



HAL
open science

Représentations fonctionnelles et modélisation paramétriques et statistiques des antennes, du canal de propagation radio et de leurs interactions

Christophe Roblin

► **To cite this version:**

Christophe Roblin. Représentations fonctionnelles et modélisation paramétriques et statistiques des antennes, du canal de propagation radio et de leurs interactions. Electromagnétisme. Sorbonne Université, 2019. tel-04501764

HAL Id: tel-04501764

<https://telecom-paris.hal.science/tel-04501764v1>

Submitted on 12 Mar 2024

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.



Distributed under a Creative Commons Attribution 4.0 International License



Sorbonne Université UPMC – Télécom Paristech

EDITE – École doctorale (ED130)
informatique, télécommunications, électronique

Rapport d'activité scientifique
présenté en vue de l'obtention de
l'Habilitation à Diriger des Recherches
présentée par

Christophe Roblin

Docteur de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace

**Représentations fonctionnelles et modélisation
paramétriques et statistiques des antennes, du canal
de propagation radio et de leurs interactions**

Avril 2019

Jury :

Martine Liénard, Professeure (Université Lille 1 – IEMN)	Rapporteur
Philippe De Doncker, Professeur (Université Libre de Bruxelles)	Rapporteur
Cyril Luxey, Professeur (Université Nice Sophia-Antipolis)	Rapporteur
Aziz Benlarbi-Delai, Professeur (Sorbonne université – UPMC)	Examineur
Jean-Marc Laheurte, Professeur (Université Paris-Est Marne-La-Vallée)	Examineur
Ala Sharaiha, Professeur (Université Rennes 1 – IETR)	Examineur

Remerciements

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Alain Sibille, avec qui je travaille depuis plus de vingt-cinq ans. Je salue ses grandes qualités humaines et sa vaste culture scientifique, et je ne le remercierai jamais assez pour tout ce qu'il m'a apporté, et pour nos innombrables discussions scientifiques et techniques, sans oublier toutes les autres...

Je veux également saluer mes autres collègues de l'UEI à l'ENSTA pour nos très fréquentes discussions, parfois enflammées. Sciences et techniques, politique, histoire, art, franchises rigolades parfois potaches (eh oui, certains d'entre nous sont sans doute restés en partie de grands enfants...), etc., et boulot bien sûr – nul n'est parfait... –, même si c'était loin d'être systématique : aucun sujet n'était tabou !

Je me dois de remercier aussi tous les doctorants et les stagiaires (DEA, M2, PFE d'ingénieur) qui ont travaillé avec nous à l'ENSTA puis à TPT, ainsi que ceux avec lesquels j'ai eu divers contacts. Comme chacun sait, un laboratoire sans doctorant ne serait qu'un arbre mort... Une bonne partie des travaux présentés dans cette synthèse leur est due.

Je tiens également à profiter de cette occasion pour remercier à nouveau Denis Créte, qui a encadré ma thèse. Physicien talentueux et expérimentateur hors pair, il m'a tant appris que je n'ai pu éviter d'en oublier une bonne partie ! Je lui dois donc beaucoup sur le plan scientifique, mais également sur le plan humain, puisque nous sommes restés fidèles en amitié depuis plus de 30 ans !

J'adresse mes remerciements les plus sincères aux trois rapporteurs, Martine Liénard, Philippe De Doncker et Cyril Luxey, qui m'ont fait la grâce d'accepter d'examiner ce document. Les commentaires de collègues internationalement reconnus de notre communauté scientifique me seront précieux. Je remercie également vivement Aziz Benlarbi-Delay, Jean-Marc Laheurte et Ala Sharaiha d'avoir accepté de participer au jury.

Avant propos

La rédaction d'un manuscrit d'Habilitation à Diriger des Recherches est un exercice plutôt singulier. Comme il n'existe pas de format ne serait-ce que vaguement standardisé, on en trouve des formes très variées, allant du simple curriculum vitae détaillé à des documents scientifiques et/ou techniques approfondis.

J'ai choisi une voie médiane en synthétisant dans une 1^{re} partie un curriculum vitae assez détaillé mais essentiellement non technique (en espérant que sa lecture ne soit pas trop rébarbative...), et en présentant mes activités dans une 2^e partie scientifique et technique, en abordant les différents sujets de recherche auxquels j'ai contribué à des degrés de granularité variables selon divers critères, notamment mon degré d'implication.

Il est par ailleurs très inhabituel de soutenir son HDR aussi tardivement. J'aurais évidemment dû le faire il y a fort longtemps : que dire, si ce n'est « vieux motard que jamais ! » ? Pour l'anecdote, ce particularisme m'a obligé à déterrer pas mal d'informations enfouies sous des strates de souvenirs voilés, l'exercice relevant parfois d'avantage de fouilles archéologiques que d'autre chose !

Sommaire

I ^{re} Partie Curriculum Vitae détaillé Synthèse du parcours professionnel	1
1. CV	1
1.1. Contexte.....	2
1.2. Activités de recherche	4
1.2.1. Travaux de thèse et premières années à l'ENSTA.....	4
1.2.2. Activités de recherche depuis 2001	5
1.2.3. Activités de recherche antérieures.....	8
1.3. Encadrement doctoral et autres	9
1.3.1. Encadrement doctoral	9
1.3.2. Encadrement post-doctoral	10
1.3.3. Encadrement de stages	10
1.3.4. Scientifiques du contingent.....	11
1.4. Projets collaboratifs.....	12
1.4.1. Projets internationaux	12
1.4.2. Projets nationaux et industriels.....	13
1.5. Animation et rayonnement scientifique	14
1.5.1. Collaborations académiques.....	14
1.5.2. Jurys	15
1.5.3. Comités – expertise	16
1.5.4. Organisation de manifestations	16
1.6. Activités diverses	16
1.7. Enseignement.....	16
1.8. Liste des publications.....	18
1.8.1. Chapitres d'ouvrage.....	18
1.8.2. Articles de revues internationales avec comité de lecture	18
1.8.3. Articles de revues nationales avec comité de lecture	19
1.8.4. Conférences internationales avec actes et comité de lecture	20
1.8.5. Conférences nationales avec actes et comité de lecture	22
1.8.6. Autres publications – articles, communications et rapports techniques	23
1.8.7. Brevet.....	25
II ^e Partie Synthèse des activités de recherche.....	26
1. Introduction.....	26
2. Communications ULB – Antennes	27
2.1. Formalisme de représentation et de caractérisation des antennes ULB..	28

2.1.1.	Fonctions de transfert et réponses impulsionnelles d'antenne	29
2.1.2.	Indicateurs de performance synthétiques.....	32
2.1.3.	Prétraitements des mesures de rayonnement	33
2.2.	Systèmes RFID ULB.....	34
2.3.	Quelques exemples de conception d'antennes ULB	35
3.	Modélisation parcimonieuse des antennes par réduction d'ordre.....	41
4.	Approches statistiques des antennes et du canal de propagation	46
4.1.	Interactions ondes/personnes – Influence de l'utilisateur sur les antennes et capteurs.....	47
4.2.	Analyse et modélisation statistique des antennes en conditions incertaines – modélisation conjointe antenne/canal	51
4.2.1.	Analyse et modélisation statistique des antennes en conditions incertaines	51
4.2.2.	Analyse et modélisation conjointe antenne-canal.....	58
4.3.	Etude du canal <i>WBAN</i> ULB	59
5.	Antennes à diversité pour communications à hauts débits	62
III°	Partie Perspectives et conclusion	65
	Bibliographie.....	69
	Annexe.....	73

