de détection et de transmission acceptables dans le réseau. Et un angle plus pratique, consistant à définir les algorithmes d'endormissement des noeuds à mettre en jeu.

Dans sa thèse, Antoine Gallais [Gall 07] aborde ce problème sous l'angle algorithmique en se concentrant sur le problème de couverture. Il propose des solutions algorithmiques originales pour doter les noeuds d'une capacité de décision autonome d'endormissement à partir de la connaissance de l'état de ses voisins. Notre contribution à ce travail s'est déroulée dans le cadre d'une action commune (ARC IRAMUS) et l'accueil d'Antoine Gallais au CITI pendant un mois. Nous avons développé un modèle d'énergie réaliste et évalué l'impact d'un modèle de canal radio réaliste [3] sur ces algorithmes. Nous avons montré que certains algorithmes efficaces en canal idéal (modèle à seuil) voient leurs performances se dégrader rapidement avec des erreurs de transmission. La raison est assez simple. On distingue les algorithmes qui fonctionnent sur l'émission de messages négatifs (diffusion d'information d'endormissement) de ceux fonctionnant sur l'émission de messages positifs (diffusion d'information d'éveil). Dans le premier cas, un noeud prend la décision de rester éveillé lorsqu'il reçoit des messages d'endormissement de ces voisins. La perte de messages peut alors inciter ce noeud à s'éteindre alors qu'il est indispensable pour assurer la couverture. Dans le deuxième cas au contraire, la perte de message conduit à maintenir en éveil certains noeuds redondants. Par rapport aux

contraintes initiales, la première approche privilégie l'énergie et la deuxième la fiabilité.

En complément de ces travaux dédiés à la couverture, nous nous sommes intéressés à la fonction de communication, toujours dans le cadre de l'ARC IRAMUS, cette fois sous l'angle théorique. Pour étudier l'impact de la couche radio sans se contraindre à tel ou tel type de protocole, nous avons choisi de travailler sur la notion de connectivité du réseau, telle que nous l'avons introduite au chapitre 1. Notons que l'étude que nous avons faite s'étend, au-delà des réseaux de capteurs, à la problématique de la connectivité d'un réseau *ad hoc* en général. Dans ce travail, nous sommes repartis des travaux de Bettstetter et al. [Bett 02, Bett 04, Bett 05a] sur la connectivité et avons évalué l'impact d'un modèle de canal réaliste. Ces travaux ont été partiellement présentés dans [2] et publiés dans [1]. Nous avons choisi dans ce chapitre de détailler un ce travail, qui ouvre clairement des perspectives sur les techniques de coopération et les approches opportunistes. Nous y revenons en fin de chapitre, en présentant nos perspectives de recherche dans ce domaine, qui s'appuient sur deux collaborations, avec France Télécom et le CEA LETI, et un projet ANR qui démarrera en janvier 2008.

## 6.2 Connectivité

### 6.2.1 Position du problème

Pour étudier l'impact de l'environnement radio sur les communications dans les réseaux de capteurs, nous avons souhaité travailler avec un critère général, indépendant des protocoles. La capacité est un critère générique, mais qui n'est pas pertinent pour l'étude des réseaux bas débit. La connectivité est plus intéressante. Dire que le réseau est connecté est équivalent à dire que le graphe associé est connexe.

**Definition 3** *Un graphe symétrique est connexe si et seulement si pour toute paire de noeuds du réseau, il existe au moins un chemin, permettant d'aller d'un noeud à l'autre.*

Cette définition est plus intéressante pour les réseaux de capteur, lorsqu'elle est énoncée de la façon suivante :

**Definition 4** *Un graphe est connexe ssi à parti d'un noeud pré-sélectionné, il existe au moins un chemin permettant d'atteindre n'importe quel noeud du réseau.*

ou son corollaire

**Definition 5** *Un graphe est connexe ssi il est possible d'atteindre un noeud pré-selectionné à partir de n'importe quel noeud.*

La définition 4 traduit la diffusion d'un message du puits vers tous les capteurs, alors que son corollaire 5 traduit la possibilité pour tout noeud d'atteindre le puits. On comprend bien que cette contrainte de connexité est fondamentale pour le bon fonctionnement du réseau. Les premiers travaux traitant de la connectivité dans les réseaux *ad hoc* [Chen 88] ont exploité le principe de percolation associé aux graphes aléatoires géométriques pour établir les conditions de transmission d'un message jusqu'à une certaine distance. D'autres travaux plus récents [Gupt 98, Dous 02, Sant 05] ont établi des bornes pour des réseaux distribués aléatoirement dans un espace fini. Ainsi, dans [Gupt 98] la portée minimale  $R(n)$  permettant de garantir asymptotiquement la connectivité pour  $n$  noeuds distribués aléatoirement dans un disque de surface unité est dérivée sous la forme  $R(n)^2 \geq \frac{\log n + c(n)}{\pi \cdot n}$  avec  $c(n) \rightarrow \infty$  quand  $n \rightarrow \infty$ . Une approche purement géométrique utilisée dans [Desa 02] permet d'obtenir une expression analytique exacte dans le cas plus simple d'un réseau *ad hoc* 1D. Ce résultat permet d'obtenir de plus une borne pour les réseaux 2D. Dans ces travaux, la connectivité est évaluée sous l'hypothèse du modèle à disque présenté au chapitre 1. Dans [Bett 02, Bett 04], les auteurs proposent une étude basée sur la relation entre connectivité du réseau et degré moyen des noeuds. Ils montrent en particulier que la probabilité de non existence de noeuds isolés est une bonne approximation de la probabilité de connectivité pour des réseaux d'une taille *suffisante*. Le résultat obtenu est conforme aux résultats obtenus par l'étude de percolation pour les réseaux infinis. Il montre que pour les graphes géométriques aléatoires, il existe une densité de noeuds critique  $\lambda$ , en deça et au-dessus de laquelle la probabilité de connectivité est respectivement très faible et très élevée. L'ensemble de ces travaux a conduit à l'établissement de bornes, en terme de connectivité, sous l'hypothèse du disque parfait. Nous détaillons dans cette section, l'impact d'un canal réaliste.

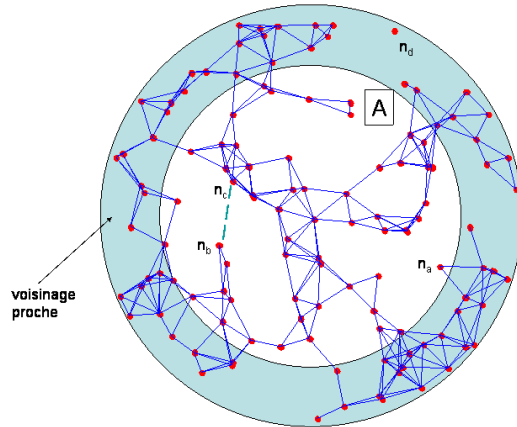


FIG. 6.1 – Exemple de réalisation d’un graphe géométrique aléatoire et d’un sous-ensemble  $A$ , connecté, grâce aux proches voisins, appartenant à  $\bar{A}$ .

### 6.2.2 Degré des noeuds

On considère un réseau dont les noeuds sont déployés selon un processus ponctuel de Poisson, de densité  $\rho$ , dans un espace infini bidimensionnel, i.e.  $\Omega = \mathbb{R}^2$ . Le graphe associé, aléatoire, est noté  $G_{p(l_{ij})}(\Xi)$  où  $p(l_{ij})$  est la probabilité associée à la liaison  $l_{ij}$ . Dans le cas du modèle à disque, le graphe est géométrique (on a  $p(l_{ij}) = 1$  pour  $d_{ij} < R$ ). Une fois déployé, le réseau de capteurs est supposé immobile, son graphe est déterministe  $G(\Xi, L_v)$ .

Parce qu’il est infini, la probabilité de connectivité de  $G_{p(x,x')}(\Xi)$  est nulle. Il est classique en théorie des graphes d’étudier la connectivité par l’étude de la probabilité d’existence d’une composante connectée infinie dans  $G$ , en fonction de la densité. Le phénomène de percolation observé met alors en évidence l’existence d’une densité critique. Ces résultats ont déjà été utilisés pour l’étude de connectivité des réseaux, en particulier dans [Fran 05]. Dans [Bett 05a] les auteurs proposent d’étudier la connectivité  $P(\text{con}(A))$ , d’un sous-ensemble convexe  $A \subset \Omega$ . Considérer un réseau infini est simplement une façon élégante et pratique de s’affranchir des problèmes de bord comme illustré à la figure 6.1. Dans cet exemple, aucun noeud de  $A$  n’est isolé, grâce aux proches voisins de  $A$ . Ainsi, le noeud  $n_a$  est connecté via des voisins n’appartenant pas à  $A$ , alors que le noeud  $n_d$ , isolé et donc non connecté, n’est pas pris en compte puisqu’il n’appartient pas à  $A$ <sup>1</sup> La probabilité d’avoir  $N$  noeuds dans la région  $A$  suit une distribution de Poisson :

$$P(N = n) = \frac{(\rho \cdot S_A)^n}{n!} e^{-\rho \cdot S_A}, \quad (6.1)$$

avec  $E[N] = \rho \cdot S_A$ .

La probabilité  $P(\text{con}(A))$  ne peut être dérivée directement, mais une borne assez intuitive est obtenue en considérant qu’une condition suffisante pour que le réseau ne soit pas connecté est qu’il existe au moins un noeud isolé dans cet ensemble [Bett 05a], ce qui s’écrit :

$$P(\text{con}(A)) \leq P(\overline{ISO}(A)), \quad (6.2)$$

où  $\overline{ISO}(A)$  représente la probabilité qu’aucun noeud ne soit isolé. La théorie des graphes permet d’affirmer que cette borne est assez précise pour 2 types de graphes : les graphes géométriques aléatoires et les graphes aléatoires purs.  $\lim_{N_A \rightarrow \infty} (|P(\text{con}(A)) - P(\overline{ISO}(A))|) = 0$ .

<sup>1</sup>Cette figure montre aussi pourquoi l’utilisation d’un seuil, fixe, sans contrôle de puissance, n’est peut-être pas l’approche la plus performante pour les réseaux de capteurs. La connectivité du graphe qui garanti l’existence d’un chemin entre toutes paires de noeuds, ne garanti pas forcément que ce chemin est le plus court. Ainsi par exemple, le chemin entre  $n_b$  et  $n_c$  existe bien mais en au moins dix sauts. Il suffirait d’augmenter légèrement la puissance, de réduire la vitesse de modulation, ou d’augmenter le codage, pour créer un lien direct entre  $n_b$  et  $n_c$ , qui serait sûrement plus efficace.

Les conditions choisies (processus de Poisson homogène) permettent d'exprimer la probabilité de non isolation en fonction du degré moyen :

$$P(\overline{ISO}(A)) = \exp\left(-\frac{S_A}{S_R} \cdot \mu_0 \cdot e^{-\mu_0}\right). \quad (6.3)$$

Sous cette approximation, l'étude de la connectivité d'un réseau se ramène finalement à l'étude du nombre moyen de noeuds au voisinage d'un émetteur radio. Ce problème est équivalent au calcul du nombre de mobiles à portée d'une station de base, tel qu'étudié dans [Orri 03].

### 6.2.3 Introduction d'un canal réaliste

Les résultats de connectivité définis ci-dessus reposent sur l'hypothèse du modèle à disque. Nous nous intéressons alors à l'impact de conditions réalistes, dans le même esprit que ce que nous avons présenté au chapitre 1.

**Effets de masque** L'impact des effets de masque a déjà été étudié dans [Bett 05a, Hekm 04, Mior 05]. Dans ces travaux, ainsi que dans tout le reste de ce chapitre, le modèle d'affaiblissement déterministe utilisé est le modèle classique à une pente, donné au chapitre 1 en (1.15). Pour un processus de Poisson, le degré moyen est donné par :

$$\mu_0 = 2\pi \cdot \rho \cdot \int_{s=0}^{\infty} P(l(d_{xx'} = s)) \cdot s \cdot ds, \quad (6.4)$$

La fonction de probabilité de lien  $P(l_{ij})$  dépend des hypothèses faites sur le canal de propagation. Avec les effets de masque, associés à un modèle à seuil  $\gamma_{min}$ , on obtient :

$$P(l(d_{xx'})) = P_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}(d_{xx'}) > \gamma_{min}) = \int_{\bar{\gamma}=\gamma_{min}}^{\infty} f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}|d_{xx'}) d\bar{\gamma}. \quad (6.5)$$

La résolution conjointe de ces deux intégrales conduit à [Mior 05] :

$$\mu_{shad} = \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot e^{\frac{\sqrt{2}\sigma}{\alpha}} \quad (6.6)$$

où  $R$  est la portée sans masquage,  $\sigma$  l'écart-type de la distribution normale définie en (1.16) et  $\alpha$  le coefficient d'affaiblissement défini dans (1.15). L'équation (6.6) révèle que le degré moyen augmente avec la présence des effets de masque. Ce résultat contre intuitif ne doit pas être mal interprété. Il traduit le fait que les variations d'affaiblissement autour d'une certaine valeur moyenne conduisent à une amélioration du degré moyen. En effet, l'affaiblissement moyen lié aux obstacles est lui, intégré dans la valeur de  $R$  (qui diminue en présence d'obstacles par rapport à l'espace libre). On peut vérifier expérimentalement que la connectivité s'améliore de façon significative en présence de ces variations, grâce à l'augmentation du degré moyen, mais également parce que la distance moyenne des liens actifs augmente.

En termes de perspectives concernant la prise en compte des effets de masque, il resterait à étudier l'impact d'une modélisation à l'ordre 2, qui permettrait d'introduire des variations spatialement corrélées de la portée. Mais pour qu'une telle étude ait un sens, il faudrait pouvoir se baser sur une modélisation réaliste, qui reste encore à établir et qui dépend de l'application cible. Il serait également intéressant d'évaluer la relation entre degré moyen et connectivité, à partir du simulateur en environnement indoor. C'est un travail que nous pourrions mener à partir de la plate-forme de capteurs en cours de déploiement au CITI.

**Intégration du SEP** Les travaux décrits ci-dessus reposent sur le modèle à seuil. Pour l'étude d'un système réel, cette définition peut être revue en intégrant la probabilité d'erreur associée à chaque lien, comme nous l'avons décrit au chapitre 1. Il est possible de définir un seuil de réception en fonction d'une probabilité d'erreur maximale acceptable par le réseau. La valeur de cette probabilité dépend des besoins des couches MAC et réseau. Typiquement, les protocoles pro-actifs qui maintiennent en permanence des routes dans le réseau ont besoins de liens plus fiables que les protocoles de diffusion, capables de compenser facilement les pertes de paquets par une redondance entre liens voisins. Il est alors possible de définir comme actifs les liens radio pour lesquels le SEP est inférieur au SEP cible  $P_S^*(E)$ . Nous avons décrit au chapitre 4

comment il était possible de trouver une relation inversible  $P_S(E) = f(\gamma)$ , pour la plupart des techniques de modulation. On peut en déduire le seuil de réception en puissance :

$$\gamma_{lim} = f^{-1}(P_S^*(E)) \quad (6.7)$$

Une telle approche conduit toujours à un modèle à seuil, mais avec l'avantage que le seuil est relié aux paramètres de la couche physique. Dans ce cas, le calcul de la connectivité se fait en 2 étapes : i) l'estimation du RSB seuil grâce à l'inversion des fonctions de probabilité d'erreur, puis ii) l'utilisation de (6.5) avec la nouvelle valeur de seuil et donc une portée  $R$  modifiée :

$$\mu_{shad} = \rho \cdot \pi \cdot R(\gamma_{lim})^2 \cdot e^{\frac{\sqrt{2}\sigma}{\alpha}} \quad (6.8)$$

Nous pouvons alors comparer différentes technologies de transmission dans le contexte des réseaux de capteurs. Cela peut permettre par exemple d'introduire une évaluation fine de l'énergie consommée, ou d'évaluer l'impact de telle ou telle technique de codage sur la connectivité.

La probabilité d'erreur symbole (SEP) telle que définie au chapitre 4 est encore une fois à l'interface entre la modélisation couche physique et la modélisation réseau. Pour prendre en compte le mode de transmission par paquets, le SEP peut être relié facilement au taux d'erreur paquet  $PEP$ . Tant que l'on considère un canal BBAG, le lien entre SEP et PEP est immédiat, avec une correspondance directe entre le seuil d'erreur symbole et le seuil d'erreur paquet. Dans le cas d'une transmission sans codage, on a simplement :

$$PEP(\gamma) = 1 - (1 - SEP(\gamma))^{N_s} \quad (6.9)$$

où  $N_s$  est le nombre de symboles.