I^{re} Partie

Curriculum Vitae détaillé

Synthèse du parcours professionnel

1. CV

Christophe ROBLIN
Né le 24/07/62 à Paris XIV^e
Divorcé, un enfant

Télécom ParisTech
Département COMELEC
46, rue Barrault
75634 Paris Cedex 13

Parcours professionnel

- Depuis novembre 2011 : enseignant-chercheur à Télécom ParisTech, département COMELEC (Communications et électronique), équipe RFM.
- Août 1992 – Octobre 2011 : enseignant-chercheur à l'ENSTA ParisTech, UEI (Unité Electronique & Informatique) ; 1995 – 2011 : responsable du groupe AAR (*Adaptive Antennas and high datarate Radiocommunications*).
- Septembre 1991 – Juin 1992 : « professeur assistant » de physique à l'ESIEA (Ivry-sur-Seine).
- Octobre 1991 – Mars 1992 : vacataire à l'IUT de Cachan (cours de microondes).
- Octobre 1991 – Septembre 1992 : ATER (Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche) à l'université Paris VI (TD et TP d'électronique analogique et microondes).
- Septembre 1988 – Juin 1990 : « maître de conférence » en physique à l'ESIEA.

Cursus

- 1992 : thèse de doctorat (spécialité électronique) de l'ENSAE (Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace) : *Simulation de circuits passifs RF : application à l'intégration monolithique d'un oscillateur Josephson à un récepteur hétérodyne SIS*, effectuée à l'ENS (Ecole Normale Supérieure Ulm) au sein du laboratoire de radioastronomie millimétrique de l'ENS – Observatoire de Meudon, encadré par Denis Créte. Mention très honorable avec félicitations écrites du jury.
Jury : – Président : Paul Combes
– Rapporteurs : Didier Lippens et Serge Toutain
– Examineurs : Damienne Bajan, Denis Créte (co-encadrant), Pierre Encrenaz, Jean-Claude Mage et Maurice Pyee (directeur de thèse)
- 1987 : DEA (spécialité électronique microondes) de l'université Paul Sabatier (Toulouse) et de l'ENSAE ; stage sur la dynamique des amas de galaxies effectué à l'Observatoire de Meudon au sein du laboratoire de radioastronomie millimétrique.
- 1987 : diplôme d'ingénieur « Sup'Aéro » (ENSAE, Toulouse).

Thèmes de recherche

- Modélisation statistique des antennes en conditions incertaines : antennes déformables (ou « fluctuante »), antennes environnées, modèles « génériques » d'antennes,
- Modélisation parcimonieuse du comportement des antennes – notamment ULB (Ultra Large Bande) – par des méthodes de réduction d'ordre,
- Modélisation conjointe antenne/canal,
- Caractérisation et modélisation du canal de propagation dans le cadre des réseaux corporels sans fil (*Wireless Body Area Networks – WBAN*),
- Conception d'antennes : principalement pour les petits terminaux ou capteurs, en ULB (Ultra Large Bande), pour les WBAN, les RFID, l'IoT, etc.
- Travaux plus anciens : Conception d'antennes à diversité (antennes à commutation de charges, antennes adaptatives) ; modélisation et conception de circuit passifs microondes (lignes de transmission à conducteurs multiples, coupleurs hybrides, etc.).

Publications

Environ 140 publications ou rapports scientifiques et techniques, dont : 3 chapitres d'ouvrage, 20 articles de revues internationales, 4 articles de revues nationales et 65 communications dans des conférences internationales avec actes et comité de lecture.

Encadrement

- Une thèse en cours, 8 thèses soutenues (et contributions à l'encadrement de 3 autres thèses),
- Deux postdocs (et contribution de soutien à l'encadrement de 2 autres),
- Une quinzaine de stages de DEA, Master, PFE ou autres.

Contrats de recherche

Participation à 6 projets européens, 1 projet ANR, 1 projet industriel, et contributions de soutien à 3 autres projets.

Enseignement

Elaboration et coordination de plusieurs modules d'enseignement ou de « filières » dans des domaines assez variés : nanosciences et nanotechnologies, mécatronique, « véhicules du futur » par ex.

Responsabilité (et montage) de cours en propagation, antennes, microondes, architectures des émetteurs-récepteurs, électronique analogique, électromagnétisme des milieux, supraconductivité.

Participation à des cours de traitement du signal et d'électronique numérique.

1.1. Contexte

Après ma thèse sur la conception d'un récepteur submillimétrique intégré à supraconducteurs au laboratoire de radioastronomie millimétrique de l'Ecole Normale Supérieure, j'ai été recruté comme enseignant-chercheur à l'ENSTA (en tant que contractuel de la DGA) en août 1992 au sein du LEI (Laboratoire d'Electronique Informatique). Ce laboratoire était à l'époque principalement dédié à l'enseignement et au développement amont, notamment dans le domaine des architectures des microprocesseurs.

Sur le plan de la recherche, j'ai poursuivi certains axes traités dans ma thèse, notamment la conception et la modélisation de structures passives microondes. Puis mon activité a été progressivement réorientée vers les communications radio, en particulier la conception d'antennes adaptatives (à diversité) pour les communications haut débit de proximité (*HYPERLAN*, *WiFi*). J'ai en effet contribué à la transformation du LEI en un véritable laboratoire de recherche, sous l'impulsion d'Alain Sibille (arrivé à l'ENSTA en septembre 1992), notamment à partir de 1995 lorsque le LEI a été remplacé par l'UEI (Unité Electronique-Informatique) dont il a pris la direction. Différents domaines de recherche ont été définis (en relation notamment avec les besoins en enseignement) – informatique, architectures des processeurs (et DSP, ASICS, FPGA), vision et traitement d'image, optimisation, et microondes, antennes et propagation – et différents axes ont été développés (matérialisés par la création de groupes de recherche) au fur et à mesure du recrutement de nouveaux enseignants-chercheurs (quelques années plus tard, d'autres axes tels que ceux des systèmes complexes et surtout de la robotique ont été initiés puis fortement développés). J'ai assuré la responsabilité du groupe HCS (Hyperfréquences, Composants et Systèmes) à partir de 1995, transformé en groupe AAR (Antennes Adaptatives et Radiocommunications haut débit) quelques années plus tard en cohérence avec l'évolution de nos thèmes de recherche en direction des antennes, du canal de propagation et de la couche physique. Le groupe comprenait trois enseignants-chercheurs permanents – Alain Sibille (1992 – 2010), Emmanuel Jaffrot (2001 – 2006), puis Benoît Geller (recruté en sept. 2007) et moi-même – et un technicien supérieur (Gilles Poncelet) de 1995 à 2011. Un laboratoire avec un spectre aussi large et un nombre assez réduit d'enseignants-chercheurs (9 à mon départ en 2010) pose évidemment un problème de taille sous-critique auquel il a fallu faire face. Ce fût cependant une expérience très enrichissante que de côtoyer des collègues travaillant dans des domaines très différents. Cela permet en effet de garder l'esprit ouvert, d'inciter à une vision un peu plus transverse de la recherche, de découvrir parfois certaines analogies, voire certaines méthodes pouvant se révéler utiles pour ses propres travaux.