**Évanouissements** L'approche permettant de prendre en compte les évanouissements diffère selon que l'on considère des évanouissements rapides ou lents. Pour étudier les performances asymptotiques, ou 'long terme', on considérera plutôt les évanouissements comme rapides (la profondeur des codes étant alors supposée plus longue que le temps de corrélation du canal). Dans ce cas, les résultats obtenus chapitre 4 permettent d'utiliser 6.7 de la même manière. On voit ici tout l'intérêt de l'inversibilité des fonctions SEP présentées au chapitre 4.

Cependant, cette approche ne reflète pas forcément les performances d'un système de transmission réel en mode paquet. Le cas le plus vraisemblable pour les réseaux de capteurs est de devoir faire face à des conditions d'évanouissements évoluant entre les paquets transmis. Il faut alors considérer les performances court terme. Pour chaque paquet reçu, les performances du système sont celles en canal BBAG (RSB constant). Les effets de masque et les évanouissements sont alors considérés comme des processus conjoints et il suffit de remplacer 6.5 par :

$$P(l(d_{xx'})) = \int_{\bar{\gamma}=0}^{\infty} \int_{\gamma=\gamma_{lim}}^{\infty} f_{\gamma}(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}|d_{xx'}) \cdot d\gamma \cdot d\bar{\gamma}. \quad (6.10)$$

Dans [Mior 05], les auteurs obtiennent une expression analytique uniquement dans le cas du fading de Rayleigh, sous la forme :

$$\mu_{fad} = \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \frac{2}{\alpha} \Gamma\left(\frac{2}{\alpha}\right) \cdot e^{\frac{\sqrt{2}\sigma}{\alpha}} \quad (6.11)$$

On remarque que pour  $\alpha = 2$ , le degré moyen ne change pas, c'est à dire que le nombre de voisins perdus à cause des évanouissements est compensé par le nombre de voisins récupérés 'par chance', au-delà de la portée de référence.

Cependant ce degré moyen, calculé de cette façon, a un sens particulier. Il correspond au nombre moyen de voisins capables de recevoir un paquet simultanément. Mais parce qu'à chaque paquet ces voisins changent, le degré ainsi calculé ne correspond pas à un nombre de voisins offrant des liens robustes, mais à des voisins offrant des liens opportunistes. Ces liens ne sont pas facilement exploitables par les protocoles de routage classiques. On appelle degré opportuniste le degré instantané calculé de cette façon.

La modélisation 'long terme' de la connectivité donnée par (6.8) est intéressante pour les réseaux haut débits, comme les réseaux maillés, pour lesquels on peut espérer disposer d'une puissance de calcul et d'un flot

de données suffisants pour permettre d'étaler le codage sur plusieurs paquets, de façon à lisser l'effet d'évanouissement et bénéficier de toute la capacité du canal. Cela permet d'ailleurs de retrouver des performances équivalentes à celles obtenues en canal BBAG [Tse 05].

Au contraire, la modélisation court terme donnée par (6.11) est plutôt intéressante pour une étude sans diversité temporelle mais également pour prendre en compte les caractéristiques dynamiques du canal. Cette approche est pertinente pour les réseaux bas débit où une communication est définie par la transmission d'un paquet unique, plutôt que par un flux de données. C'est dans le cas des réseaux bas débit que nous nous sommes placés.

### 6.2.4 Connectivité opportuniste

Dès lors que l'on s'intéresse à une connectivité instantanée, il semble assez pertinent de remettre en cause le modèle à seuil et de prendre en compte la probabilité d'erreur de transmission.

Il suffit de remplacer (6.10) par :

$$P(l(d_{xx'})) = \int_{\bar{\gamma}=0}^{\infty} \int_{\gamma=0}^{\infty} P_S(tr|\gamma) \cdot f_{\gamma}(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}|d_{xx'}) \cdot d\gamma \cdot d\bar{\gamma}. \quad (6.12)$$

Pour mettre en évidence l'impact de du modèle à pertes sur la connectivité, nous avons étudié tout d'abord le cas le plus simple d'un canal BBAG, puis nous l'avons étendu aux canaux à évanouissement.

**Normalisation du degré moyen** Pour simplifier l'expression de la connectivité, il est commode de normaliser la densité de noeuds. Avec le modèle à seuil, la portée  $R$  fournit une distance naturelle de référence qui n'existe plus avec le modèle à pertes. On a proposé comme référence la distance  $d_1$ , à laquelle le RSB est unitaire  $\bar{\gamma}(d_1) = 1$ . La densité de noeuds normalisée est alors égale au nombre de noeuds à l'intérieur du disque de rayon  $d_1$  :

$$\bar{n}_1 = \pi \cdot \rho \cdot d_1^2. \quad (6.13)$$

On a montré [1, 2] que le degré opportuniste moyen s'exprime sous la forme suivante :

$$\mu_0 = \frac{2\bar{n}_1}{\alpha} \cdot \int_{\bar{\gamma}_r}^{\infty} \bar{\gamma}^{-(1+\frac{2}{\alpha})} \cdot P_S(tr|\bar{\gamma}) \cdot d\bar{\gamma}. \quad (6.14)$$

avec :

$$P_s(tr|\bar{\gamma}) = \int_{\gamma=\varepsilon_d}^{\infty} P_s(tr|\gamma) \cdot f_{\gamma}(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot d\gamma. \quad (6.15)$$

Nous avons intégré dans cette formulation deux seuils d'intégration  $\bar{\gamma}_r$  et  $\varepsilon_d$  dont nous reparlerons plus loin. Notons que la distance  $d_1$  dépend de la puissance de transmission, du bruit de réception et de la loi d'affaiblissement de propagation.

**Pertes en canal BBAG** En canal BBAG, le degré moyen est simplement :

$$\mu_0 = \frac{2\bar{n}_1}{\alpha} \cdot \int_{\varepsilon_d}^{\infty} \bar{\gamma}^{-(1+\frac{2}{\alpha})} \cdot P_S(tr|\gamma) \cdot d\bar{\gamma}. \quad (6.16)$$

Nous avons tout d'abord calculé numériquement la forme exacte du degré moyen 6.16, en fonction du seuil  $\varepsilon_d$ , pour une détection cohérente ( $BER(\gamma) = 0.5 \cdot \text{erfc}(\sqrt{k \cdot \gamma})$ ,  $k$  étant un paramètre de modulation).

La variable  $\varepsilon_d$  peut être interprétée comme le seuil de détection de porteuse ou d'énergie, associé au récepteur, et non à une portée réelle de transmission comme dans le modèle initial.

La figure 6.2 montre le degré moyen en fonction de  $\varepsilon_d$ . En lisant le graphe de droite à gauche, on distingue 3 zones : dans la zone I, à droite ( $\varepsilon_d$  élevé), le degré moyen augmente linéairement avec la valeur de seuil. Dans la zone II, le degré est constant. Pour finir, la zone III est caractérisée par la divergence du degré opportuniste, lorsque  $\varepsilon_d$  tend vers 0. Faire tendre  $\varepsilon_d$  vers 0 signifie faire tendre vers 0 le seuil de détection de puissance, ce qui veut dire que lorsqu'un paquet est émis par un noeud, tous les autres noeuds tentent de le décoder, même à l'infini. Cette divergence s'explique par le fait que la probabilité de réception sans erreur quand le RSB tend vers 0 (i.e. à distance infinie), tend mathématiquement vers une constante :  $\lim_{\gamma \rightarrow 0} P_s(tr|\gamma) = 2^{-N_b}$ . Cette

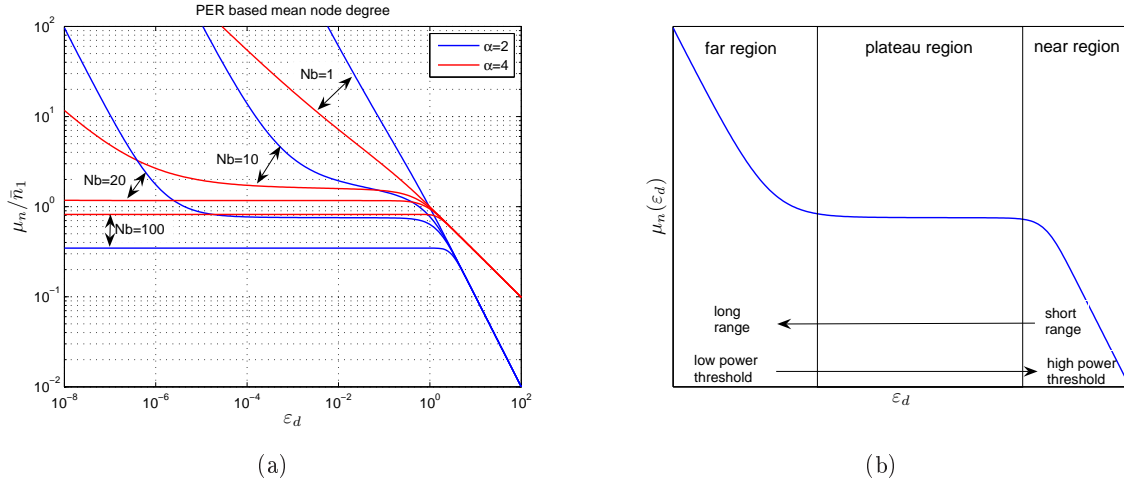


FIG. 6.2 – Ces courbes représentent le degré opportuniste moyen en fonction du seuil de détection de puissance ( $\varepsilon_d$ ), pour  $\alpha = 2$  (bleu, continu) et  $\alpha = 4$  (rouge, pointillés). Chaque courbe peut être divisée en 3 parties comme schématisé en (b). On a, de droite à gauche : i) la zone I (fort RSB, faible distance), où la connectivité croît avec la diminution du seuil  $\varepsilon_d$ . ii) la zone II où la connectivité est constante. Les voisins supplémentaires ont une probabilité de réception trop faible pour qu'elle soit significative. iii) La zone III (faible RSB, grande distance) où le degré opportuniste diverge avec  $\varepsilon_d \rightarrow 0$ . A cette distance la probabilité de réception décroît plus lentement que le nombre de noeuds augmente. Cette divergence représente une réception purement aléatoire et non exploitable pour la transmission d'informations.

constante correspond à la probabilité de reconstruction du bon mot code, sans signal reçu. Comme le nombre de noeud à l'infini tend vers l'infini, le nombre de noeuds qui décodent par hasard la bonne information, est infini. Cette probabilité de réception à l'infini relève en réalité d'une réception purement aléatoire, alors que les noeuds eux-mêmes ne peuvent savoir si ils ont ou non décodé le bon mot code. Cette connectivité ne correspond donc pas à proprement parler à une transmission d'information et la composante divergente du degré opportuniste n'est pas exploitable.

Dès lors, choisir un bon seuil  $\varepsilon_d$  consiste à rechercher le point de transition entre les zones 1 et 2 qui permet d'atteindre la meilleure connectivité avec la portée la plus faible. Pour étudier cette fonction analytiquement, nous avons considéré le cas des liens ayant un RSB suffisamment élevé, permettant d'approcher l'erreur paquet par 1.35. Nous avons montré dans [1, 2] que sous cette approximation, le degré moyen se calcule analytiquement sous la forme :

$$\tilde{\mu}_n(\varepsilon_d) = \mu_0(\varepsilon_d) \cdot (1 - N_b \cdot L_{\alpha,k}(\varepsilon_d)). \quad (6.17)$$

où  $L_{\alpha,k}$  traduit la baisse de connectivité due à la perte de paquets, et est donnée par (39) dans [1].  $\mu_0(\varepsilon_d)$  est le degré moyen qui serait obtenue avec une portée  $R = \varepsilon_d^{-1/\alpha}$ . Cette approximation à fort RSB, reste valable à peu près jusqu'à la fin de la zone I, comme illustré à la figure 6.3 (courbe verte). De plus, cette expression approchée présente un maximum que l'on peut calculer analytiquement [1]. Nous suggérons d'utiliser ce maximum comme une approximation du degré optimal, auquel correspond un seuil optimal donné par :

$$\hat{\varepsilon}_d = \arg \max_{\varepsilon_d \in \mathbb{R}^+} (\mu_n(\varepsilon_d)) = \frac{(\text{erfc}^{-1}(2/N_b))^2}{k}, \quad (6.18)$$

où  $\text{erfc}^{-1}(x)$  est la fonction  $\text{erfc}(x)$  inverse. La figure 6.3 montre l'évolution de la probabilité de transmission (cadre supérieur) et l'évolution du degré moyen opportuniste, en fonction de la distance seuil  $d_\varepsilon = \varepsilon_d^{-1/\alpha}$ . On note sur cet exemple, que pour atteindre la connectivité maximale ( $\mu = 0.197 \cdot n_1$ ), il faut utiliser tous les liens radios ayant une probabilité de succès supérieure ou égale à 38%. Au contraire, la restriction à des liens

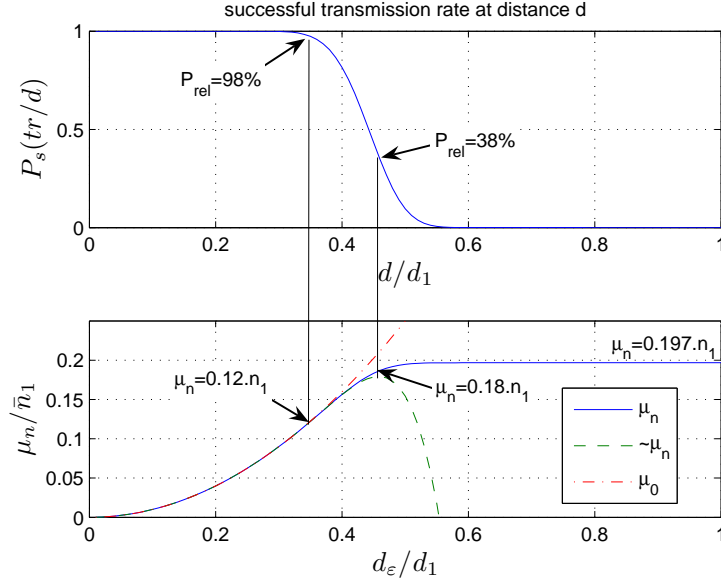


FIG. 6.3 – Cadre inférieur - degré opportuniste moyen en fonction de la distance de détection définie par :  $d_\epsilon = \epsilon_d^{-1/\alpha} \cdot d_1$ . Sont tracés l'expression exacte calculée numériquement (bleu, trait continu), l'approximation donnée par (6.17) (vert, tirets) et la référence avec modèle à seuil (rouge, pointillés). Cadre supérieur - probabilité de succès en fonction de la distance entre émetteur et récepteur. Le degré optimal (0.197) est atteint à condition d'utiliser les liens opportunistes. L'expression analytique approchée atteint sa limite, pour  $P_{rel} = 38\%$ . Au contraire, l'utilisation exclusive des liens fiables réduit la connectivité de 30%. Les conditions de simulations sont : modulation BPSK ( $k = 1$ ), affaiblissement en espace libre ( $\alpha = 2$ ) et paquets de 1000 bits.

fiables (ici à 98% de taux de succès) fait chuter la connectivité à  $\mu = 0.12 \cdot n_1$ . Les liens radio opportunistes apportent donc une contribution potentiellement significative pour la connectivité.