Sur le plan de l'enseignement, j'ai dû rapidement monter un cours d'*enseignement thématique* (électif) de 1^{re} année sur la supraconductivité et l'électromagnétisme des milieux. J'ai dû ensuite prendre en charge des cours d'électronique analogique en 1^{re} et 2^e année. Ces activités ont été assez chronophages les toutes premières années, ce qui a eu un impact significatif sur mon activité de recherche à mes débuts à l'ENSTA. Les nouveaux axes de recherche développés au sein du groupe – antenne et canal de propagation pour les radiocommunications – ont ainsi commencé à porter leurs fruits au milieu des années 90.

Dans les années 2000, mes recherches ont portées sur la conception et surtout la modélisation des antennes Ultra Large Bandes (ULB), des contributions sur la caractérisation du canal ULB en intérieur, les réseaux corporels sans fil (*Wireless Body Area Networks* – *WBAN*) – antennes et canal –, la modélisation parcimonieuse du rayonnement des antennes (en particulier ULB), notamment avec pour objectif de développer une *approche statistique des antennes*.

La volonté de la DGA¹ de valoriser et de renforcer la visibilité de certains thèmes de recherche de l'ENSTA ParisTech, et d'améliorer la cohérence des domaines de recherche propres à chaque école de ParisTech, a conduit au transfert de nos activités « radiocom » à Télécom ParisTech en 2010. Deux chercheurs (Alain Sibille et moi-même) et cinq doctorants ont ainsi rejoint le groupe RFM (Radiofréquences et Microondes), au département COMELEC, ainsi que l'ensemble de nos moyens instrumentaux (dont une chambre anéchoïde) et de calcul.

D'autres thèmes ont renforcé notre activité depuis la fin des années 2000, notamment dans les domaines des RFID et de la modélisation conjointe antenne-canal, ainsi qu'une

¹ Tutelle de l'ENSTA ParisTech.

montée en puissance des travaux sur la modélisation statistique du comportement des antennes en conditions incertaines.

Je travaille en étroite collaboration avec Alain Sibille depuis 25 ans, tant sur le plan de l'enseignement que de la recherche. Nous avons publié en commun plus d'une soixantaine de communications et d'articles dans divers domaines des communications radio : diversité d'antenne, ULB, modélisation conjointe antenne-canal, modélisation statistique des antennes, réseaux corporels sans fil, exposition au champ EM, et RFID.

1.2. Activités de recherche

1.2.1. Travaux de thèse et premières années à l'ENSTA

J'ai effectué mon stage de DEA et de fin d'étude d'ingénieur Sup'Aéro à l'observatoire de Meudon, sous la direction de M^{me} Françoise Combes, astrophysicienne². Le sujet portait sur la dynamique des amas de galaxie, et notamment l'interaction gravitationnelle à longue portée entre galaxies spirales. J'ai eu à cette occasion l'opportunité de pouvoir exécuter mes codes de simulation vectorisés (en fortran) sur le Cray II du CNRS. Cela a confirmé mon intérêt pour la modélisation, la résolution analytique et/ou numérique de problèmes de physique ou d'ingénierie et la programmation. C'est à la suite de ce stage, sachant que je souhaitais poursuivre en thèse, que M. Pierre Encrenaz, astronome et directeur du laboratoire de radioastronomie millimétrique et submillimétrique de l'ENS à l'époque, m'a encouragé à effectuer ma thèse dans son laboratoire, mais cette fois-ci au sein du « groupe technique », sur la conception d'un récepteur submillimétrique intégré à supraconducteurs destiné à la radioastronomie (qui sont les récepteurs les plus sensibles que l'on sache réaliser). Outre la conception d'un récepteur superhétérodyne incluant un détecteur à jonction SIS (Supraconducteur-Isolant-Supraconducteur), un oscillateur local dit à « fluxons » (réalisé avec des jonctions Josephson longues) et une « antenne papillon » (*Bow-Tie*), une partie significative de ma thèse a été consacrée à la modélisation de lignes de transmission multicouches à conducteurs multiples par une méthode intégrale (résolution par la méthode des moments de type Galerkin). Ma thèse a été encadrée par Denis Créteé (Normalien et enseignant-chercheur à l'ENS), à qui je dois beaucoup.

Mes toutes premières années à l'ENSTA ont été en bonne partie accaparées par l'enseignement. L'ENSTA ayant la particularité, notamment à cette époque, de ne disposer que d'assez peu d'enseignants-chercheurs permanents, et de faire appel à un grand nombre de vacataires pour assurer un volume important d'enseignement (de plus très diversifié), la responsabilité de cours (en particulier en promotion complète) s'est révélée assez lourde. La mise en œuvre de nouveaux cours, pour certains assez ambitieux (comprenant par exemple d'assez gros projets incluant simulations et réalisations expérimentales en promotion complète), a été particulièrement chronophage, d'autant plus que le soutien à l'enseignement a été assez limité (y compris sur le plan logistique).

J'ai pu cependant maintenir une activité de recherche à temps très partiel sur la conception de circuits passifs microondes, dans la continuité d'une partie des sujets abordés dans ma thèse.

Cette période charnière a également été mise à profit pour contribuer à une réflexion souhaitable sur la transformation progressive du LEI (Laboratoire d'Electronique Informatique) – laboratoire d'enseignement et de « développement amont » – en véritable laboratoire de recherche. Cette transformation prendra effectivement son essor à partir de 1995 lors du remplacement du LEI par l'UEI (Unité d'Electronique et d'Informatique), dont Alain Sibille prendra la direction. J'ai significativement contribué au cours de cette période au développement du laboratoire, en participant à la définition des axes de recherche, au recrutement de nouveaux enseignants-chercheurs, et en prenant en charge

² Astronome à l'observatoire de Paris de 1989 à 2014.

une partie notable de la spécification et de la mise en œuvre de nouveaux équipements expérimentaux et moyens de calcul (matériels et logiciels).

1.2.2. Activités de recherche depuis 2001

Mes activités de recherche ont porté sur différents thèmes liés aux antennes et au canal de propagation, dont le principal dénominateur commun est la *modélisation*, ainsi que la prise en compte des *interactions* et le recours à des *approches statistiques*.

Les premiers travaux de cette période ont concerné les communications radio ULB dans le contexte du montage du projet européen ULTRAWAVES (5^e PCRD). Ma première contribution a porté sur la caractérisation et la représentation du rayonnement des antennes ULB en proposant un cadre formel que nous employons encore aujourd’hui. Une activité connexe a concerné la conception d’antennes ULB, notamment pour les petits objets communicants (terminaux, capteurs, etc.), ou la caractérisation du canal de propagation. Mes activités liées à l’ULB se poursuivent encore aujourd’hui, notamment dans des contextes applicatifs (*WBAN*, *RFID*, par ex.) ou plus théoriques (approches statistiques des antennes). Un deuxième thème, lancé en 2003, a porté sur la modélisation paramétrique parcimonieuse (par réduction d’ordre) du rayonnement des antennes, notamment ULB. Une troisième activité, initiée en 2004, a concerné la caractérisation et la modélisation du canal de propagation le long du corps humain (dans le contexte des réseaux corporels sans fil). Une activité connexe a concerné la conception d’antennes pour les *WBAN*, la caractérisation et la modélisation des effets de proximité du corps sur leur comportement, puis la conception d’antennes *résilientes* aux effets de proximité. Une quatrième contribution débutée en 2010 a concerné la conception d’antennes hybrides UHF/ULB pour étiquettes (ou capteurs) *RFID*, incluant une fonctionnalité de localisation (voire de poursuite). Ma dernière activité concerne la modélisation statistique du comportement des antennes ; ce thème, à la fois relativement ancien et récent (en suivant des approches plus élaborées depuis 2015), constitue une sorte de « fil rouge » d’une grande partie de ma recherche depuis une quinzaine d’années.