**Pertes en canal à évanouissements** Cette étude est encore plus intéressante en présence d'évanouissements. Nous avons travaillé à partir des canaux de Nakagami-m et avons analysé le degré moyen exprimé sous la forme :

$$\mu_f(\bar{\gamma}_r, \epsilon_d) = \frac{2\bar{n}_1}{\alpha} \cdot \int_{\bar{\gamma}_r}^{\infty} \bar{\gamma}^{-(1+\frac{2}{\alpha})} \cdot \int_{\epsilon_d}^{\infty} P_S(tr|\gamma) \cdot f(\gamma|\bar{\gamma}) \cdot d\gamma \cdot d\bar{\gamma}. \quad (6.19)$$

On retrouve maintenant, en plus du seuil de détection  $\epsilon_d$ , un deuxième seuil  $\bar{\gamma}_r$ . Le premier est fixé à la valeur optimale définie en canal BBAG et correspond toujours à un seuil de détection de porteuse. Le deuxième est un seuil de puissance moyenne et correspond plutôt à un seuil de probabilité de succès. Pour cette raison, ce seuil est appelé seuil de fiabilité des liens. Il peut être fixé par les couches protocolaires au niveau de la couche liaison ou de la couche réseau, en ne sélectionnant parmi les voisins d'un noeud que ceux possédant une liaison fiable. Le calcul de 6.19 quand  $\bar{\gamma}_r \rightarrow 0$  conduit à :

$$\mu_f(\bar{\gamma}_r \rightarrow 0, \epsilon_d) = C_{loss}(m, \alpha) \cdot \mu_n(\epsilon_d) \quad (6.20)$$

où  $\mu_f(\bar{\gamma}_r \rightarrow 0, \epsilon_d)$  est la connectivité asymptotique, et correspond au cas optimiste où le réseau de capteurs exploite tous les liens quelle que soit leur fiabilité.  $\mu_n(\epsilon_d)$  est le degré moyen obtenu en BBAG et  $C_{loss}(m, \alpha)$  est le coefficient de perte de connectivité représenté à la figure 6.4. Il est donné par :

$$C_{loss}(m, \alpha) = \frac{m^{-\frac{2}{\alpha}} \cdot \Gamma(m + \frac{2}{\alpha})}{\Gamma(m)}. \quad (6.21)$$



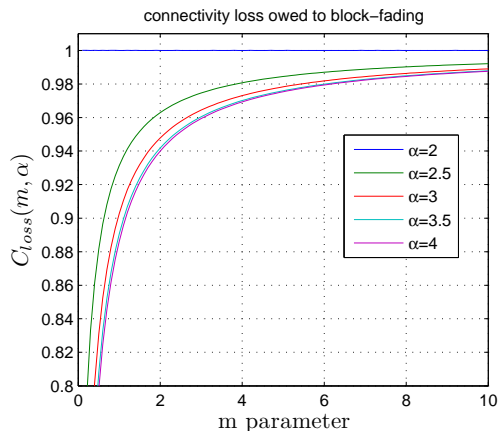


FIG. 6.4 – Le coefficient de pertes lié aux évanouissements  $C_{loss}(m, \alpha)$  est représenté en fonction du paramètre  $m$  de la distribution de Nakagami- $m$  et pour différents coefficients d'affaiblissement  $\alpha$ . Dans le pire cas où  $m = 1$ , la perte de connectivité ne dépasse pas 10%.

Notons que ce coefficient ne dépend ni de  $k$  (modulation), ni de  $N_b$  (nombre de bits). La première constatation importante est que la perte de connectivité est nulle ( $C_{loss}(m, 2) = 1; \forall m$ ) pour  $\alpha = 2$  et inférieure à 10% pour les autres valeurs de  $\alpha$  et dans des conditions de canal réalistes ( $m \geq 1$ ). Ce résultat ne doit surtout pas être interprété comme démontrant que les évanouissements n'ont pas d'influence sur la connectivité. Pour bien le comprendre, le degré opportuniste moyen est tracé à la figure 6.5(a) en fonction de la portée  $d_r$  associée à une certaine fiabilité  $P_s(\bar{\gamma}_r)$ . Le degré opportuniste moyen est également tracé à droite, en fonction de cette probabilité de succès. On observe sur ces courbes que la réduction du voisinage aux seules liaisons fiables (c'est à dire en se déplaçant sur les courbes, vers la gauche) conduit à une réduction du degré moyen beaucoup plus importante en présence d'évanouissements. Au contraire, en exploitant toutes les liaisons quelle que soit leur fiabilité, on montre que l'effet d'évanouissement peut être naturellement compensé. Nous donnons dans [2] des résultats de simulation qui corroborent ces résultats théoriques. Nous y comparons la probabilité d'isolation et la probabilité de connectivité du réseau.

Ces résultats quantifient l'apport des techniques opportunistes pour le maintien de la connectivité, en canal à évanouissements. Le meilleur moyen pour exploiter ces liens est de définir des protocoles qui exploitent non pas une seule route entre 2 noeuds, mais plusieurs, et si possible des techniques de combinaison. Les algorithmes de diffusion (broadcast) [Azar 05, Ye 05b, Sirk 06] et de routage géographique [Ye 05a, Chen 05, Maro 04] peuvent l'exploiter assez facilement. Dans le cas d'une transmission point à point, des approches coopératives devront être envisagées, exploitant la diversité spatiale liée à la répartition des noeuds dans l'espace.

## 6.3 Conclusions et perspectives

### 6.3.1 Systèmes coopératifs

Dans ce travail, nous avons discuté de l'impact d'un environnement réaliste sur la connectivité d'un réseau de capteurs. Il montre combien la mise en place d'une modélisation réaliste de l'environnement radio est indispensable pour permettre le passage à l'échelle de ces applications.

Nous avons défini la notion de degré opportuniste, qui représente le nombre moyen de noeuds pouvant recevoir simultanément un paquet. En jouant sur les seuils de détection de puissance et de fiabilité des liens, il est possible de définir les conditions optimales en terme de connectivité. Le degré opportuniste n'est utile que si le routage mis en oeuvre est capable d'exploiter des liens peu fiables, ce qui n'est pas toujours possible. L'approche proposée permet en tous les cas de rechercher le bon compromis entre fiabilité et connectivité. C'est un sujet fondamental, car l'amélioration de la connectivité a deux conséquences alternatives qui sont soit la réduction de la densité de noeuds actifs pour favoriser la durée de vie du réseau, soit la réduction de

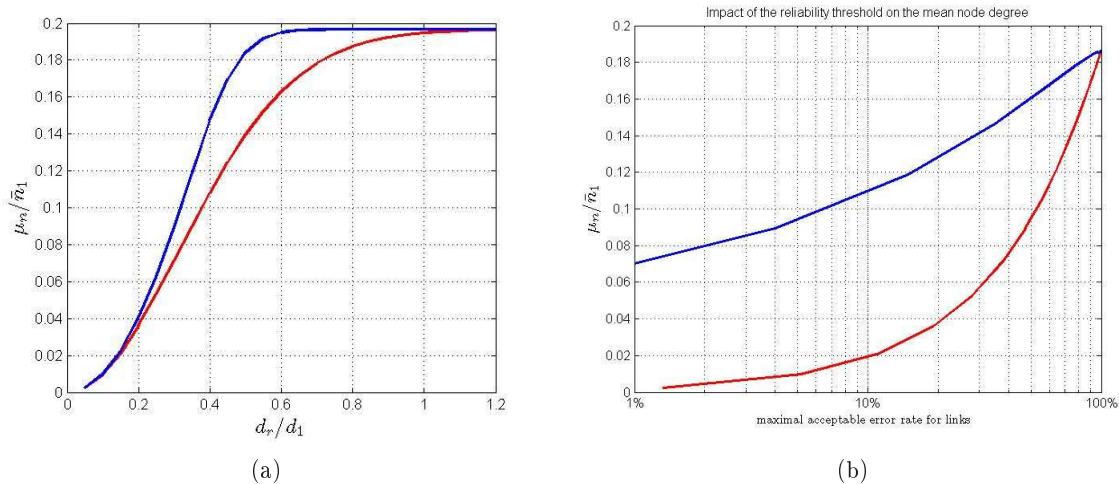


FIG. 6.5 – Degré moyen avec  $k = 1$ ,  $N_b = 1000$  bits, en fonction de la portée limite  $d_r$  en (a). Les courbes bleues et rouges correspondent respectivement à des conditions sans fading ( $m > 10$ ) et à des conditions de Rayleigh ( $m = 1$ ). En (b), les courbes représentent la connectivité en fonction d’une fiabilité de lien souhaitée. La connectivité maximale est atteinte si tous les liens opportunistes sont exploités (pour  $P_{err}(tr|\bar{\gamma}_r) = 100$ )%. On observe qu’en présence d’évanouissements la connectivité ne peut être maintenue qu’à condition d’exploiter des liens peu fiables. Par exemple, un protocole qui nécessite des liens fiables à 90%, donc à  $P_{err}(tr) < 10$ % entrainerait une chute de connectivité de l’ordre de 50% en canal BBAG ( $m=10$ ), mais de plus de 90% en canal de Rayleigh.

la puissance d’émission, pour réduire l’énergie consommée à l’émission et le niveau d’interférences dans le réseau.

Si l’exploitation de ces liens opportunistes n’est pas toujours possible, deux types de routage présentent néanmoins des prédispositions pour cela. Il s’agit des algorithmes de diffusion et des algorithmes de routage géographiques. Les premiers trouvent une application directe dans les réseaux de capteurs pour la diffusion d’une information système, par exemple de synchronisation, du puit vers tous les noeuds. Il est dans ce cas assez facile de mettre en place des techniques capables d’exploiter tous les paquets potentiellement reçus [Sirk 06]. Il suffit de définir correctement le seuil de détection de paquet. Le routage géographique [Ye 05a, Chen 05, Maro 04] peut également exploiter ces liens opportunistes, à condition de ne pas chercher à préétablir de route, mais à exploiter à la volée les paquets reçus. Pour éviter de surcharger le médium radio, il faut mettre en place des techniques d’écoute et des algorithmes de couche MAC adaptés.

Dans le cas d’un routage plus classique, cette connectivité peut être exploitée de façon partielle en regroupant les noeuds par petits groupes, au sein desquels la mise en place de techniques de coopération peut s’avérer efficace [Lane 03, Lane 04, Gold 02, Xie 04, Ribe 05]. Une route n’est alors plus définie par une succession de noeuds mais par une succession de groupes de noeuds. On peut distinguer différents niveaux de coopération, illustrés à la figure 6.6 :

- Combinaison de routes : il s’agit d’une extension du routage classique, en exploitant plusieurs chemins indépendants pour fiabiliser la transmission de bout en bout ou augmenter la capacité [De 03, Kris 03].
- Diversité switchée : il s’agit simplement d’exploiter un noeud parmi  $N$  dans un groupe prédéfini (voir [Blet 06, Haen 05, Yang 06b] par exemple).
- Diversité par codage : il s’agit pour le noeud source de s’appuyer sur un ou plusieurs noeuds pour l’aider à relayer son message vers le récepteur [Lane 03, Stef 04].
- Codage MIMO : les groupes de noeuds sont utilisés à l’émission et à la réception, pour former des réseaux virtuels d’antennes ou l’on exploite les techniques MIMO de façon distribuée [Dohl 03, Lane 04, Gold 02, Yang 06a, Fan 07].

Notons que dans ces approches, l’échange de messages entre les noeuds d’un groupe virtuel nécessite un ordonnancement des tâches et un partage des ressources qui impacte fortement les performances finales

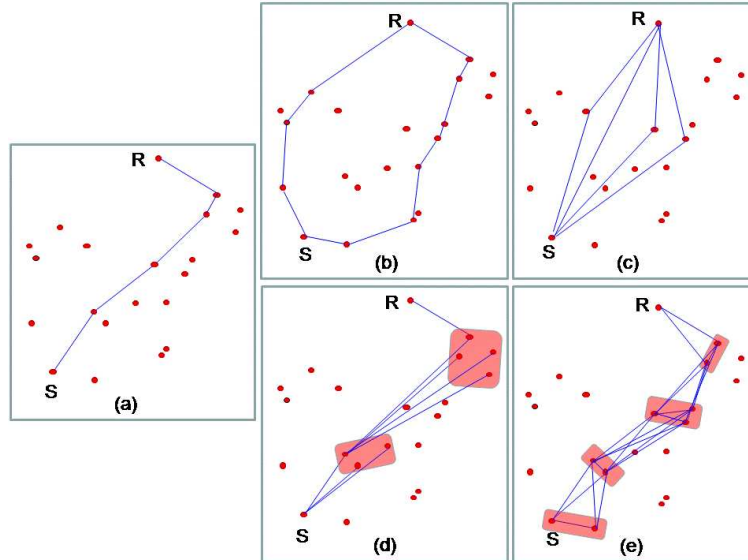


FIG. 6.6 – Illustration des techniques de coopération (a) routage classique, (b) routage multi-chemins, (c) coopération par relais (decode and forward, amplify and forward) (d) coopération switchée par sélection du meilleur signal, (e) coopération MIMO virtuel multi-sauts.

du schéma utilisé. L'étude des réseaux coopératifs est une thématique en plein essor avec un nombre de contributions en augmentation exponentielle. Le domaine est vaste et très peu de bornes sont déjà établies. De nombreux résultats ont déjà été obtenus dans le cas de modèles de réseaux constitués d'une source, d'un destinataire et de  $N$  relais, prédéfinis. Mais les bornes globales d'un réseau complet en tenant compte d'approches coopératives et d'un routage multi-sauts ne sont pas établies. Mais probablement, la plus grande difficulté du paradigme des réseaux coopératif est qu'il conduit à reposer de façon complètement différente la conception même de la transmission d'information dans un réseau multi-sauts. Dans une approche classique, la mise en place d'une transmission multi-sauts se fait en 3 étapes : i) détection des voisins, ii) sélections parmi les voisins, et iii) établissement des routes. Pour les réseaux coopératifs, la notion de voisinage au sens strict disparaît (chaque lien a une certaine capacité ou une certaine probabilité d'erreur), et de fait la sélection d'un voisinage et de routes n'a plus de sens strict. Dès lors, tous les travaux sur la capacité et les performances de réseaux doivent être reconsidérés dans un environnement présentant des degrés de liberté beaucoup plus grands. Les approches actuelles étendent simplement la route classique faite d'une succession de noeuds, à une route MIMO faite d'une succession de groupes virtuels, comme illustré à la figure 6.6(e).

L'évaluation, la comparaison et l'optimisation de ces schémas de transmission dans les réseaux de capteur sont des problèmes très complexes que nous étudions dans le cadre de la thèse de Ruifeng Zhang. Après avoir travaillé sur la connectivité, nous nous intéressons à l'estimation de l'énergie associée aux schémas de transmission [4]. Nous restons attachés à la prise en compte des probabilités d'erreur de transmission et nous intégrons dans le modèle la probabilité de re-transmission des paquets. Nous souhaitons de cette façon aborder l'évaluation des techniques coopératives, dans un contexte multi-objectifs, tel que nous l'avons présenté dans les conclusions du chapitre 5. Le travail de Ruifeng Zhang vient compléter le travail développé dans le projet DisMO4wnet, en apportant les aspects modélisation réaliste du canal.

### 6.3.2 Algorithmie distribuée

La coopération est donc au coeur des technologies à mettre en oeuvre pour les réseaux de capteurs. Comme nous l'avons dit en introduction, cette coopération peut être envisagée de façon similaire pour les fonctions de communication et d'observation. Les noeuds capteurs réalisent en effet l'estimation ou la détection de variables objectifs (position, température, pression, propriétés physico-chimiques ...) de façon non centralisée. L'organisation de ces tâches locales vers un but global nécessite la mise en place d'algorithmes de

nature distribuée, permettant de limiter une surcharge des ressources des canaux de transport, de réduire les délais et la consommation énergétique. Les performances d'un algorithme distribué sur les noeuds du réseau dépendent de la nature et des propriétés de la connectivité (liens de voisinages) ainsi que de la manière dont les informations sur les variables d'état sont échangées entre noeuds voisins. Dans ce chapitre, nous avons discuté de la connectivité du réseau sans tenir compte de la nature de l'information transmise. Pourtant, une information obtenue par échanges successifs entre voisins dans le réseau peut avoir une valeur informative supérieure à celle traitée par un noeud individuel. Ainsi, dans le choix d'une stratégie de transmission, il ne s'agit plus simplement de transmettre une information d'un noeud à un autre, mais d'évaluer le comportement global des échanges d'information permettant au réseau d'accéder à une connaissance globale. C'est l'idée générale de la thèse de Nicolas Maréchal [10] définie avec Jean-Benoit Pierrot du CEA LETI. Le sujet de cette thèse suit un format de travail "top down" où l'on cherche à déterminer les meilleures stratégies algorithmiques distribuées pour atteindre des objectifs visés par le réseau de capteurs qui n'ont pas pour seul but de remonter une alarme mais de conduire à une connaissance globale du monde physique observé, à partir de l'ensemble des connaissances locales.

Pour concrétiser et initier la démarche, nous nous sommes appuyé dans un premier temps sur des travaux portant sur l'étude d'un algorithme distribué ayant pour objectif la synchronisation des noeuds du réseau. La connaissance à partager est dans ce cas simplement un temps universel qui doit faciliter le fonctionnement du réseau. En raisonnant sur la synchronisation, nous avons concentré nos efforts sur la caractérisation des performances d'algorithmes de moyennage distribué, connus dans la littérature sous le nom de "gossip algorithms" (algorithmes bavards) [Boyd 06, Xiao 05]. Ces algorithmes reposent sur des règles d'interactions locales simples entre noeuds et permettent l'uniformisation d'un paramètre d'intérêt commun (consensus). Comme nous l'avons dit, ils peuvent être généralisés au calcul de diverses quantités statistiques (variance, valeurs extrémales, ...). Leur intérêt réside dans leur simplicité, leur transparence et leur caractère totalement distribué. Pour l'instant, l'objectif est la synchronisation fine des horloges de noeuds, c'est à dire l'obtention d'un consensus global en termes de vitesse et biais d'horloge. Les algorithmes de moyennage du type *gossip* ont été massivement étudiés dans la littérature, indépendamment du contexte des réseaux de capteurs. Ils reposent généralement sur des itérations modélisables par l'équation aux différences stochastiques  $X(k+1) = W(k)X(k)$ , où  $X(k)$  est le vecteur des valeurs au temps  $k$ , et  $W(k)$  est une matrice aléatoire qui représente les échanges d'information entre noeuds lors de cette itération (opérateur de transition). Les conditions sur la séquence des  $W(k)$  qui assurent la convergence de cet algorithme vers la valeur moyenne du vecteur  $X(0)$  sont connues. Notre travail s'est tout d'abord focalisé sur l'extension des résultats généraux déjà disponibles, notamment en ce qui concerne la vitesse de convergence et le temps de moyennage. Nous avons introduit de nouvelles notions plus manipulables et développé des bornes sur l'espérance de la norme d'erreur (borne minimum,...). Les performances reposent principalement sur le spectre de la moyenne d'un opérateur matriciel de transition stochastique représentant les échanges d'informations entre noeuds et les règles d'interaction. Par la suite, nous avons étudié le temps nécessaire à la convergence lorsque les quantités initiales sont distribuées suivant des lois gaussiennes. Par ailleurs, une des voies de recherche que nous explorons actuellement vise à libérer certaines conditions de symétrie sur les  $W(k)$  de manière à accélérer l'algorithme au prix d'une convergence vers un consensus qui n'est pas nécessairement la valeur moyenne de  $X(0)$  mais simplement une valeur commune.

Pour adapter ces travaux au contexte des réseaux de capteurs, nous avons tenté de faire le lien avec la topologie du réseau. Cette topologie représente les liens de voisinage entre noeuds, et a donc un impact sur les performances de l'algorithme de moyennage. Nous avons pu mettre à jour un ensemble d'inégalités reliant le spectre de notre opérateur de transition et celui du laplacien du graphe de connectivité (non-pondéré) relatif à la topologie du réseau. Cette approche s'est révélée très fructueuse car elle permet entre autre : i) de borner la vitesse de convergence pour des graphes pour lesquels nous ne savions pas exprimer les éléments du spectre de l'opérateur moyen de transition . ii) de relier la vitesse de convergence avec des propriétés/paramètres propres au graphe telles que son diamètre, sa régularité, ... Ces travaux sont en cours de soumission [5, 6]. A terme, nous espérons pouvoir conjointement caractériser les performances de notre algorithme dans le cas de graphes aléatoires en lien avec nos travaux présentés ci-dessus sur la connectivité.

Nous allons maintenant nous concentrer sur l'extension du problème de récupération d'horloge à des problèmes de reconstruction d'information au sens large en tenant compte de la corrélation dans les paramètres mesurés et en proposant une reconstruction multi-résolution de ces observations.

### 6.3.3 Les réseaux ultra-large bande

Comme nous l'avons dit, la problématique des réseaux de capteurs n'est pas une problématique de bande passante mais plutôt d'efficacité énergétique. Il convient alors de développer des techniques de transmission très simples, à faible coût et capables de travailler sur une bande non réservée. Pour ces raisons la technologie ultra large bande impulsionnelle (IR-ULB) présente des avantages indéniables.

La radio impulsionnelle a été proposée par Scholtz en 1993 [Scho 93]. Le principe est d'émettre des impulsions, courtes, avec un taux d'occupation du canal qui ne dépasse pas quelques pourcents. Pour éviter de générer des raies spectrales, les impulsions sont émises suivant un schéma de répétition dicté par un code de saut temporel (TH, pour *Time Hopping*). Cette couche physique a été proposée à la normalisation dans le cadre des travaux du groupe IEEE802.15.4a, qui s'intéresse aux réseaux ULB bas débit. Cette activité de normalisation a fait suite à l'action de la Federal Communication Commission (FCC) qui a ouvert une bande spectrale pour les émissions ULB, définissant un signal ULB comme un signal de bande instantanée supérieure à 500MHz, ou de ratio largeur de bande/fréquence centrale supérieur à 20%. On trouve alors des propositions qui cherchent à exploiter une telle largeur de bande par des approches multi-porteuses plutôt destinées au haut débit, et les approches impulsionnelles. Concernant les approches impulsionnelles, le schéma de réception le plus simple est de type réception non cohérente, et repose sur la simple détection de puissance, après détermination d'un seuil et d'une synchronisation, comme illustré ci-dessous : Ce type de réception moins

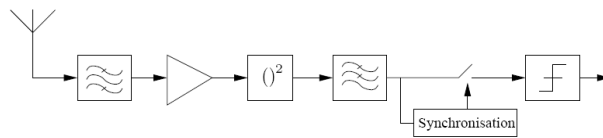


FIG. 6.7 – Schéma de principe d'un récepteur non cohérent.

performant qu'une réception cohérente, présente une grande simplicité de mise en oeuvre. C'est ce principe qui a été retenu par France Télécom [Schw 06]. La mise en oeuvre d'un système de transmission complet basé sur cette technologie requiert le développement d'une couche physique et d'une couche MAC adaptées. La couche physique utilisée est décrite à la figure 6.8. La problématique de la thèse de Benoit Miscopein [11]

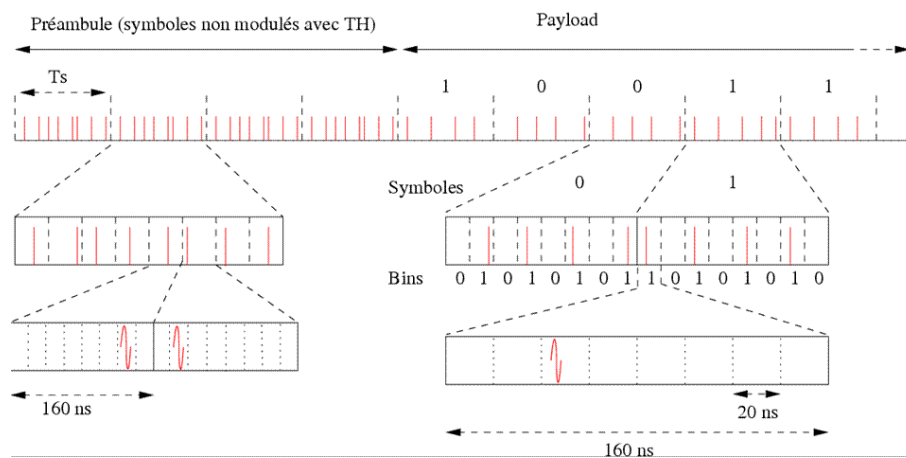


FIG. 6.8 – Schéma de codage utilisé dans le système développé par France Télécoms. On distingue un préambule codé de manière spécifique et les données. Le temps est divisé en symbole, chaque symbole est divisé en bins, chaque bin en 8 slots. Le code TH définit la séquence d'émission, c'est à dire le numéro du slot utilisé dans chaque bin. Un symbole est alors codé par une succession de 8 bins, avec 4 impulsions présentes et 4 absentes.

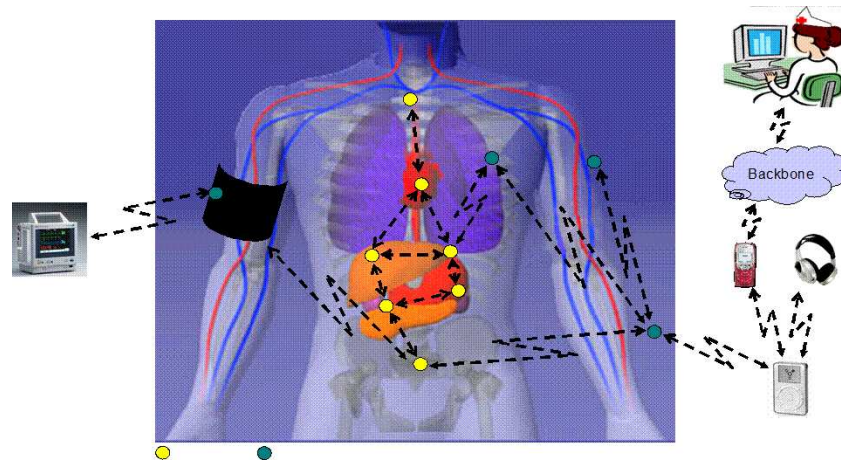
repose sur ce type de récepteur et a pour but de définir une couche MAC appropriée, quitte à modifier les

spécifications de la couche PHY, si nécessaire.

Dans ces conditions on distingue deux problématiques complémentaires. La première concerne l'accès multi-utilisateurs, avec les problématiques d'affectation de codes, de modélisation des interférences et d'estimation de capacité. De nombreux travaux y sont consacrés [Di B 05, Augu 04, Anou 05, Alme 05].

La deuxième problématique concerne l'accès au canal. Dans un premier temps, la couche physique décrite ci-dessus a été associée à la couche MAC de 802.15.4 bâtie sur un mécanisme d'accès au canal CSMA/CA. Ce principe d'accès par contention consiste à émettre un paquet seulement si une écoute du canal, après un temps d'attente aléatoire, a montré que ce dernier était libre. Dans une vision simpliste, où il n'y a qu'un seul code de saut temporel utilisé (servant uniquement à blanchir le spectre), un simple comptage du nombre de déclenchements constaté au récepteur permet de juger si le canal radio est libre ou non. Malheureusement, ce type de méthode d'accès est très mal adapté à la technologie ULB [Alme 05]. En l'absence de synchronisation, chaque noeud doit écouter le canal en continu pour détecter l'éventuelle présence d'impulsions. Or, le taux d'occupation du canal étant très faible, une telle écoute compromet fortement l'efficacité énergétique de ces systèmes, les noeuds dépensant toute leur énergie à sonder l'état du canal. Une première solution est de travailler sur des approches synchronisées qui sont malgré tout assez complexes à mettre en oeuvre, voire impossibles dans un contexte de cohabitation de plusieurs sous-réseaux. Dans le cas où l'on reste sur une approche non synchronisée, les approches à échantillonnage de préambule offrent des perspectives intéressantes. L'idée est de permettre aux noeuds de dormir, et de se réveiller périodiquement pour écouter si le médium est libre. Pour que ce système fonctionne, il faut que le préambule ait une longueur suffisamment longue [Bach 06]. Ce principe doit être adapté dans le cas des systèmes ULB, car il faut tenir compte de la nature impulsionnelle des signaux. C'est l'étude que nous avons menée dans le cadre du stage de master de He Ruan [8]. Nous avons cherché à déterminer des séquences de codes apériodiques et uniques permettant de minimiser le temps d'écoute des noeuds.

En terme de perspective, ces travaux démarrés depuis un an vont s'appuyer sur le projet BANET (Body Area Network) qui doit démarrer en janvier 2008. l'acronyme BAN fait référence à des réseaux mettant en jeu des capteurs et des actionneurs situés sur le corps humain et qui a vocation à interagir avec lui. L'idée est de faciliter le prélèvement de données physiologiques sur le corps humain et de les transmettre via un accès sans fil. Les applications se trouvent dans le domaine médical sportif ou de l'électronique grand public (voir figure 6.9). L'objectif principal de ce projet est de fournir un cadre à l'étude et à la conception de systèmes sans fil adapté au large large spectre applicatif des BANs. Dans le cadre de ce projet, nous piloterons le travail du groupe 3, focalisé sur le développement des aspects protocolaires (couches PHY et MAC), où nous adresserons les points suivants. A partir des travaux effectués par les partenaires, nous exploiterons les modèles de canaux réalistes, pour concevoir des couches PHY/MAC adaptées. Nous nous attacherons en particulier aux problèmes de minimisation d'énergie. Parce que la présence d'évanouissement est prévisible dans le contexte des BANs, nous envisagerons des techniques coopératives simples, basées ou non sur des systèmes multi-antennes. Pour finir, nous nous intéresserons aux problèmes de cohabitation des BANs, d'abord dans une approche de minimisation d'interférence, puis dans un deuxième temps en intégrant des approches plus intelligentes de partage des ressources. Encore une fois, ce travail sera abordé dans un contexte multi-objectifs défini par les contraintes de complexité, de fiabilité et de consommation d'énergie. Nous intégrerons dans notre travail la modélisation de la mobilité pour garantir que les systèmes préconisés soient opérationnels sur des corps en mouvement.



(a)



(b)

FIG. 6.9 – Exemples d’applications pour les BANs. A gauche, pour un usage médical avec des capteurs internes en jaune, et externes, en bleu. A droite, pour la mesure de mouvement dans le domaine sportif ou médical. *figure issue du dossier BANET déposé à l’ANR, mars 2007*

# Sélection de Publications

## Revue avec comité de lecture

- [1] J-M. Gorce, Ruifeng Zhang, and Hervé Parvery. Impact of radio links unreliability on the connectivity of wireless sensor networks. *Eurasip JWCN*, Volume 2007 (2007), Article ID 19196, 16 pages, doi :10.1155/2007/19196.

## Articles longs de conférence avec comité de lecture

- [2] J-M. Gorce, R. Zhang and H. Parvery. Tight bound for the mean node degree in ad hoc networks with opportunistic communications. In *3rd IEEE Int. Conf on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (Wimob)*, New-York, oct. 2007.
- [3] A. Gallais, H. Parvery, J. Carle, J-M. Gorce, and D. Simplot-Ryl. Efficiency impairment of wireless sensor networks protocols under realistic physical layer conditions. In *Proc. 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, 5 pages doi :10.1109/ICCS.2006.301438, Singapore, 2006.

## Articles en cours de soumission

- [4] R. Zhang, J-M. Gorce. Optimal transmission range for minimum energy consumption in wireless sensor networks. submitted to *IEEE WCNC, 2008*.
- [5] N. Maréchal, J-B. Pierrot, and J-M. Gorce. Fine synchronization for wireless sensor networks using gossip averaging algorithms. submitted to *IEEE ICC, 2008*.
- [6] N. Maréchal, J-B. Pierrot, and J-M. Gorce. JEGA : a joint estimation and gossip averaging algorithm for sensor network applications. Research Report, in press, INRIA, November 2007.

## Thèses de master co-encadrés

- [7] Nicolas Maréchal *Partage de ressources par codes CDMA pseudo-aléatoires pour les réseaux ad hoc*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Juin 2006.
- [8] Ruan He *Optimisation des séquences de codes de time-hopping dans les réseaux de capteurs UWB*. Master thesis, INSA-Lyon, France, Septembre 2007.