➤ *Communications radio ULB*

J’ai abordé ce thème par un travail proposant un cadre formel de représentation et de caractérisation³ du rayonnement des antennes ULB, en adoptant une approche système conduisant à définir des fonctions de transfert d’antenne en émission et en réception (de même que leurs réponses impulsionnelles), ainsi que certains indicateurs de performance globaux caractérisant par exemple le rayonnement du point de vue énergétique⁴ ou le phénomène de distorsion d’antenne [82], [2], [3]. Ce formalisme que nous employons toujours aujourd’hui au laboratoire, a été utilisé dans la majorité de nos publications liées à l’ULB depuis, ainsi que par quelques autres équipes (cf. [R1]–[R10] par ex). Une deuxième activité a concerné la conception d’antennes ULB pour les terminaux d’une part et pour la caractérisation du canal de propagation ULB d’autre part, notamment dans le contexte des stages de DEA et des thèses de Serge Bories [25], [74], [76], [83], et d’Hassan Ghannoum [75], [78], et des projets européens ULTRAWAVES (collaboration notamment avec Diana Cassioli, Université de Rome Tor Vergata et *RadioLabs*) et PULSERS I (collaborations notamment avec Rudolf Zetik et Reiner Thomä – *TU Ilmenau* –, Thales Allemagne et IMST). Cette activité a été poursuivie dans divers cadres applicatifs (*WBAN*, *RFID*, modélisation statistique des antennes), une partie des travaux de thèse de Yunfei Wei [11], [41], et d’Amir Youssuf [56], y étant par exemple consacrée.

³ immédiatement applicable aux mesures fréquentielles des analyseurs de réseau, car fondé sur le même formalisme.

⁴ pour une forme d’onde incidente (ou son spectre) donnée.

➤ *Modélisation parcimonieuse du rayonnement des antennes*

J'ai initié ce travail sur le développement de modèles d'abstraction parcimonieux du rayonnement des antennes en 2003. Plusieurs approches de modélisation de la fonction de transfert d'antennes ULB (représentant le rayonnement en champ lointain) ont été développées. La première reposait sur le développement du champ lointain – à une fréquence donnée – sur une base d'harmoniques sphériques vectorielles (*VSH*⁵) tronquée. La deuxième consistait à modéliser la réponse temporelle des antennes ULB dans le domaine en Z par une batterie de filtres récurrents (RII) pour chaque direction d'observation (après discrétisation dans le domaine angulaire). L'extraction de modèle reposait sur la technique classique d'identification de séquences temporelles de Steiglitz-McBride. La combinaison des deux méthodes précédentes permettait ensuite d'obtenir des taux de compression de données très élevés tout en maintenant une bonne précision [20], [80], [81]. J'ai par la suite utilisé la « méthode des singularités » (*SEM*⁶) de Carl Baum – à la place de la modélisation à partir de filtres RII – également conjointement avec les développements en *VSH* [2], [3], [64], [68], ce qui a permis d'obtenir des taux de compressions encore plus importants (jusqu'à plus de 99.99 % pour une antenne omnidirectionnelle par ex.) [60], [61]. Le développement de techniques de prétraitement et de correction des mesures (entre autre à partir de considérations de symétries) afin d'améliorer la compacité des modèles d'abstraction extraits de ces mesures a fait l'objet des stages de master d'Aamir Rachid (2006) et de Payam Birjandi (2007). Les thèses d'Amir Yousuf [56], [58] et de Jinxin Du [30] se sont également inscrites dans ce thème de recherche (ainsi qu'en partie celle de Zeinab Mhanna [42]).

Comme je le développerai plus en détail dans la suite, dès l'origine, j'avais en tête la modélisation statistique des antennes [72], [73] lorsque j'ai commencé ce travail sur le développement de modèles d'abstraction parcimonieux, que je concevais alors avant tout comme une étape intermédiaire⁷ de « compression de données ».

➤ *Antennes et canal dans le contexte des réseaux corporels sans fil : analyse, modélisation et conception*

L'étude des caractéristiques très particulières du canal de propagation le long du corps (communications « on-on » pour les *WBAN*) a débuté en 2004 dans le cadre du projet européen PULSERS. Une partie du travail de thèse d'Hassan Ghannoum a porté sur ce thème, notamment sur la caractérisation et la modélisation du canal « on-on » ULB [19], [66], [67], et sur l'influence des antennes sur ses propriétés [22], [70]. Ce thème a été approfondi dans le cadre du projet ANR BANET (collaborations notamment avec Laurent Ouvry et Raffaele D'Errico – CEA Leti –, Jean-Marc Laheurte et Thierry Alves – UPEM – et David Lautru – UPMC), en adoptant l'approche encore non conventionnelle à l'époque dite « de type scénario » (*scenario-based approach*) [14], [15], [45], [49], [120], [121] et en s'intéressant plus particulièrement à l'effet de proximité du corps sur les antennes [46], [51] – sujet du stage de M2 et d'ingénieur N7 de Cedric MIOU (2008) –, et à l'influence de l'environnement intérieur sur le canal « on-on », sujet du stage long de fin d'étude de Daniel Toledano (2008-2009). Durant cette période, une collaboration avec Narcisse Cardona (*TU of Valencia – iTEAM*) a donné lieu au séjour doctoral au laboratoire de Lara Traver début 2009 (financé par le COST2100). Ultérieurement, le stage de master de Moussa Sacko (2010) et une partie de la thèse de Yunfei Wei a été consacrée à ce sujet [34], ainsi qu'au thème connexe de la conception d'antennes pour les *WBAN*, notamment résilientes aux effets de proximité du corps humain [11], [41].

⁵ *Vector Spherical Harmonics*.

⁶ *Singularity Expansion Method*.

⁷ À tort, car le sujet a bien sûr un intérêt propre, que j'ai malheureusement sous-estimé à l'époque...

➤ *Conception d'antennes hybrides UHF/ULB pour étiquettes RFID et localisation*

Depuis 2009, notamment dans le cadre du projet européen SELECT, nous nous sommes intéressés aux systèmes RFID ULB, dont le principe de fonctionnement est fondé sur le rayonnement par rétrodiffusion des étiquettes⁸ (éclairées par un ou plusieurs lecteurs), l'information étant codée par la modulation du signal rétrodiffusé par commutation de charge de l'antenne. Outre notamment l'intérêt potentiel d'une faible consommation d'énergie, ces systèmes permettent d'associer à l'identification une fonctionnalité de localisation (*RTLS*⁹) – voire de poursuite – grâce à la bonne résolution temporelle (et donc spatiale) de la *Radio Impulsionnelle*. Les travaux du stage de master puis de la thèse de Francesco Guidi se sont inscrits dans ce thème, en portant plus particulièrement sur la caractérisation et la modélisation du canal rétrodiffusé ainsi que sur des aspects architecture système, codage et couche physique [9], [10], [12], [43], [44], [47], [48], [52], [53]. La thèse de Zeinab Mhanna a également porté sur la modélisation du canal rétrodiffusé ainsi que sur la modélisation statistique des *tags* et la modélisation conjointe antenne/canal [38], [39], [42], [44]. Une partie de la thèse de Yunfei Wei a par ailleurs été consacrée à la conception d'antennes hybrides UHF/ULB et robustes aux effets de proximité (supports, corps humain, etc.) pour *tags* de faibles dimensions [105].