## Thèses en cours

- [9] Ruifeng Zhang. *Modélisation réaliste et simulation de la couche PHY dans les réseaux de capteurs multi-\** PhD thesis, INSA-Lyon, (2ième année)
- [10] Nicolas Maréchal. *Gestion distribuée de la connectivité dans les réseaux de capteurs adhoc en fonction des contraintes et objectifs applicatifs* PhD thesis, CEA LETI / INSA-Lyon, France, (2ième année)
- [11] Benoit Miscopein. *Approche trans-couche PHY/MAC pour réseaux de capteurs UWB impulsif* PhD thesis, France Telecom R&D / INSA-Lyon (2ième année)





*Ce dernier chapitre n'est pas une conclusion mais plutôt une ouverture sur des pistes de recherche établies à partir des résultats et des conclusions présentées au cours des chapitres précédents. Nous proposons d'abord un cadre général qui dresse les perspectives à moyen terme de la recherche dans le domaine des réseaux radio. Nous définissons ensuite deux contextes applicatifs importants qui émergent aujourd'hui dans le monde de la recherche académique et industrielle, sur lesquels nous sommes déjà impliqués, en particulier grâce aux partenariats établis au cours de ces dernières années.*

*Nous proposons alors rapidement quatre problématiques de recherche fortement imbriquées et complémentaires, auxquelles nous souhaitons contribuer dans les années à venir.*

## 7.1 Cadre général

Le premier défi actuel concernant les réseaux d'accès sans fil est de réussir la convergence des technologies radio, pour améliorer l'inter-opérabilité. Il est probable que dans les années à venir, l'on assiste à la fusion des systèmes cellulaires et des systèmes d'accès local radio, tout au moins du point de vue de l'utilisateur. Cette fusion ne signifie pas qu'une seule technologie doit survivre, mais plutôt que chaque terminal doit être capable de s'adapter aux réseaux qu'il détecte. Après la convergence voix-données au niveau applicatif et la convergence des protocoles réseau vers le tout IP, l'inter-opérabilité des systèmes doit pouvoir bénéficier de la convergence au niveau radio. On observe aujourd'hui l'émergence de terminaux multi-interfaces, capables de jongler entre quelques standards, passant du GSM à l'UMTS ou au WiFi. Cependant, ces terminaux reposent sur la juxtaposition d'interfaces radio, relativement figées. Une telle approche limite l'évolution des technologies car les terminaux ne peuvent ni s'adapter aux évolutions des standards, ni en intégrer de nouveaux. Si l'adaptation des couches protocolaires est toujours possible, en témoignent les récentes évolutions du GSM, la couche physique est au contraire figée par les contraintes techniques liées à la réalisation de l'interface radio-fréquence.

Le deuxième défi auquel sont confrontés les réseaux d'accès est d'améliorer la coexistence de plusieurs réseaux du même standard ou de standards différents, dans la même bande, afin d'optimiser l'utilisation du spectre radio. Cette coexistence peut se réaliser soit par la coopération entre les réseaux (et dans ce cas, ils doivent pouvoir communiquer), soit en améliorant les techniques de réjection d'interférence, en particulier dans un contexte hétérogène.

Dans tous les cas, l'adaptabilité des terminaux et l'inter-opérabilité, passent par le développement de systèmes à radio logicielle définie. Les premières solutions de radio dite agile sont encore loin d'une véritable radio intelligente telle qu'imaginée par Mitola [Mito 00]. Bien entendu, l'échantillonnage du signal directement en bande RF, comme le veut le concept de radio logicielle, n'est pas envisageable aujourd'hui. Par contre, l'exploitation d'une bande restreinte mais néanmoins beaucoup plus large que le canal utile, est possible.

Si l'utilisation de tels systèmes est déjà complexe en considérant le problème de l'émetteur-récepteur seul, elle l'est encore plus si l'on considère le problème globalement, vu du réseau. Nous avons discuté au chapitre 5 de l'optimisation des RLANs, qui est un problème difficile, même avec peu de paramètres à régler. On imagine alors aisément ce que pourrait être une telle optimisation avec des paramètres supplémentaires offerts par la radio-logicielle, comme le réglage de la largeur de bande des canaux, du type de modulation, et de façon général de tous les paramètres de réception. Dans ce cas, l'augmentation des degrés de liberté ne permet plus d'envisager une optimisation globale et statique. La radio logicielle pose alors le problème de l'optimisation des ressources de façon complètement différente et impose la mise en place d'approches dynamiques et distribuées. Les terminaux devront s'auto-organiser pour exploiter au mieux les ressources radio.

Pour cela, chaque terminal peut travailler seul et analyser son environnement, mais c'est une approche largement sous optimale. Au contraire, les terminaux peuvent tenter de coopérer. La notion de coopération est un terme très large qui prend un sens différent suivant le niveau auquel on le met en jeu.

Les systèmes radio de demain seront donc plus adaptables, modifiables, leur permettant d'évoluer avec les standards, et, pourquoi pas, de s'adapter à plusieurs standards. Cette problématique est immense et le travail à fournir encore important, tant au niveau du noeud de communication (composants, architecture, OS) que du comportement global (accès partagé, optimisation distribuée). D'autre part, le spectre radio ne sera plus découpé en bandes spectrales dédiées à certaines applications, mais pourra être partagée de façon dynamique. [Jond 07, Stap 04]. Il devra être partagé entre des réseaux cellulaires, offrant une mobilité à grande échelle, des réseaux d'accès complétant localement l'offre cellulaire et permettant des débits supérieurs, des pico réseaux pour l'échange de données courte portée, et peut-être également des réseaux de capteurs fixes, ou mobiles, comme les BANs.

## 7.2 Applications cibles

Au sein du projet ARES, nous nous intéressons aux réseaux multi-sauts de façon générale, et nous adressons un certain nombre de problématiques qui en découlent. Nous avons défini trois champs d'investigation qui sont les ressources radio, les protocoles et les systèmes. Mes activités concernent essentiellement les ressources radios, mais en lien étroit, suivant les projets, avec mes collègues travaillant dans les deux autres domaines.

Nous avons défini deux applications cibles pour appuyer et guider nos travaux. Le premier contexte applicatif concerne les réseaux de capteurs et le deuxième les réseaux maillés. Dans le premier cas, les objectifs sont plutôt la fiabilité et la minimisation de l'énergie alors que la capacité est une contrainte prépondérante dans le deuxième cas. L'accès et le partage des ressources radios est malgré tout présent dans les deux applications, sous des aspects assez différents.

Les travaux d'ARES concernant les réseaux de capteurs s'appuient sur plusieurs projets et en particulier sur le projet RECAP du CNRS, consistant à la mise en place de plate-formes expérimentales. Nos travaux concernant les réseaux maillés s'appuient sur une collaboration avec Alcatel, au sein du projet CELTIC AWARE en cours de soumissions, mais au-delà et de façon plus rapprochée, au sein du projet de laboratoire commun INRIA-Alcatel en cours de montage.

**Réseaux d'accès et réseaux maillés** Dans la suite des travaux que nous avons menés sur les réseaux RLANs, nous continuons de nous intéresser à l'optimisation des réseaux d'accès. Cependant, la cohabitation de plus en plus inévitable de réseaux non coordonnés, préfigure ce que pourrait être l'avenir de tous les systèmes d'accès radio [Mans 07]. Dans un tel contexte, il devient difficile d'optimiser à l'avance le réseau et il semble plus efficace de le doter d'une capacité d'auto-adaptation. Celle-ci repose sur des mécanismes d'optimisation distribuée [Kauf 05, Kauf 07, Mans 07]. Dans le cadre du projet AWARE nous souhaitons étudier le déploiement de réseaux urbains mobiles à large bande passante, à partir des réseaux radio LAN privés, servant actuellement exclusivement aux besoins de leurs propriétaires. Le problème peut être abordé d'un point de vue strictement 'réseau', sans se préoccuper des aspects radio. Mais cela semble peu réaliste. Nous souhaitons au contraire prendre en compte dans une telle approche tous les paramètres radio, y compris l'existence possible de liens MIMO, pour proposer des algorithmes d'adaptation des noeuds, dans un objectif d'optimisation globale du réseau. Nous intégrerons dans ce modèle des terminaux agiles, reposant sur la radio logicielle.

Les réseaux maillés représentent une autre évolution importante des réseaux d'accès. Dans ces réseaux on distingue des points d'accès fixes, des équipements mobiles, mais également des bornes intermédiaires pouvant servir de relais. On peut alors imaginer tous les niveaux possibles de coopération entre ces trois entités, et la gestion de ces réseaux repose encore une fois sur une optimisation dynamique, même si un certain dimensionnement reste nécessaire [Akyi 05, Das 05, E Am 07, Max 07]. Le réseau maillé regroupe donc à la fois une architecture d'accès fixe et une partie *ad hoc*. On comprend bien que dans un tel scénario, la gestion des ressources devient un problème complexe.

**Réseaux de capteurs** La problématique du canal radio dans les réseaux de capteurs se pose de façon très spécifique. Nous ne sommes pas confrontés à un problème classique de partage de ressources avec un objectif de capacité, mais plutôt à une recherche de minimisation d'énergie. Cette minimisation d'énergie passe par une bonne gestion de la puissance d'émission ainsi que par la réduction des phases d'écoute du canal. Dans un réseau de capteurs, le taux d'émission est souvent assez faible, et les noeuds du réseau consomment plus d'énergie à écouter le canal qu'à émettre ou recevoir un paquet. L'endormissement périodique des noeuds est une approche séduisante mais qui peut conduire à la déconnexion du réseau. Les approches synchronisées sont possibles, mais le maintien de la synchronisation dans un réseau à grande échelle est très complexe. Les techniques ultra large bande, à très faible consommation d'énergie, sont souvent considérées comme une bonne solution pour ces réseaux. Mais elles nécessitent presque obligatoirement une synchronisation fine pour limiter le coût de l'écoute du canal. Les conclusions que nous avons développées au chapitre 6 jettent les bases des travaux que nous souhaitons mener dans ce domaine. La définition conjointe des couches PHY-MAC, selon des critères de performances globaux est un premier point. La définition d'algorithmes distribués en est un deuxième. Pour finir la modélisation réaliste du canal reste un point important.

Dans ce contexte, nos perspectives de recherche à court terme se positionnent dans le cadre de la thèse de Benoit Miscopein à France Telecom, le projet ANR BANET (Body Are Network) présenté au chapitre 6 offrant un cadre applicatif intéressant. Nous nous intéressons également au problème du déploiement de réseaux de capteurs ambiants de très grande taille et à la mise en place de techniques coopératives ( au niveau PHY et MAC), sous des contraintes fortes d'énergie et de fiabilité. Ces travaux font l'objet des thèses de Nicolas Maréchal, en co-encadrement avec le CEA, et de Ruifeng Zhang.

## 7.3 Axes de recherche

En gardant en perspective les applications cibles présentées ci-dessus, nous pouvons définir plus spécifiquement quatre pistes de recherche s'appuyant sur nos travaux antérieurs, qui ont été présentés dans ce mémoire.

Le premier axe se situe dans la continuité directe de nos travaux sur la modélisation du canal radio. Il s'agit de fournir des outils de modélisation réalistes, adaptés aux contextes applicatifs que nous envisageons, et en particulier à l'étude des techniques coopératives. Les deux axes suivants concernent ce que nous appelons respectivement l'agilité du terminal radio et l'agilité du réseau pris dans son ensemble. L'agilité du terminal radio repose sur la radio logicielle, et la mise en oeuvre de techniques d'écoute, d'analyse et de sélection du mode de transmission. L'agilité du réseau s'appuie sur l'exploitation de celle des terminaux par la mise en oeuvre d'algorithmes distribués.

Enfin, le dernier axe a pour but de chercher à définir un cadre d'évaluation multi-objectifs adapté à ces problématiques et dédié à l'évaluation des algorithmes.

### 7.3.1 Evaluation multi-objectifs

Qu'il s'agisse des réseaux d'accès ou des réseaux de capteurs, le développement de solutions efficaces repose sur deux principes. Le premier est la transversalité et le deuxième le multi-objectifs.

Le principe de transversalité affirme qu'il n'est pas possible d'optimiser séparément les différentes couches du réseau. En particulier, les couches PHY, MAC et routage sont fortement liées. C'est d'autant plus vrai pour le développement de techniques coopératives qui peuvent agir aux différents niveaux du réseau. Il est par exemple dommage de définir une politique de routage efficace en énergie, si elle repose entièrement sur une couche physique très robuste qui peut se révéler très consommatrice.

Le principe multi-objectifs affirme que le problème d'optimisation du réseau quel qu'il soit doit être posé dans sa globalité en tenant compte des différentes contraintes du système. Concernant les réseaux d'accès, on a souvent une dualité capacité-équité, qui peut se traduire par la recherche d'un compromis en étudiant la région de capacité du système dont nous avons parlé au chapitre 5. Concernant les techniques d'accès MIMO, le compromis se situe entre gain de diversité et gain de multiplexage [Zhen 03, Azar 05]. Concernant les réseaux de capteurs on trouve souvent un problème de compromis entre énergie et fiabilité [Kris 03], ou entre énergie et délai [Coma 06].

Sous ces deux principes, la comparaison de différentes technologies de réseau est possible. Il est cependant important de bien poser le problème dans toute sa complexité. Ainsi, dans le cas des réseaux d'accès, on est confronté à une recherche d'optimalité tenant compte de la capacité de tous les liens, mais également de la fiabilité ou de l'énergie. L'espace d'analyse des solutions est grand car chacune de ces contraintes est elle-même multi-polaire. Par exemple la capacité se décline sous la forme d'un vecteur de contraintes ou chaque valeur représente la capacité d'un lien. On peut réduire cet espace de recherche en ne s'intéressant qu'à un seul critère (la capacité moyenne) ou à deux, en rajoutant l'équité. Et la même analyse peut être appliquée à chaque critère. On peut suivre également le même raisonnement dans le cas des réseaux de capteurs. Simplement, les contraintes sont différentes et l'on pourra s'intéresser plutôt à la recherche d'un compromis entre énergie, fiabilité et délai.

A chaque application correspond un espace de contraintes à déterminer. Une fois cet espace défini, l'objectif suivant est de déterminer la région des 'possibles', c'est à dire l'espace des solutions potentiellement réalisables (cet espace peut être vu comme une extension large de la notion de région de capacité). La frontière de cette région constitue le front de Pareto du problème d'optimisation. Dans une telle recherche, on procède par optimisation globale, sans se soucier de la façon dont les noeuds s'organisent pour atteindre ces performances. Les algorithmes d'optimisation globale peuvent être utilisés.

La dernière étape consiste à rechercher des solutions algorithmiques permettant de s'approcher du front de Pareto, donc de solutions optimales selon un certain compromis. La comparaison des solutions peut alors se faire en étudiant leur distance au front de Pareto et leur position relative dans l'espace des contraintes.

Cette démarche offre un cadre très général pour l'évaluation des solutions de routage, de partage du canal et de tous les aspects associés à l'interface radio. On s'intéressera en particulier aux algorithmes distribués basés sur la négociation entre noeuds voisins, en exploitant par exemple la théorie des jeux [Fele 07, Coma 07b], l'échantillonnage de Gibbs [Kauf 05, Kauf 07], ou encore avec les algorithmes gossip dont nous avons parlé au

chapitre 6 [Boyd 06]. Ces techniques trouvent leur intérêt pour rechercher des solutions d'auto-organisation dans un réseau de type *ad hoc* ou pour faire face à la problématique de cohabitation de réseaux non coordonnés [Mans 07].

### 7.3.2 Approches coopératives

Le contexte décrit ci-dessus ne dit rien sur les méthodes que l'on peut mettre en oeuvre pour atteindre un objectif (capacité, énergie, ...). Nous souhaitons évaluer dans ce deuxième axe de recherche, les performances des techniques coopératives dans leur ensemble, toujours guidés par les deux applications que sont les réseaux d'accès et les réseaux de capteurs. Comparer l'efficacité d'une approche de routage multi-chemins avec celle d'une approche MIMO virtuel, nécessite d'élaborer le schéma de communication dans son ensemble et d'évaluer les performances dans le contexte global du réseau. Parce que les réseaux de capteurs ont des contraintes très différentes de celles des réseaux d'accès, l'évaluation des techniques coopératives dans le contexte multi-objectifs pourra montrer la pertinence de telle ou telle approche en fonction du contexte. Comme nous l'avons dit au chapitre 6, l'exploitation de techniques coopératives modifie considérablement l'organisation des réseaux et les performances limites ne sont pas toutes connues. Ce domaine reste très ouvert, en particulier lorsqu'il est considéré de façon transversale.

### 7.3.3 La radio-logicielle

Dans le contexte de l'optimisation distribuée, la radio-logicielle apporte au réseau une augmentation des degrés de liberté des noeuds. Plus on intègre de paramètres ajustables dans l'interface radio, plus la souplesse offerte au réseau permettra d'en optimiser les performances avec en contre-partie une complexité d'organisation croissante.