➤ *Approche statistique des antennes et modélisation conjointe antenne-canal*

Ma réflexion sur la manière d'étudier – voire de concevoir – des antennes par des approches statistiques a commencé en 2001, au cours du montage d'un projet visant à proposer des solutions aux problèmes posés par l'influence de la proximité du corps humain sur le comportement des antennes de petits terminaux, notamment les effets de désadaptation en situation de couplage fort. Je m'étais à l'époque posé la question suivante : est-il possible de concevoir des antennes « statistiquement optimales » lorsqu'elles sont perturbées par leur environnement immédiat ? Dans cette question, « l'optimalité » doit bien sûr être définie avec précision selon les contraintes et les performances souhaitées, et « le ou les objectifs statistiques » doivent également être précisés : comportement moyen (1^{er} moments...) ou médian, ou à l'inverse intérêt pour les derniers quantiles (problème de rupture de liaison...), etc. Cette formulation pourra paraître simpliste voire naïve, ou relever d'un problème scientifiquement mal posé. Je tenterai de montrer que la problématique est en réalité un peu plus complexe et mérite qu'on s'y attarde, en développant d'avantage dans la partie technique.

Cette thématique a par la suite été fortement développée au sein du groupe – en particulier lorsque nous nous sommes intéressés aux communications ULB, puis aux *WBAN* –, mais en considérant essentiellement des approches de *modélisation statistique* des antennes. Comme pourrait en témoigner mon collègue Alain Sibille, les débuts n'ont pas été faciles – notamment pour publier dans des journaux – car il n'a pas été évident de convaincre la communauté (avec quelques autres (rares) équipes qui se sont également intéressées à la question à l'époque) du bien fondé de ne plus considérer systématiquement les antennes comme des objets purement déterministes. Ces approches sont aujourd'hui nettement plus répandues (et acceptées) avec le développement de « l'électronique molle », des substrats souples, de « l'internet des objets (*WBAN*, capteurs disséminés, etc.), des terminaux autour de l'utilisateur (*smartphones*, tablettes, etc.), des *femtocells*¹⁰, etc. Ses déclinaisons sont assez variées, et nous nous sommes notamment intéressés aux axes suivants :

- La modélisation du comportement des antennes dites « environnées », c'est-à-dire perturbées par leur environnement immédiat (diffuseurs proches, supports,

⁸ ou *tags*.

⁹ *Real-Time Locating Systems*.

¹⁰ pour lesquelles les petites stations relais ou les points d'accès peuvent être perturbées par leur environnement immédiat : supports, infrastructure urbaine, etc.

montures, utilisateur) [10], [13], [15], [17], [18], [33], [39], [62], [R12]–[R17] ; l’antenne est dans ce cas un objet a priori déterministe, la variabilité étant extrinsèque ; cet axe incluant les systèmes multi-antennes (MIMO, SIMO, etc.),

- La modélisation du comportement des antennes déformables [6], [28] : ce sujet est particulièrement d’actualité à l’heure du développement de « l’électronique molle » (intégrée par ex. dans des matrices de silicone), des technologies sur substrats souples, de l’intégration d’objets communicants sur – voire dans – des matériaux courants de l’industrie (textiles, papiers, etc.) ; ce thème peut évidemment être associé au précédent, les sources de variabilité étant alors à la fois intrinsèques et extrinsèques,
- La modélisation conjointe antenne/canal, incluant ou non des modèles d’abstraction statistiques d’antennes [9], [10], [17], [21], [39], [40], [42], [44], [47], [48], [52], [71], [8], [33], [R18]–[R22] (on peut considérer qu’une partie de la modélisation du canal WBAN s’intègre dans ce thème comme un cas applicatif particulier),
- Le développement de « modèles génériques » d’antennes « typiques » (notamment ULB) pour petits terminaux ou capteurs [55]–[58], par exemple dans le cadre de l’IoT.

Aujourd’hui, il me semble que nous avons atteint un certain degré de maturité dans le domaine, notamment au regard des résultats obtenus dans le cadre de la thèse de Jinxin Du. Même s’il reste beaucoup à faire, des progrès réellement significatifs ont été réalisés par rapport aux objectifs – ambitieux à l’époque – que je m’étais initialement fixés. Des modèles d’abstraction statistiques extrêmement parcimonieux du champ lointain rayonné par une antenne large bande déformable prenant en compte cinq paramètres variables ou « incertains », ainsi que son comportement en fréquence, ont été obtenus. Ce résultat est en partie un aboutissement de tout le cheminement précédemment décrit (représentation du rayonnement des antennes ULB, modélisation paramétrique parcimonieuse), associé à l’utilisation de méthodes statistiques efficaces, telles que les polynômes de chaos. Il a fait l’objet d’un article publié dans *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* en juillet 2018 [4], après la publication dans *IEEE AWPL* en 2015 d’un article montrant la faisabilité de la méthodologie développée [6].

Assez récemment, j’ai par ailleurs également travaillé sur l’exposition aux champs EM dans le cadre du projet européen Lexnet (7^e PCRD) et plus particulièrement sur l’évaluation statistique du champ ambiant mesuré par des sondes portées par un opérateur, c’est-à-dire perturbées par la proximité du corps humain [8], [33], [102]. Ce sujet est connexe au précédent ainsi qu’à l’analyse du canal WBAN.

1.2.3. Activités de recherche antérieures

➤ *Antennes et canal pour les radiocommunications à haut débit*

Ce thème de recherche – initié par Alain Sibille – portait sur les communications radio de proximité à haut débit, essentiellement dans les bâtiments. J’ai contribué à la conception d’antennes à commande électronique, puis « adaptatives », destinées à améliorer les performances des liaisons radio en utilisant des techniques de diversité d’antenne, l’objectif principal étant de réduire les interférences inter-symboles (*ISI*), ainsi que les évanouissements sélectifs en fréquence. Plusieurs antennes à diversité angulaire (et/ou d’espace), reposant sur des techniques de commutation de source et/ou de charges d’éléments parasites ont été conçues et réalisées [23], [84], [86]–[89], [97], [98], [100], [R23], ainsi qu’une antenne sectorisée à diversité mixte (de polarisation et angulaire) [96], [141]. Des campagnes de mesure de canal en intérieur ont été menées [85], [142] et ont, entre autre, permis d’évaluer les performances de ces antennes. La thèse de Stéphane Fassetta et le « postdoc » d’Abdenour Chelouah, ainsi que le projet européen du 4^e PCRD *ADAMO* [141], [143] se sont inscrits dans ce cadre.