Nous continuerons de travailler autour de la plate-forme radio logicielle à l'étude d'un récepteur agile, afin d'intégrer dans le contexte réseau, des propriétés réalistes du terminal, tout en cherchant à maximiser les degrés de liberté dont il dispose. En offrant au terminal une grande agilité, la radio-logicielle permet au réseau dans son ensemble de s'adapter au contexte. Le passage de l'agilité du noeud à l'agilité du réseau repose sur une gestion distribuée efficace d'un maximum de paramètres. Parce que les algorithmes distribués reposent sur des échanges simplifiés entre quelques noeuds voisins, il ne faut pas négliger la problématique d'écoute et de détection de signal ambiant, qui est nécessaire pour permettre au terminal d'interagir avec l'environnement.

D'un point de vue applicatif, cette démarche s'appuie plutôt sur la problématique des réseaux d'accès, car les contraintes de coût et d'énergie inhérente aux réseaux de capteurs limitent assez fortement les degrés de liberté dont peut disposer le terminal. Malgré tout, il n'est pas impossible d'envisager même à bas débit, une certaine souplesse de l'interface radio (type de modulation, codage même simple, ...) pouvant être prise en compte dans la recherche d'optimisation du réseau.

Enfin, dans le contexte de la cohabitation de réseaux multiples, la radio-logicielle offre également la possibilité de mettre en place une collaboration au niveau physique entre des standards non réputés compatibles présents sur la même bande, grâce aux fonctions de détection et d'analyse du canal radio. Il s'agit en quelque sorte de généraliser à un environnement multi-standards [Hayk 05], les techniques d'accès de type CSMA/CA utilisées par la couche MAC dans les réseaux traditionnels.

Même si ce genre de collaboration est envisageable, la cohabitation de plusieurs standards sur la même bande radio ne pourra réussir qu'à la condition de mettre également en oeuvre des techniques de réjection d'interférences de façon extrêmement efficace. Elles reposent sur trois éléments clés : le traitement spatial grâce à l'utilisation de terminaux multi-antennes, le traitement multi-utilisateurs, avec prise en compte de signaux hétérogènes partiellement recouvrant, et la mise en place d'un traitement dynamique pour s'adapter aux conditions réelles [Andr 05, Akyi 06]. Le terminal du futur sera multi-\* (multi-standards, multi-canaux et multi-antennes).

### 7.3.4 Simulation et modélisation du canal radio

Pour ne pas trahir ce qui a été énoncé tout au long de ce manuscrit, nous continuons de penser qu'il est impératif de développer des modèles radio réalistes, en particulier dans un contexte de réseaux coopératifs. En

ce qui concerne la simulation également, il faut continuer à travailler sur le compromis complexité-précision, afin de permettre la simulation de réseaux de grande taille. Notre approche basée sur l'algorithme MR-FDPF a des atouts pour cela et nous comptons poursuivre nos efforts pour rendre la méthode de calcul encore plus efficace. Parce qu'elle est basée sur des inversions matricielles et la projection des sources dans des sous-espaces imbriqués, nous allons poursuivre nos efforts sur les techniques de réduction d'espace. C'est quelque chose que nous avons commencé pour l'implémentation 3D, au cours de la thèse de Guillaume de la Roche, mais il reste plusieurs pistes encore non exploitées. Il faudra également continuer nos efforts pour la prise en compte du 3D. En plus de ces aspects liés à la méthode de calcul elle-même, et à la complexité de calcul, il reste dans notre approche à approfondir l'estimation de la réponse impulsionnelle, et la prise en compte des techniques MIMO. Nous en avons posé les bases, mais la mise en oeuvre et la validation expérimentale devront être poursuivies.

Au-delà des applications de planification et de simulation, le développement du simulateur basé sur la technologie MR-FDPF devrait permettre une étude fine du canal radio indoor vu dans un contexte multi-points à multi-points. Nous proposons donc d'utiliser ce simulateur, après validation expérimentale, pour définir des modèles statistiques plus complets que les modèles existants, et adaptés à l'indoor. Pour cela nous nous intéresserons aux statistiques d'ordre 2, en temps et en espace, à partir du modèle stochastique présenté au chapitre 1. Ces modèles seront indispensables pour la simulation et l'évaluation des approches coopératives dans les réseaux et en particulier dans le contexte des réseaux de capteurs.

# Bibliographie

- [Abdi 01] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh, and G. Giannakis. “On the estimation of the K parameter for the rice fading distribution”. *Proc. IEEE*, Vol. 5, No. 3, pp. 92–94, March 2001.
- [Adic 02] M. D. Adickes, R. Billo, B. Norman, S. Banerjee, B. Nnaji, and J. Rajgopal. “Optimization of indoor wireless communication network layout”. *IIE Transactions*, Vol. 34, pp. 823–836, 2002.
- [Agua 00] F. Aguado Agelet, A. Formella, J. Hernando Rabanos, F. Isasi de Vicente, and F. Perez Fontan. “Efficient ray-tracing acceleration techniques for radio propagation modeling”. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 6, pp. 2089–2104, november 2000.
- [Agua 02] F. Aguado-Agelet, A. M. Varela, L. Alvarez-Vazquez, J.-M. H. Rabanos, and A. Formella. “Optimization Methods for Optimal Transmitter Locations in a Mobile Wireless System”. *IEEE Journal of Vehicular Technology*, Vol. 51, No. 6, p. , November 2002.
- [Ahn 04] M. Ahn, D. Kim, and J. S. Kenney. “Throughput improvement in interference limited multipath environments using a smart antenna for IEEE 802.11b WLAN”. In : *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pp. 411–414, Sep. 2004.
- [Akyi 02] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci. “Wireless sensor networks : a survey”. *Computer Networks-the International Journal of Computer and Telecommunications Networking*, Vol. 38, No. 4, pp. 393–422, March 2002.
- [Akyi 05] I. Akyildiz, X. Wang, and W. Wang. “Wireless mesh networks : a survey”. *Computer Networks and ISDN Systems*, Vol. 47, No. 4, pp. 445–487, 2005.
- [Akyi 06] I. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. Vuran, and S. Mohanty. “NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks : a survey”. *Computer Networks*, Vol. 50, No. 13, pp. 2127–2159, september 2006.
- [Alme 05] S. Almeras, G. Guibe, and C. Le Martret. “An efficient distributed ad hoc MAC protocol for UWB time-hopping code impulse radio”. In : *Military Communications Conference, 2005. MILCOM 2005. IEEE*, pp. 1263–1269, Oct. 2005.
- [Alme 07] P. Almers, E. Bonek, A. B. and3 N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyosti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Ozcelik2. “Survey of Channel and Radio Propagation Models for WirelessMIMO Systems”. *EURASIP Journal onWireless Communications and Networking*, Vol. 1, pp. 1–19, 2007.
- [Alou 99] M.-S. Alouini and A. Goldsmith. “A Unified Approach for Calculating Error Rates of Linearly Modulated Signals Over Generalized Fading Channels”. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, No. 9, September 1999.
- [Amal 02] E. Amaldi, A. Capone, and F. Malucelli. “Planning UMTS Base Station Location : Optimization models with power control and algorithms”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 5, pp. 939–952, 2002.
- [Amal 05] E. Amaldi, A. Capone, M. Cesana, and F. Malucelli. “Algorithms for WLAN Coverage Planning”. *Lecture Notes in Computer Science*, Vol. 3427, pp. 52–65, February 2005.
- [Ande 96] J. B. Andersen. “Radio Channel Characterisation”. In : C. . F. Report, Ed., *Digital mobile Radio Towards Future Generation Systems*, <http://www.lx.it.pt/cost231/>, 1996.
- [Andr 05] J. G. Andrews. “Interference cancellation for cellular systems : a contemporary overview”. *IEEE Wireless Communications*, Vol. 12, No. 2, pp. 19–29, april 2005.



- [Anou 05] H. Anouar and C. Bonnet. “A self-balanced receiver-oriented MAC protocol for multiple channels multihop ad-hoc networks”. In : *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, pp. 1514–1518, May/June 2005.
- [Arsl 00] H. Arslan, S. C. Gupta, G. E. Bottomley, and S. Chennakeshu. “New approaches to adjacent channel interference suppression in FDMA/TDMA mobile radio systems”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, pp. 1126–1139, July 2000.
- [Atha 00] G. E. Athanasiadou and A. R. Nix. “Investigation into the sensitivity of the power predictions of a microcellular ray tracing propagation model”. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, pp. 1140–1151, July 2000.
- [Augu 04] N. J. August, H.-J. Lee, and D. S. Ha. “An efficient multi-user UWB receiver for distributed medium access in ad hoc and sensor networks”. In : *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pp. 455–458, Sep. 2004.
- [Awan 06] K. Awan, I. and Al-Begain. “Performance evaluation of wireless networks”. *Int. Journal of Wireless Information*, Vol. 13, No. 2, pp. 95–97, 2006.
- [Azar 05] K. Azarian, H. El Gamal, and P. Schniter. “On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels”. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, No. 12, pp. 4152–4172, Dec. 2005.
- [Bach 06] A. Bachir, D. Barthel, M. Heusse, and A. Duda. “Micro-Frame Preamble MAC for Multihop Wireless Sensor Networks”. In : *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, pp. 3365–3370, Istanbul,, June 2006.
- [Bahr 05] A. Bahri and S. Chamberland. “On the wireless local area network design problem with performance guarantees”. *Computer Networks*, Vol. 48, No. 6, pp. 856–866, August 2005.
- [Beld 05] P. J. M. Belding-Royer, K. C. Almeroth, and S. Suri. “Real-world environment models for mobile network evaluation”. *IEEE Journal on selected areas in communications*, Vol. 23, No. 3, pp. 622–632, 2005.
- [Bett 01] C. Bettstetter. “Smooth is better than sharp : a random mobility model for simulation of wireless networks”. In : *4th ACM International Workshop on Modeling Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems*, pp. 19–27, Rome, Italy, 2001.
- [Bett 02] C. Bettstetter. “On the Minimum Node Degree and Connectivity of a wireless Multihop Network”. In : *MobiHoc '02 : Proceedings of the 3rd ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing*, pp. 80–91, New York, USA, june 2002.
- [Bett 03] C. Bettstetter and C. Hartmann. “Connectivity of wireless multihop networks in a shadow fading environment”. In : *Proc. of ACM International workshop MSWIM*, pp. 28–32, San Diego, USA, 2003.
- [Bett 04] C. Bettstetter. “On the connectivity of ad hoc networks”. *The Computer journal*, Vol. 47, No. 4, pp. 432–447, 2004.
- [Bett 05a] C. Bettstetter and C. Hartmann. “Connectivity of wireless multihop networks in a shadow fading environment”. *Wireless Networks*, Vol. 11, pp. 571–579, 2005.
- [Bett 05b] C. Bettstetter, C. Hartmann, and C. Moser. “How does randomized beamforming improve the connectivity of ad hoc networks”. In : *Proc. IEEE Intern. Conf. on Communications (ICC)*, pp. 3380–85, Seoul, Korea, May 2005.
- [Bian 00] G. Bianchi. “Performance analysis of the IEEE 802.11 DCF”. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, 2000.
- [Bigl 95] E. Biglieri, G. Caire, and G. Taricco. “Approximating the Pairwise Error Probability for Fading Channels”. *IEE Electronics Letters*, Vol. 31, No. 19, pp. 1625–1627, September 1995.
- [Blet 06] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman. “A simple Cooperative diversity method based on network path selection”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24, No. 3, pp. 659–672, March 2006.
- [Bott 98] G. E. Bottomley and S. Chennakeshu. “Unification of MLSE receivers and extension to time-varying channels”. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 4, pp. 464–472, Apr. 1998.

- [Boyd 06] S. Boyd, A. Ghosh, B. Prabhakar, and D. Shah. “Randomized gossip algorithms”. *IEEE/ACM Trans. Netw.*, Vol. 14, pp. 2508–2530, 2006.
- [Butl 03] R. Butler and A. Wood. “Laplace Approximations for Hypergeometric Functions with Matrix Argument”. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, Vol. 155, pp. 359–382, June 2003.
- [Cai 96] X. Cai and G. B. Giannakis. “A two dimensional channel simulation model for shadowing process”. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 52, No. 6, pp. 1558–1567, 1996.
- [Calg 01] P. Calégari, F. Guidec, P. Kuonen, and F. Nielsen. “Combinatorial Optimization algorithms for Radio Network Planning”. *Theoretical Computer Science*, Vol. 263, pp. 235–345, 2001.
- [Cham 97] B. Chamaret, S. Josselin, P. Kuonen, M. Pizarosso, B. Salas-Manzanedo, S. Ubeda, and D. Wagner. “Radio Network Optimization with Maximum Independent Set Search”. In : *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 770–774, Phoenix, USA, May 1997.
- [Chau 02] C. Chaudet and I. Guérin-Lassous. “BRuIT : Bandwidth Reservation under InTerferences influence”. In : *European Wireless*, pp. 466–472, Florence, Italie, February 2002.
- [Chau 05] C. Chaudet, D. Dhoutaut, and I. Guérin-Lassous. “Performance Issues with IEEE 802.11 in Ad Hoc Networking”. *IEEE Communication Magazine*, Vol. 43, No. 7, July 2005.
- [Chen 05] G. Chen, J. Branch, and B. Szymanski. “Self-selective routing for wireless ad hoc networks”. In : *Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications, 2005. (WiMob’2005), IEEE International Conference on*, pp. 57–64, August 2005.
- [Chen 88] Y.-C. Cheng and T. Robertazzi. “Critical connectivity phenomena in multihop radio models”. *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 37, No. 7, pp. 770–777, 1988.
- [Chop 97] B. Chopard, P. Luthi, and J. Wagen. “A lattice boltzmann method for wave propagation in urban microcells”. In : *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, pp. 251–255, 1997.
- [Coma 06] C. Comaniciu and H. Poor. “On the Capacity of mobile ad hoc networks with delay constraints”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 8, pp. 2061–2071, august 2006.
- [Coma 07a] C. Comaniciu. *Cognitive Wireless Networks*, Chap. chap 28 : Cooperation for cognitive networks : opportunities and challenges, pp. 533–554. Springer, 2007.
- [Coma 07b] C. Comaniciu and H. Poor. “On Energy-Efficient Hierarchical Cross-Layer Design : Joint Power Control and Routing for Ad Hoc”. *Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. , No. , p. 9pp, 2007.
- [Cont 03a] A. Conti, M. Win, and M. Chiani. “On the Inverse Symbol-Error Probability for Diversity Reception”. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 5, May 2003.
- [Cont 03b] A. Conti, M. Win, M. Chiani, and J. Winters. “Bit Error Outage for Diversity Reception in Shadowing Environment”. *IEEE Communications Letters*, Vol. 7, No. 1, January 2003.
- [Cont 05] A. Conti, M. Win, and M. Chiani. “Invertible Bounds for M-QAM in Rayleigh Fading”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 5, September 2005.
- [Crai 91] J. Craig. “A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations”. In : *Proc. IEEE MILCOM’91 Conference Record*, pp. 571–575, November 1991.
- [Das 05] A. K. Das, H. M. K. Alazemi, R. Vijayakumar, and S. Roy. “Optimization models for fixed channel assignment in wireless mesh networks with multiple radios”. In : *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2005. IEEE SECON 2005. 2005 Second Annual IEEE Communications Society Conference on*, pp. 463–474, Sep. 2005.
- [De 03] S. De, C. Qiao, and H. Wu. “Meshed multipath routing : an efficient strategy in sensor networks”. *2003. WCNC 2003. 2003 IEEE Wireless Communications and Networking*, Vol. 3, pp. 1912–1917, March 2003.
- [Desa 02] M. Desai and D. Manjunath. “On the connectivity in finite ad hoc networks”. *IEEE Communications letters*, Vol. 6, No. 10, pp. 437–439, 2002.