➤ *Conception de circuits microondes*

Cette activité a concerné d'une part la conception de divers circuits d'alimentation pour antennes à diversité dans le cadre du thème précédent, et d'autre part la conception de structures passives intégrant des lignes de transmission à conducteurs multiples (s'inscrivant dans la continuité de travaux menés pendant ma thèse). Bien que j'aie été amené à m'intéresser un peu aux antennes au cours de ma thèse, la 1^{re} activité a permis d'initier une réorientation vers les thèmes en cours de développement du groupe : communications radio, antennes, canal, etc.

Plusieurs circuits « semi-actifs » à commutation à « *FET* froids » [26], [84], [87], [96], ont été conçus et réalisés. Ce choix permettait de réduire la consommation d'énergie contrairement à l'utilisation de diodes *PIN* (choix assez courant à l'époque), sachant que les commutateurs à *MEMS* n'étaient pas encore disponibles commercialement (et nécessitaient des tensions de commutation assez élevées).

J'ai par ailleurs poursuivi un travail sur la modélisation des lignes de transmission à conducteurs multiples et à leur application à la conception de fonctions passives [99], [101].

1.3. Encadrement doctoral et autres

1.3.1. Encadrement doctoral

- Badre YOUSSEF (Oct. 2017 –) : *Statistical Approaches for Body Centric Wireless Communications*.
Taux d'encadrement : 80 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Jinxin DU (Fév. 2015 – Juin 2018) : *Statistical Analysis and Modeling of Soft or Flexible Antennas in Fluctuating Conditions* [6], [28], [29], [30].
Thèse principalement financée par le CSC (*China Scholarship Council*) dans le cadre d'une collaboration CSC/ParisTech.
Taux d'encadrement : 100 % (direction de thèse).
- Anis KRAYNI (Déc. 2012 – Jan. 2016) : *Modélisation statistique de la dosimétrie électromagnétique personnelle dans le contexte des réseaux sans fil* [4], [7], [31], [32], [36], [92].
Travail de thèse s'inscrivant dans le cadre du projet européen *Lexnet*.
Taux d'encadrement : 10 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse), Joe Wiart et Abdelhamid Hadjem.
- Yunfei WEI (Nov. 2010 – Juillet 2014) : *Conception d'antennes Ultra Large Bande résilientes aux effets de proximité et modélisation du canal de propagation corporel en environnement intérieur* [11], [34], [41], [104], [105], [108].
Thèse principalement financée par le CSC (*China Scholarship Council*) dans le cadre d'une collaboration CSC/ParisTech. Une partie en relation avec le projet européen *Select*.
Taux d'encadrement : 90 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Muhammad Amir YOUSUF (Nov. 2007 – Sept. 2011) : *Parametric Modeling of Small Terminals and Multiband or UWB Antennas* [39], [50], [55], [56], [58], [115].
Taux d'encadrement : 80 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Amine MELLAH (Nov. 2005 – Avril 2010) : *Modélisation Statistique d'Antennes dans leurs Environnements* [13], [18], [62], [63], [69].
Taux d'encadrement : 30 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Hassan GHANNOUM (Oct. 2003 – Déc. 2006) : *Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain* [19], [22], [65], [66], [67], [70], [74], [75], [78], [130], [132], .

Travail de thèse en relation avec les projets européens *Ultrawaves* et *Pulsers*.
Taux d'encadrement : 70 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse) et Xavier Begaud.

- Serge BORIES (Oct. 2002 – Oct. 2006) : *Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande* [21], [22], [25], [70], [71], [74], [75], [76], [77], [78], [79], [80], [82], [83], [130], [135], [137].
Travail de thèse en relation avec le projets européen *Ultrawaves*.
Taux d'encadrement : 30 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Stéphane FASSETTA (Sept. 1997 – Sept. 2000) : *Etude et conception d'antennes directives a commande electronique pour reseaux locaux sans fil haut debit* [26], [84], [85], [86], [87], [140], [141].
Travail de thèse en relation avec le projets européen *Adamo*.
Taux d'encadrement : 30 %, avec Alain Sibille (directeur de thèse).
- Contribution à l'encadrement de :
 - Zeinab MHANNA (Oct. 2010 – Juil. 2014) : *Analyse et Modélisation du Canal Radio dans un Système RFID Ultra Large Bande opérant en Rétrodiffusion* [38], [39], [42], [44], [107], [110]. Directeur de thèse : Alain Sibille.
 - Francesco GUIDI (Oct. 2009 – Mai 2013) : *Analyse et Modélisation du Canal Radio dans un Système RFID Ultra Large Bande opérant en Rétrodiffusion* [9], [10], [12], [43], [44], [47], [48], [52], [53], [109], [110]. Cotutelle EDX – Université de Bologne (dans le cadre de « l'université Franco-Italienne »). Co-encadrement : Alain Sibille (directeur de thèse) et Davide Dardari (Univ. De Bologne).
 - Raffaele D'ERRICO (Oct. 2005 – Déc. 2008) : *Analysis and modeling of multiple antennas in Ultra Wideband* [57], [59], [65], [66], [71], [120], [121], [122], [123], [125], [128]. Cotutelle ED STITS – Université de Bologne. Co-encadrement : Alain Sibille (directeur de thèse) et Davide Dardari (Univ. De Bologne).

1.3.2. Encadrement post-doctoral

- Rehan HASHMAT (Oct. 2013 – Sept. 2014) : *Statistical assessment of the influence of the human body on the measurement of the electromagnetic field with a worn dosimeter* [102].
Travail dans le cadre du projet européen *Lexnet*.
Taux d'encadrement : 100 %.
- Abdenour CHELOUAH (Juin 1999 – Mai 2000) : *Conception d'antennes à diversité angulaire par commutation d'impédances pour réseaux locaux sans fil haut débit* [26], [84], [85], [86], [97], [140], [142], [R23].
Travail dans le cadre du projet européen *Adamo*.
Taux d'encadrement : 20 %, avec Alain Sibille.
- Contribution de soutien à l'encadrement d'Arnaud GUENA (2002/2003) dans le cadre du projet européen CONFLUENT et d'Enca FLUERASU (2003/2004) dans le cadre du projet RIAM RECITENT.

1.3.3. Encadrement de stages

- Master 2 :
 - Narimane BOUAMOCHA (Mars 2018 – Sept. 2018) : *Analyse et solutions d'amélioration pour un système RFID innovant pour l'inventaire automatique des magasins*.