- [Dhou 03] D. Dhoutaut. *Etude du standard 802.11 dans le cadre des réseaux ad hoc : de la simulation à l'expérimentation*. PhD thesis, INSAL, France, December 2003.
- [Di B 05] M.-G. Di Benedetto, L. DE Nardis, M. Junk, and G. Giancola. “uncoordinated, Wireless, base-born medium access for UWB communication networks”. In : *Mobile networks and applications*, 2005.
- [Dini 05] R. Dinis, D. Falconer, and B. Ng. “Iterative frequency-domain equalizers for adjacent channel interference suppression”. In : *Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE*, Nov./Dec. 2005.
- [Dohl 03] M. Dohler. *Virtual Antenna Arrays*. PhD thesis, King's College, London, UK, 2003.
- [Dous 02] O. Dousse, P. Thiran, and M. Hasler. “Connectivity in ad-hoc and hybrid networks”. In : *Proc. of IEEE Infocom*, pp. 1079–1088, New York, USA, 2002.
- [Dous 05] O. Dousse, F. Baccelli, and P. Thiran. “Impact of interferences on connectivity in ad hoc networks”. *IEEE/ACM on transactions on networking*, Vol. 13, No. 2, pp. 425–436, avril 2005.
- [Dunn 06] J. Dunn, M. Neufeld, A. Sheth, D. Grunwald, and J. Bennett. “A practical cross-layer mechanism for fairness in 802.11 networks”. *Mobile Networks and Applications*, Vol. 11, No. , pp. 37–45, 2006.
- [E Am 07] M. C. E. Amaldi, A. Capone and F. Malucelli. “Optimization Models for the Radio Planning of Wireless Mesh Networks”. In : *proc. of IFIP Networking, 2007.*, pp. 287–298, May 2007.
- [Even 07] F. Evennou. *Techniques et technologies de localisation avancées pour terminaux mobiles dans les environnements indoor*. PhD thesis, Grenoble 1 : Université Joseph Fourier, laboratoire France Telecom R& D, Grenoble, Janvier 2007.
- [Fan 07] Y. Fan and J. Thompson. “MIMO Configurations for Relay Channels : Theory and Practice”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 6, No. 5, pp. 1774–1786, May 2007.
- [Fang 04] Z. Fang and B. Bensaou. “Fair bandwidth sharing algorithms based on game theory frameworks for wireless ad-hoc networks”. In : *Proc. of IEEE INFOCOM*, pp. 1284–1295, march 2004.
- [Fele 07] M. Felegyhazi, M. Cagalj, D. Dufour, and J.-P. Hubaux. “Border Games in Cellular Networks”. In : *Infocom*, Anchorage, Alaska, USA, May 2007.
- [Feme 04] G. Femenias. “BER Performance of Linear STBC From Orthogonal Designs Over MIMO Correlated Nakagami- $m$  Fading Channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, No. 2, pp. 307–317, March 2004.
- [Fort 96] S. Fortune. “A Beam tracing algorithm for prediction of indoor radio propagation”. Tech. Rep., February 1996.
- [Fort 98] S. Fortune. “Algorithms for prediction of indoor radio propagation”. Tech. Rep., AT& T Bell Laboratories report, January 1998.
- [Fran 05] M. Franceschetti, L. Booth, M. Cook, R. Meester, and J. Bruck. “Continuum Percolation with Unreliable and Spread-out Connections”. *Journal of Statistical Physics*, Vol. 118, No. 3/4, pp. 721–734, february 2005.
- [Fruh 00] T. Fruhwirt and P. Brisset. “Placing Base Stations in Wireless Indoor Communication Networks”. *IEEE Intelligent Systems*, pp. 49–53, February 2000.
- [Gall 07] A. Gallais. *Ordonnement d'activité dans les réseaux de capteurs : l'exemple de la couverture de surface*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2007.
- [Glov 97] F. Glover and M. Laguna. *Tabu Search*. Kluwer Academic Publisher, Boston, USA, 1997.
- [Gold 02] A. J. Goldsmith and S. B. Wicker. “Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks”. *IEEE [see also IEEE Personal Communications] Wireless Communications*, Vol. 9, No. 4, pp. 8–27, Aug. 2002.
- [Gold 05] A. Goldsmith. *Wireless communications*. Cambridge university Press, 2005.
- [Gore 02] D. Gore, R. Heath, and A. Paulraj. “On Performance of the Zero Forcing Receiver in Presence of Transmit Correlation”. In : *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 159, 2002.

- [Goza 02] R. Gozali and B. Woerner. "On the Robustness of Space-Time Block Codes to Spatial Correlation". In : *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 832–836, May 2002.
- [Graz 02] F. Graziosi and F. Santucci. "A general correlation model for shadow fading in mobile radio systems". *Communication Letters*, Vol. 6, No. 3, pp. 102–104, 2002.
- [Gudm 91] M. Gudmundson. "Correlation model for shadow fading in mobile radio systems". *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 23, pp. 2145–2146, 1991.
- [Gupt 00] P. Gupta and P. Kumar. "The capacity of wireless networks". *IEEE transactions on information Theory*, Vol. 46, pp. 388–404, march 2000.
- [Gupt 98] P. Gupta and P. Kumar. "Critical power for asymptotic connectivity in wireless networks". In : *Stochastic Analysis Control Optimization and Applications*, pp. 547–566, 1998.
- [Haen 05] M. Haenggi. "On routing in random Rayleigh fading networks". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 4, pp. 1553–1562, July 2005.
- [Hami 07] E. B. Hamida, G. Chelius, and E. Fleury. "Neighbor Discovery Analysis in Wireless Sensor Networks". In : *In First IRAMUS Workshop on radio interfaces for WSN and MANET networks*, Val Thorens, France, January 2007.
- [Hara 04] I. Haratcherev and K. Langendoen. "Hybrid rate control for IEEE 802.11". In : *Proc. of MobiWac*, p. , Philadelphia, USA, October 2004.
- [Hass 02] M. Hassan-Ali and K. Pahlavan. "A New Statistical Model for Site-Specific Indoor Radio Propagation Prediction Based on Geometric Optics and Geometric Probability". *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol. 1, No. 1, pp. 112–124, January 2002.
- [Hayk 05] Haykin. "cognitive radio : brain-empowered wireless communications". *Selected Areas in communications, IEEE journal on*, Vol. 23, No. 2, p. , 2005.
- [He 04] J. He, A. Verstack, L. Watson, C. Stinson, N. Ramakrishnan, C. Shaffer, T. Rappaport, C. Anderson, K. Bae, J. Jiang, and W. Tranter. "Globally optimal transmitter placement for indoor wireless communication systems". *IEEE Transactions on wireless communications*, Vol. 3, No. 6, pp. 1906–1911, November 2004.
- [Hekm 04] R. Hekmat and P. Van Mieghem. "Study of connectivity in wireless ad-hoc networks with an improved radio model". In : *Proc. of International workshop WiOpt*, Cambridge, UK, 2004.
- [Heus 03] F. Heusse, M. and Rousseau, G. Berger-Sabbatel, and A. Duda. "Performance anomaly of 802.11b". In : *Proc. of IEEE Infocom*, pp. 836–843, San Francisco, USA, march 2003.
- [Hoef 85] W. Hofer. "The transmission line matrix method - theory and applications". *IEEE Transactions on Microwaves Theory Technique.*, Vol. 33, No. 4, pp. 882–893, 1985.
- [Holl 01] G. Holland, N. Vaidya, and P. Bahl. "A rate-adaptive MAC protocol for multi-hop wireless networks". In : *Proc. of ACM/IEEE Mobicom*, p. , Rome, Italy, July 2001.
- [Honc 93] W. Honcharenko, H. Bertoni, L. Dailing, J. Qian, and H. Yee. "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings". *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, No. 6, pp. 787–790, 1993.
- [Hopp 03] R. Hoppe, P. Wertz, F. Landstorfer, and G. Wolffe. "Advanced Ray-optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios including wideband properties". *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 14, pp. 61–69, 2003.
- [Imai 02] T. Imai and T. Fujii. "Fast algorithm for indoor microcell area prediction system using ray-tracing method". *Electronics and Communications in Japan, part 1*, Vol. 85, No. 6, pp. 41–52, 2002.
- [Jake 74] W. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. IEEE press, 1974.
- [Jedi 04a] A. Jedidi. *Modélisation et optimisation de la topologie des réseaux mobiles GSM*. PhD thesis, Grenoble 1 : Université Joseph Fourier, Laboratoire Leibnitz, Institut National Polytechnique de Grenoble, May 2004.
- [Jedi 04b] A. Jedidi, A. Caminada, and G. Finke. "2-Objective optimization of cells overlap and geometry with evolutionary algorithms". In : *EvoWorkshops 2004, LCNS*, pp. 130–139, Portugal, April 5-7 2004.

- [Ji 01] Z. Ji, B.-H. Li, H.-X. Wang, H.-Y. Chen, and T. K. Sarkar. “Efficient Ray-Tracing Methods for Propagation Prediction for Indoor Wireless Propagation”. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 2, pp. 41–49, April 2001.
- [Ji 04] P. Ji, B. Liu, D. Towsley, Z. Ge, and J. Kurose. “Modeling Frame-level Errors in GSM Wireless Channels”. In : *Internet performance Symposium*, january 2004.
- [Jing 98] L. Jingming, J.-F. Wagen, and E. Lachat. “A quasi 3D ParFlow approach for the 3D propagation simulation in urban environment”. In : *48th Vehicular Technology Conference VTC 98*, pp. 1145–1149, May 1998.
- [John 87] P. Johns. “A symmetrical condensed node for the TLM method”. *IEEE trans. on Microwave theory Techniques*, Vol. 35, pp. 370–377, April 1987.
- [Jond 07] F. Jondral and V. Blaschke. *Cognitive Wireless Networks*, Chap. chap 33 : Evolution of Digital Radio, pp. 533–554. Springer, 2007.
- [Jone 93] D. Jones, C. Perttunen, and B. Stuckman. “Lipschitzian Optimization without the Lipschitz Constant”. *Journal of Optimization Theory and Applications*, Vol. 79, No. 1, pp. 157–181, October 1993.
- [Kari 05] H. R. Karimi and A. M. Kuzminskiy. “The impact of interference cancellation on the uplink throughput of WLAN with CSMA/CA”. In : *Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE*, nov/dec 2005.
- [Karl 05] H. Karl and A. Willig. *protocols and architectures for wireless sensor networks*. Wiley, 2005.
- [Kauf 05] B. Kauffmann, F. Baccelli, A. Chaintreau, K. Papagiannaki, and C. Diot. “Self-organization of interfering 802.11 wireless access networks”. Research Report RR-5649, INRIA, August 2005.
- [Kauf 07] B. Kauffmann, F. Baccelli, A. Chaintreau, V. Mhatre, K. Papagiannaki, and C. Diot. “Measurement-Based Self Organization of Interfering 802.11 Wireless Access Networks”. *INFOCOM 2007. 26th IEEE International Conference on Computer Communications. IEEE*, pp. 1451–1459, May 2007.
- [Khal 05] R. Khalili and K. Salamatian. “A New Analytic Approach to Evaluation of Packet Error Rate in Wireless Networks”. In : *3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR '05)*, pp. 333–338, 2005.
- [Konr 01] A. Konrad, B. Y. Zhao, A. D. Joseph, and R. Ludwig. “A Markov-Based Channel Model Algorithm for Wireless Network”. In : *Fourth ACM International Workshop on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems (MSWiM)*, 2001.
- [Kris 03] B. Krishnamachari, Y. Mourtada, and S. Wicker. “The energy-robustness tradeoff for routing in wireless sensor networks”. In : *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, pp. 1833–1837, May 2003.
- [Kuma 02] K. Kumaran, S. Golowich, and S. Borst. “Correlated shadow-fading in wireless networks and its effect on call dropping”. *Wireless Networks*, Vol. 8, No. 1, pp. 61–70, 2002.
- [Lane 03] J. N. Laneman and G. W. Wornell. “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks”. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 49, No. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.
- [Lane 04] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell. “Cooperative diversity in wireless networks : Efficient protocols and outage behavior”. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50, No. 12, pp. 3062–3080, Dec. 2004.
- [Last 97] J. Laster and J. Reed. “Interference Rejection in Digital Wireless Communications”. *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 14, pp. 37–62, May 1997.
- [Lee 02] Y. Lee, K. Kim, and Y. Choi. “Optimization of AP Placement and Channel Assignment in Wireless LANs”. In : *27th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks (LCN'02)*, pp. 831–836, Tampa, Florida, USA, November 2002.
- [Lee 98] J. W. H. Lee and A. K. Y. Lai. “FDTD analysis of indoor radio propagation”. In : *IEEE Antennas Propagation Society International Symposium*, pp. 1664–1667, Atlanta, GA, June 1998.

- [Li 98] J. Li, J.-F. Wagen, and E. Lachat. "A quasi 3D ParFlow approach for the 3D propagation simulation in urban environment". In : *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, pp. 1145–1149, Ottawa, Ont., Canada, May 1998.
- [Lomb 99] P. Lombardo, G. Fedele, and M. Rao. "MRC Performance for Binary Signals in Nakagami Fading with General Branch Correlation". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, No. 1, pp. 44–52, January 1999.
- [Lope 04] O. M. Lopez and I. A. Gonzalez. "Automatic Planning Optimal Quality-Cost wireless networks, the indoor pareto oriented ABSPAD approach.". In : *Proceedings of IEEE Personal and Indoor Mobile Radio Communications PIMRC*, p. , Barcelona, Spain, September 2004.
- [Lu 06] J.-L. Lu and F. Valois. "Performance evaluation of 802.11 WLAN in a real indoor environment". *Proceedings of WiMob'06*, June 2006.
- [Lu 99] J. Lu, K. Letaief, and J.-I. C. M. Liou. "M-PSK and M-QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, pp. 181–184, February 1999.
- [Luo 01] J. Luo, J. Zeidler, and S. McLaughlin. "Performance Analysis of Compact Antenna Arrays with MRC in Correlated Nakagami Fading Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 1, pp. 267–277, January 2001.
- [Luth 98] P. O. Luthi. *Lattice Wave Automata : from radiowave to fracture propagation*. PhD thesis, University of Geneva, Geneva, Switzerland, march 1998.
- [Maar 06] A. Maaref and S. Aïssa. "Performance Analysis of Orthogonal Space-Time Block Codes in Spatially Correlated MIMO Nakagami Fading Channels". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 4, pp. 807–817, April 2006.
- [Mans 07] M. Manshaei, M. Félegyhazi, J. Freudiger, J. Hubaux, and P. Marbach. *Cognitive Wireless Networks*, Chap. chap 29 : Spectrum sharing games of network operators and cognitive radios, pp. 555–578. Springer, 2007.
- [Maro 04] M. Maroti. "Directed flood-routing framework for wireless sensor networks". In : *Middleware '04 : Proceedings of the 5th ACM/IFIP/USENIX international conference on Middleware*, pp. 99–114, Springer-Verlag New York, Inc., New York, NY, USA, 2004.
- [Max 07] S. Max, L. Stibor, and G. Hiertz. "On the Performance of Hybrid Wireless/Wired Mesh Networks". In : *Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications, IEEE*, p. , October 2007.
- [McKn 91] J. W. McKnown and R. L. Hamilton. "Ray Tracing as design tool for radio networks". *IEEE Network Magazine*, Vol. 5, pp. 27–30, November 1991.
- [Medb 98] J. Medbo and P. Schramm. "Channel Models for HIPERLAN D". Research Report no. 3ERI085B, ETSUBRAN, 1998.
- [Mior 05] D. Miorandi and E. Altman. "Coverage and Connectivity of Ad-Hoc Networks in Presence of channel Randomness". In : *Proc of IEEE INFOCOM*, pp. 491–502, Miami, USA, 2005.
- [Mito 00] J. Mitola. *Cognitive Radio : An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. PhD thesis, Royal Institute of Technology (KTH) Stockholm, Sweden, 2000.
- [Moli 06] A. Molish and H. e. a. Hofstetter. "The COST273 channel model". *COST273 final report, L. Correia ed., springer*, 2006.
- [Nesk 00] A. Neskovic, N. Neskovic, and G. Paunovic. "Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment". *IEEE communication surveys*, <http://www.comsoc.org/pubs/surveys>, Vol. , pp. 2–12, October 2000.
- [Oppe 02] I. Oppermann. "Extending the scope of 802.11 WLAN through LMMSE CDMA receiver structures". In : *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, pp. 864–868, Sep. 2002.
- [Orri 03] J. Orriss and S. K. Barton. "Probability distributions for the number of radio transceivers which can communicate with one another". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 4, pp. 676–681, Apr. 2003.