- Manel BERRAH (Mars 2018 – Sept. 2018) : *Caractérisation et modélisation des effets de l’environnement intérieur sur le canal de propagation des réseaux corporels sans fil “On-body”*.
- Moussa SACKO (Mars 2010 – Août 2010) : *Caractérisation dans le domaine fréquentiel & analyse du canal de propagation corporel dynamique*.
- Cedric Y.-Q. MIOW (M2 et stage de fin d’étude de l’ENSEEIH, Toulouse ; Mars 2008 – Août 2008) : *Analyse et modélisation statistique d’antennes en présence du corps humain*.
- Payam BIRJANDI (Mai 2007 – Août 2007) : *Modélisation paramétrique des antennes Ultra Large Bande*.
- Aamir RASHID (Mars 2006 – Août 2006) : *Pre-processing and Ultra compressed Parameter Modelling of UWB Antennas*.
- DEA :
 - Hassan GHANNOUM (DEA STIR – Rennes, Mars 2003 – Août 2003) : *Etude d’antennes planaires UWB pour les communications haut débit*.
 - Xavier NIFFLE (DEA NMEC UPSud – Orsay ; Mars 2003 – Août 2003) : *Étude du canal radio ultra large bande pour les communications multimédia*. Avec Alain Sibille (responsable de stage).
 - Serge BORIES (DEA MOTO – Toulouse et stage de fin d’étude de l’ENAC ; Mars 2002 – Août 2002) : *Conception d’antenne ultra large bande pour communication multimédia haut débit*.
- Autres stages :
 - Thanh Luan VU (Stage Master 1 MONABIPHOT Erasmus Mundus, ENS Cachan ; Jul. 2017 – Sept. 2017) : *Conception d’antenne planaire déformable dédiée à la modélisation statistique*.
 - Daniel TOLEDANO (Bourse Erasmus – Stage Ing. Université Polytechnique de Madrid ; Sept. 2008 – Juin 2009) : *Analyse et modélisation statistique du canal de propagation corporel et des antennes perturbées par le corps humain*.
 - Lara TRAVER (Doctorante à la *Technical University of Valencia - iTEAM Research Institute* ; Collaboration dans le cadre du COST20100 ; Janv. 2009) : *UWB Channel characterization for Non-Invasive Wireless Body Area Networks* [119].
 - Ahmed SELLOUM (stage de fin d’étude de l’ENSEEIH, Toulouse ; Février 2005 – Août 2005) : *Modélisation et conception des antennes ULB d’instrumentation*.
- Contribution à l’encadrement des stages de : Francesco GUIDI (Master Bologne 2009) et Didier ZAPPARATA (DEA 2003).

1.3.4. Scientifiques du contingent

J’ai eu sous ma responsabilité plusieurs scientifiques du contingent (SC) mis à disposition de l’ENSTA pendant un an. Ils ont mené des travaux de soutien à l’enseignement et/ou à la recherche.

- Jérôme PROUVEE (Oct. 2000 – Jul. 2001) : *Etude et caractérisation de transitions microbande – monopôle, microbandes orthogonales à 5 GHz, et de commutateurs hyperfréquences à TEC froids*.

- Marc CHALAND (Oct. 1998 – Juil. 1999). Soutien à l'enseignement essentiellement.
- Matthieu BONILLA (Oct. 1997 – Juil. 1998). Soutien à l'enseignement essentiellement.
- Laurent DUSSOPT (Oct. 1995 – Juil. 1996) : *Contribution à la conception et à la modélisation de dispositifs microondes incluant des lignes de transmission à conducteurs multiples*, et soutien à l'enseignement.
- Deux autres SC partiellement sous ma responsabilité avant 1995.

1.4. Projets collaboratifs

1.4.1. Projets internationaux

- LEXNET (*Low EMF Exposure Future Networks* – www.lexnet-project.eu) : projet européen du FP7 (Nov. 2012 – Oct. 2015) piloté par Joe Wiar (Orange Labs), et comprenant 17 partenaires dont TPT. Ce projet avait pour objectif d'étudier les moyens de réduire l'exposition globale du public dans les réseaux futurs, notamment à partir de l'évaluation statistique de l'exposition de la population aux champs électromagnétiques (EMF) des divers réseaux de communication (2G à 4G, WiFi, etc.) en agrégeant les voix montante et descendante, et en tenant compte de nombreux paramètres (spécificités des réseaux, des équipements, des usages, etc.).
- SELECT (*Smart and Efficient Location, idEntification, and Cooperation Techniques* – www.selectwireless.eu) : projet européen IST du FP7 (Sept. 2010 – Avril 2014) piloté par Giancarlo Micheletti (DATALOGIC, Bologne), et comprenant 9 partenaires dont l'ENSTA. Ce projet avait pour objectif le développement de solutions innovantes permettant la détection, l'identification (*RFID*), la localisation (*RTLS*) et la poursuite (*Tracking*) avec une bonne résolution d'objets ou de personnes équipés de petits dispositifs (*Tag*) à très faible consommation d'énergie, en utilisant un réseau « ad-hoc » constitué de systèmes et dispositifs évolués auto-reconfigurables. De nombreuses applications étaient visées, notamment la logistique industrielle (suivi de colis, produits, etc.) et la gestion de chaînes d'approvisionnement (*supply chain management*).
- PULSERS II : projet européen IST du FP6 (Jan. 2006 – Juin 2008) piloté par Sven Zeisberg (GWT, Dresde) et comprenant 38 partenaires dont l'ENSTA. Ce projet avait pour objectif d'approfondir les concepts développés dans la phase I, en développant d'avantage les approches systèmes, plus orienté vers les applications, notamment en développant plusieurs plateformes de démonstration de concepts.
- PULSERS I (*Pervasive Ultra-wideband Low Spectral Energy Radio Systems*) : projet européen IST du FP6 (Jan. 2004 – Déc. 2005) piloté par Gert Kreiselmeier puis par Sven Zeisberg (GWT, Dresde) et comprenant 30 partenaires. Ce projet avait pour objectif de mener des études scientifiques et de développer des architectures et des systèmes de communication radio courte et moyenne portée fondés sur la technologie ultra large bande (*UWB-RT*), en particulier de nouveaux concepts d'interface air et de couches *PHY* et *MAC*, ainsi que des plateformes matérielles et logicielles permettant de répondre à divers scénarios d'usage. J'avais la responsabilité de ce projet pour l'ENSTA (gestion financière, rapports trimestriels et annuels, etc.).
- ULTRAWAVES (*ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System*) : projet européen IST du FP5 (Avril 2002 – Oct. 2004) piloté par Gadi Shor (Wisair, Tel Aviv) et comprenant 7 partenaires. Ce projet avait pour objectif de développer des

solutions de connectivité radio multimédia domestiques fondées sur la technologie ULB (en considérant toutes les couches, de l'interface air – canal/antennes – à la couche réseau), en ciblant plus particulièrement, entre autre, les hauts débits. Un démonstrateur de transmission radio de plusieurs flux vidéos simultanés a notamment été réalisé.

- ADAMO (*Adaptive antennas in mobile terminals for wireless broadband communications*) : projet européen ESPRIT du FP4 (Avril 1998 – Mars 2000) piloté par Jean-Jacques MONOT (Thomson-CSF Communications) et comprenant 5 partenaires. Ce projet avait pour objectif de montrer le potentiel des antennes adaptatives pour les futurs systèmes de communication à hauts débits, notamment les réseaux locaux sans fil (WLAN) en intérieur (HIPERLAN, WiFi). Il s'agissait entre autre de démontrer que les techniques de diversité d'antennes (spatiale, angulaire, polarisation) adaptatives permettent de réduire la complexité des égaliseurs et/ou des types de modulation, et d'identifier les verrous technologiques de l'intégration de telles antennes dans les équipements.
- Contributions de soutien au projet CONFLUENT (*Enabling commercial application of convergent services in collaborative networks of UMTS and DVB-T systems*) : projet européen IST du FP5 (Juillet 2002 – Juin 2003) piloté par Thomas OWENS (Université de Brunel, GB) et comprenant 12 partenaires. L'objectif était d'identifier les éléments clés et de proposer des solutions pour l'exploitation commerciale des services aux utilisateurs de terminaux mobiles (véhiculaire par ex.) ou portables permettant de combiner la réception de la TNT (DVB-T) et des réseaux large bande (UMTS).