- [Panj 96] M. A. Panjwani, A. L. Abbott, and T. S. Rappaport. “Interactive Computation of Coverage Regions for Wireless Communication in Multifloored Indoor Environments”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 3, pp. 420–430, April 1996.
- [Patw 02] N. Patwari, Y. Wang, and R. J. O’Dea. “The importance of the multipoint-to-multipoint indoor radio channel in ad hoc networks”. In : *Wireless Communications and Networking Conference, 2002. WCNC2002. 2002 IEEE*, pp. 608–612, March 2002.
- [Patz 96] M. Patzöld, U. Killat, and F. Laue. “A deterministic digital simulation model for Suzuki processes with application to a shadowed Rayleigh land mobile radio channel”. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 45, pp. 318–331, 1996.
- [Pesi 02] L. J. Pesik, M. A. Beach, D. P. McNamara, and P. N. Fletcher. “Performance analysis of smart antenna systems for indoor wireless LANs”. In : *3G Mobile Communication Technologies, 2002. Third International Conference on (Conf. Publ. No. 489)*, pp. 418–422, May 2002.
- [Pham 05] P. P. Pham, S. Perreau, and A. Jayasuriya. “New cross-layer design approach to ad hoc networks under Rayleigh fading”. *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, Vol. 23, No. 1, pp. 28–39, 2005.
- [Proa 95] J. Proakis. *Digital Communications*. New York; McGraw-Hill, 1995.
- [Prom 02] C. Prommak, J. Kabara, D. Tipper, and C. Charnsripinyo. “Next Generation Wireless LAN system Design.”. In : *Proceedings of IEEE Military Communications Conference MILCOM, 2002*, pp. 473–477, Anaheim, California, USA, Octobre 2002.
- [Rajk 95] A. Rajkumar, B. Naylor, F. Feisullin, and L. Rogers. “Predicting RF Coverage in Large Environments using Ray-Beam Tracing and Partitioning Tree Represented Geometry”. Tech. Rep., Technical Memorandum, AT&T Bell Laboratories, 1995.
- [Rapp 96] T. Rappaport. *Wireless communications : Principles and practice*. Prentice Hall, 1996.
- [Raza 06] T. Razafindralambo and F. Valois. “Performance Evaluation of Backoff algorithms in 802.11 Ad-Hoc Networks”. In : *3d ACM Workshop on Performance Evaluation of Wireless Ad Hoc, Sensor, and Ubiquitous Networks (PE-WASUN’2006)*, p. , Malaga, Spain, october 2006.
- [Rebe 99] J. Rebel. *On the foundation of the transmission Line Matrix Method*. PhD thesis, Universitat Munchen, Munchen, Deutschland, dec 1999.
- [Ribe 05] A. Ribeiro, X. Cai, and G. B. Giannakis. “Symbol error probabilities for general Cooperative links”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 3, pp. 1264–1273, May 2005.
- [Rizk 95] K. Rizk, J. Wagen, and F. Gardiol. “two-dimensional Ray-Tracing modeling for propagation prediction in microcellular environments”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46, No. 2, pp. 508–518, spring 1995.
- [Sada 03] N. Sadagopan, F. Bai, B. Krishnamachari, and A. Helmy. “PATHS : Analysis of path duration statistics and their impact on reactive MANET routing protocols”. In : *Proc. ACM Intern. Symp. on Mobile Ad Hoc Netw. and Comp. (MobiHoc)*, p. , 2003.
- [Sant 05] P. Santi. “The critical transmitting range for connectivity in mobile ad hoc networks”. *IEEE Trans. on mobile computing*, Vol. 4, No. 3, pp. 310–317, 2005.
- [Saun 99] S. R. Saunders. *Antennas and propagation for wireless communication systems*. Wiley, 1999.
- [Scho 93] R. Scholtz. “Multiple access with time-hopping impulse modulation”. In : *Military Communications Conference, 1993. MILCOM ’93. Conference record. ’Communications on the Move’*, IEEE, pp. 447–450, Boston, MA, USA, Oct. 1993.
- [Schw 06] J. Schwoerer. *Etude et implémentation d’une couche physique UWB impulsioneille à bas débit et faible complexité*. PhD thesis, IETR-INSA de Rennes, 2006.
- [Seid 92] S. Seidel and T. Rappaport. “914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings.”. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 40, No. 2, pp. 207–217, 1992.
- [Seid 93] S. Y. Seidel, K. R. Schaubach, T. Tran, and T. Rappaport. “Research in site-specific propagation modeling for PCS system design.”. In : *proc. 43rd IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 261–264, Secaucus, NJ, USA, May 1993.

- [Sher 96] H. Sherali, M. Pendyala, and T. Rappaport. "Optimal Location of Transmitters for Micro-Cellular Radio Communication System Design". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 4, pp. 662–673, May 1996.
- [Shin 02] H. Shin and J. Lee. "Exact Symbol Error Probability of Orthogonal Space-Time block Codes". pp. 1197–1201, 2002.
- [Shin 04a] H. Shin and J. Lee. "On the Error Probability of Binary and M-ary Signals in Nakagami-m Fading Channels". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 52, No. 4, pp. 536–539, April 2004.
- [Shin 04b] H. Shin and J. Lee. "Performance Analysis of Space-Time Block Codes Over Keyhole Nakagami-m Fading Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, pp. 1197–1201, March 2004.
- [Shle 02] Y. O. Shlepnev. "Treffitz Finite Elements for Electromagnetics". *IEEE trans. on Microwave theory Techniques*, Vol. 50, No. 5, pp. 1328–1339, May 2002.
- [Simo 05a] M. Simon and M.-S. Alouini. *Digital Communication over Fading Channels, Second Edition*. Wiley, 2005.
- [Simo 05b] M. Simon and M.-S. Alouini. *Digital Communication over Fading Channels, Second Edition*. Wiley, 2005.
- [Simo 98a] M. Simon and M.-S. Alouini. "A Unified Approach to the Performance Analysis of Digital Communication over Generalized Fading Channels". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 86, No. 9, September 1998.
- [Simo 98b] M. Simon and M.-S. Alouini. "A Unified Approach to the Probability of Error for Noncoherent and Differentially Coherent Modulations Over Generalized Fading Channels". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 12, December 1998.
- [Sirk 06] B. Sirkeci-Mergen, A. Scaglione, and G. Mergen. "Asymptotic analysis of multistage cooperative broadcast in wireless networks". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 52, No. 6, pp. 2531–2550, June 2006.
- [Skla 88] B. Sklar. *Digital Communications Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 1988.
- [SMos 96] S. Moshavi. "Multi-user detection for DS-SS communications". *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 34, pp. 124–136, October 1996.
- [Srin 95] N. Srinivas and K. Deb. "Multi-Objective function optimization using non-dominated sorting genetic algorithms". *Evolutionary Computation*, Vol. 2, No. 3, pp. 221–248, 1995.
- [Stam 96] D. Stamatelos and A. Ephremides. "Spectral efficiency and optimal base placement for indoor wireless networks". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 4, pp. 651–661, May 1996.
- [Stap 04] G. Staple and K. Werbach. "The end of spectrum scarcity [spectrum allocation and utilization". *IEEE spectrum*, Vol. 41, pp. 41–48, 2004.
- [Stav 03] S. Stavrou and S. Saunders. "Review of constitutive parameters of building materials". In : *Proceedings of the 12th International Conference on Antennas and Propagation*, pp. 211–215, Exeter, UK, April 2003.
- [Stef 04] A. Stefanov and E. Erkip. "Cooperative coding for wireless networks". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 52, No. 9, pp. 1470–1476, Sep. 2004.
- [Stoj 05] I. Stojmenovic, A. Nayak, and J. Kuruvila. "Design Guidelines for Routing Protocols in Ad Hoc and Sensor Networks with a Realistic Physical Layer". *IEEE Communications Magazine (Ad Hoc and Sensor Networks Series)*, Vol. 43, No. 3, pp. 101–106, march 2005.
- [Sueh 94] N. Suehiro. "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 5, pp. 837–841, June 1994.
- [Sun 99] J. Sun and I. Reed. "Performance of MDPSK, MPSK, and Noncoherent MFSK in Wireless Rician Fading Channels". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, pp. 813–816, June 1999.



- [Suth 03] S. Suthaharan, A. Nallanathan, and B. Kannan. “Joint interference cancellation and decoding scheme for next generation wireless LAN systems”. In : *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003. SPAWC 2003. 4th IEEE Workshop on*, pp. 284–288, June 2003.
- [Suzu 00] H. Suzuki and A. S. Mohan. “Measurement and Prediction of High Spatial Resolution Indoor Radio Channel Characteristic Map”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 4, pp. 1321–1333, July 2000.
- [Taka 01] R. Takai, M. Bagrodia, K. Tang, and M. Gerla. “Efficient wireless network simulations with detailed propagation models”. *Wireless Networks*, Vol. 7, No. 3, pp. 297–305, may 2001.
- [Talb 96] L. Talbi. “FDTD Characterization of the Indoor propagation”. *Journal of electromagnetic waves and applications*, Vol. 10, No. 2, pp. 243–247, 1996.
- [Tan 00] C. Tan and N. Beaulieu. “On first-order Markov modeling for the Rayleigh fading channel”. *IEEE trans. on Communications*, Vol. 48, No. 12, pp. 2032–2040, 2000.
- [Tan 97] K.-C. Tan and G.-L. Oh. “Estimating directions-of-arrival of coherent signals in unknown correlated noise via spatial smoothing”. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, Vol. 45, No. 4, pp. 1087–1091, Apr. 1997.
- [Tell 93] C. Tellambura, Q. Wang, and V. Bhargava. “A Performance Analysis of Trellis-Coded Modulation Schemes over Rician Fading Channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 42, No. 4, pp. 491–501, November 1993.
- [Toum 03] S. Toumpis and A. Goldsmith. “Capacity region for wireless ad hoc networks”. *IEEE trans on wireless communications*, Vol. 2, No. 4, pp. 736–748, 2003.
- [Tse 05] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of Wireless communication*. Cambridge university Press, 2005.
- [Unbe 03] M. Unbehaun and M. Kamenetky. “On the deployment of picocellular wireless infrastructure”. *Wireless Communications, IEEE*, Vol. 10, No. 6, pp. 70–80, December 2003.
- [Vale 93] R. Valenzuela. “A Ray Tracing approach to predicting indoor wireless transmission.”. In : *Proceedings of the 43rd IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 214–218, May 1993.
- [Valu 98] R. A. Valenzuela, S. Fortune, and J. Ling. “Indoor Propagation Prediction Accuracy and Speed Versus Number of Reflexions in Image-Based 3-D Ray-Tracing”. In : *proc. of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 539–543, may 1998.
- [Vasq 01] M. Vasquez and J.-K. Hao. “A Heuristic Approach for Antenna Positioning in Cellular Networks”. *Journal of Heuristics*, Vol. 7, No. 5, pp. 443–472, 2001.
- [Verd 84] S. Verdú. *Optimum Multiuser Signal Detection*. PhD thesis, Univ. of IL., Urbana-Champaign, 1984.
- [Wang 03a] Z. Wang and G. Giannakis. “A Simple and General Parameterization Quantifying Performance in Fading Channels”. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 8, August 2003.
- [Wang 03b] Z. Wang and G. Giannakis. “A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels”. *IEEE trans on Communications*, Vol. 51, No. 8, pp. 1389–1398, August 2003.
- [Wang 96] H. Wang and P. Chang. “On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh-fading channel”. *IEEE trans. on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 5, pp. 353–357, 1996.
- [Wlff 05] G. Wölflé, R. Wahl, P. Wertz, P. Wildbolz, and F. Landstorfer. “Dominant Path Prediction Model for Indoor Scenarios”. In : *German Microwave Conference (GeMIC)*, Ulm, Germany, April 2005.
- [Wlff 98] G. Wölflé and F. Landstorfer. “Dominant Path for the Field Strength Prediction”. In : *IEEE Vehicular Technology Conference VTC*, pp. 552–556, Ottawa, Ontario, May 1998.
- [Xiao 05] L. Xiao, S. Boyd, and S. Lall. “A scheme for robust distributed sensor fusion based on average consensus”. In : *IPSN '05 : Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, p. 9, IEEE Press, 2005.
- [Xie 04] L.-L. Xie and P. R. Kumar. “A network information theory for wireless communication : scaling laws and optimal operation”. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50, No. 5, pp. 748–767, May 2004.

- [Xu 04] B. Xu, C. Yang, and S. Mao. "Multiuser space-time code for OFDM/SDMA systems [WLAN applications]". In : *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th*, pp. 828–832, May 2004.
- [Xu 05] X. Xu, C. Zhang, and X. Lin. "Using different orthogonal code sets for CCK modulation to mitigate co-channel interference among WLANs". In : *Communications and Information Technology, 2005. ISCIT 2005. IEEE International Symposium on*, pp. 885–888, Oct. 2005.
- [Yang 06a] S. Yang and J.-C. Belfiore. "Optimal Space-Time Codes for the MIMO Amplify-and-Forward Cooperative Channel". *submitted to IEEE Transactions on Information Theory*, p. , Dec. 2006.
- [Yang 06b] Z. Yang and A. Host-Madsen. "Routing and Power Allocation in Asynchronous Gaussian Multiple-Relay Channels". *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1–11, May 2006.
- [Yang 98] C.-F. Yang, B.-C. Wu, and C.-J. Ko. "A Ray-Tracing Method for modeling Indoor Wave Propagation and Penetration". *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 6, pp. 907–919, June 1998.
- [Ye 05a] F. Ye, G. Zhong, S. Lu, and L. Zhang. "GRAdient broadcast : a robust data delivery protocol for large scale sensor networks". *Wirel. Netw.*, Vol. 11, No. 3, pp. 285–298, 2005.
- [Ye 05b] F. Ye, G. Zhong, S. Lu, and L. Zhang. "GRAdient Broadcast : A Robust Data Delivery Protocol for Large Scale Sensor Networks". *ACM Wireless Networks (WINET) Journal*, Vol. 11, No. 3, pp. 285–298, May 2005.
- [Yu 03] D. Yu and H. Li. "Influence of mobility models on node distribution in ad hoc networks". In : *Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. International Conference on*, pp. 985–989, Apr. 2003.
- [Zern 05] A. Zernliyanov and G. de Veciana. "Cooperation and Decision Making in Wireless Multi-provider Setting". In : *Infocom*, 2005.
- [Zhan 04] H. Zhang and T. Gulliver. "On the Probability of Error for Orthogonal Space-Time Block Codes over Correlated Rayleigh and Nakagami- $m$  Fading Channels". In : *Proc. IEEE 6th CAS Symp. on Emerging Technologies : Mobile and Wireless Communications*, pp. 579–582, June 2004.
- [Zhan 06] J. Zhang and C. L. Soung. "Capacity improvement of wireless ad hoc networks with directional antennae". In : *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference VTC2006*, pp. 911–915, 2006.
- [Zhen 03] L. Zheng and D. N. C. Tse. "Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 49, No. 5, pp. 1073–1096, May 2003.
- [Zhou 06] G. Zhou, T. He, S. Krishnamurthy, and J. A. Stankovic. "Models and solutions for radio irregularity in wireless sensor networks". *ACM Trans. on sensor networks 2006*, Vol. 2, No. 2, pp. 221–262, may 2006.
- [Zygi 06] T. T. Zygiroidis, E. P. Kosmidou, K. P. Prokopidis, N. V. Kantartzis, C. S. Antonopoulos, K. I. Petras, and T. D. Tsiboukis. "Numerical Modeling of an Indoor Wireless Environment for the Performance Evaluation of WLAN Systems". *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 4, pp. 839–842, 2006.



# Annexe : Sélection de publications

- [1] J-M. Gorce, K. Jaffrès-Runser, and G. de la Roche. A deterministic approach for fast simulations of indoor radio wave propagation. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, 55(3,2) :938–948, 2007.
- [2] G. de la Roche, K. Jaffrès-Runser, and J-M. Gorce. On predicting indoor wlan coverage with a fast discrete approach. *Int. Journal of Mobile Network Design and Innovation*, 2(1) :3–12, 2007.
- [3] P. Mary, M. Dohler, J-M. Gorce, G. Villemaud, and M. Arndt. BPSK bit error outage over Nakagami-m fading channels in lognormal shadowing environments. *IEEE Communication Letters*, 11(6) :565–567, 2007.
- [4] K. Jaffrès-Runser, J-M. Gorce, and S. Ubéda. Mono- and multiobjective formulations for the indoor wireless lan planning problem. *Journal of Computers and Operations Research. Special Issue on Telecommunications Network Engineering*, doi :10.1016/j.cor.2007.02.011, 2007.
- [5] J-M. Gorce, R. Zhang, and H. Parvery. Impact of radio links unreliability on the connectivity of wireless sensor networks. *Eurasip JWCN*, Volume 2007 (2007), Article ID 19196, 16 pages, doi :10.1155/2007/19196.