1.4.2. Projets nationaux et industriels

- BANET (*Body Area Networks and Technologies*) : projet ANR (Déc. 2007 – Nov. 2010) piloté par Laurent Ouvry (CEA Leti) et comprenant 8 partenaires. Ce projet avait pour objectif de développer une méthodologie, des modèles et des technologies pour les réseaux corporels sans fil (Wireless Body Area Network – WBAN) de communication « sur le corps » (*On-body*) et avec des implants (*In-body*). Les études ont porté sur de nombreux aspects, notamment la modélisation du canal de propagation, la conception d'antenne (et la modélisation de l'influence du corps), la définition des couches PHY et MAC, le « relayage » (*relaying, multi-hop, etc.*) et la diversité.

J'avais la responsabilité de ce projet pour l'ENSTA, ainsi que celle du WP2 (*Assessment of antenna technologies and body channel*).

- Projet industriel bilatéral Alcatel/ENSTA (Déc. 2001 – Déc. 2002) : caractérisation et modélisation du canal large bande extérieur-intérieur et intérieur à 5.8 GHz, pour des locaux domestiques et professionnels.
- Contributions de soutien aux projets :
 - URC (Urbanisme des Radiocommunication) : projet labélisé par le pôle de compétitivité Systém@tic (Jan. 2006 – Déc. 2008) piloté par Christophe Le Martret et Yvon Livran (Thalès Communications) et comprenant 18 partenaires. Ce projet portait sur la gestion dynamique et opportuniste du spectre fréquentiel.
 - RECITENT (RECEPTION Intérieure de Télévision Numérique Terrestre) : projet RIAM labellisé par le pôle Systém@tic (Août 2003 – Juin 2005) piloté par Jean-Jacques Chevreul (SAGEM) et comprenant 4 partenaires. Ce projet portait sur l'évaluation des performances requises des équipements de

réception de la TNT en intérieur. Il comprenait, entre autre, la modélisation du canal, la conception d'antennes à diversité et l'évaluation du taux de couverture.

1.5. Animation et rayonnement scientifique

Membre IEEE et EurAAP.

Contributions aux actions COST2100, IC1004.

Participation à plusieurs groupes du GDR Ondes.

Participation à l'organisation de conférences.

- Actions COST (*European Cooperation in Science and Technology*)
 - Participation au COST2100 (*Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications*) de 2007 à 2011. Participation à la rédaction de deux chapitres du livre de synthèse de l'action publié chez Springer en 2012 [1].
 - Participation au COST IC1004 (*Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments*) en 2012 et 2013.
- ESoA (EurAPP) : intervention dans le cours « Antenna – Human Body Interaction », organisé par J.-M. Laheurte (UPEM, Champ sur Marne, 13-16 sept. 2010) ; *Antenna – Human Body Interaction : UWB Issues*.
- GDR Ondes : participation à plusieurs GT (Groupe Thématique)
 - Participation au GTi « Incertitudes » (2011 – 2016) ayant pour objectif « l'identification des sources d'erreur de mesure en chambre anéchoïque et de la mise en œuvre de solutions d'amélioration ». Plusieurs présentations faites.
 - Intervenant à l'école d'automne « Mesures d'antennes et de diffraction », IETR, Rennes – 3-7 octobre 2011 : *Antennes ULB pour les radiocommunications – Mesure de fonction de transfert*.
 - Intervention dans le GT « Bio-capteurs et Electromagnétisme » : *Etude expérimentale du canal radio ULB le long du corps*, ENST, Paris, 31/01/2008.
 - Participation au GT « ULB » (2005 – 2006)
 - ✓ Membre du comité d'organisation de l'école d'automne « ULB – Communications, localisation et radar » (accueillie du 23 au 27 octobre 2006 à l'ESISAR, Valence) avec Xavier Begaud (Organisateur) et Alain Sibille. Cette école a rassemblé une soixantaine de personnes (doctorants, chercheurs et ingénieurs).
 - ✓ Intervenant dans cette école : *Représentation, mesure et modélisation d'antennes pour la radio impulsionnelle*, 23/10/2006.
 - ✓ Ce GT et cette école ont débouchés sur la publication d'un ouvrage collectif : *Les antennes Ultra Large Bande* [2], et en version anglaise [3].
 - Participation au GT4 « Antennes et circuits » (2004).

1.5.1. Collaborations académiques

- UPEM (Université Paris-Est Marnes-la-Vallée) : collaborations avec Jean-Marc Laheurte, Shermila Mostarshedi et Benoît Poussot dans les domaines des WBAN, des RFID et des approches statistiques en électromagnétisme ; projet ANR BANET, soumission de plusieurs projets collaboratifs, jurys de thèse, ESoA, etc.
- Université de Bologne (DEIS) : collaborations avec Davide Dardari dans le domaine des RFID ULB ; projet de l'UE SELECT, thèse commune, etc.

- Université de Lisbonne (INOV) : collaborations avec Luis Correia dans les domaines du canal BAN et l'exposition aux champs EM ; projet de l'UE LEXNET, action COST2100.
- CEA Leti (Grenoble) : collaborations avec Raffaele D'Errico, Laurent Ouvry, Serges Bories et Christophe Delaveaud ; projets de l'UE LEXNET, SELECT, PULSERS I et II, et ANR BANET, soumission de projets collaboratifs, jurys de thèse, GDR Ondes, etc.
- Orange Labs : collaboration avec Joe Wiart, bilatérale, puis actuellement dans le cadre de la chaire C2M (Orange Labs – Institut Mines-Télécoms) dans les domaines des WBAN, de l'exposition aux champs EM et des approches statistiques en électromagnétisme ; projets de l'UE LEXNET et ANR BANET, soumission de projets collaboratifs, thèse en commun, etc.
- Convention de recherche entre l'ENSTA et Télécom Paris établie en 2001. C'est notamment dans ce cadre que l'ENSTA a pu associer Télécom Paris au projet Ultrawaves (en tant que « tierce partie »).

1.5.2. Jurys

- Jurys de thèse :
 - Jinxin Du (03/07/2018, TPT, Paris) : *Statistical Analysis and Modeling of Soft or Flexible Antennas in Fluctuating Conditions.*
 - Tommi Tuovinen (31/10/2014, Oulu, Finlande) : *Operation of IR-UWB WBAN Antennas Close to Human Tissues.*
 - Yunfei Wei (08/07/2014, TPT, Paris) : *Design of UWB Antennas Resilient to Proximity Effects and on-Body Propagation Channel Modeling in Indoor Environments.*
 - Lila MOUFFOK (22/02/2013, TPT, Paris) : *Conception de systèmes multi-antennes multi-bandes pour terminaux mobiles LTE.*
 - Muhammad Amir Yousuf (29/09/2011, ENSTA, Paris) : *Parametric Modeling of Small Terminals and Multiband or UWB Antennas.*
 - Thierry Alvès (01/04/2011, UPEM, Champ sur Marne) : *Conception d'antennes pour le réseau BAN et modélisation du canal de propagation.*
 - Hassan Ghannoum (11/12/2006, TPT, Paris) : *Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain.*
 - Serge Bories (27/10/2006, IEF, Orsay) : *Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande.*
- Jurys de DEA : Hassan Ghannoum (03/10/2003, IETR, Rennes), Serge Bories (DEA & PFE ENAC, 10/09/2002, ENAC, Toulouse).
- Jurys d'évaluation à mi-parcours ou comité de suivi de doctorants de l'ED MSTIC (UPEM) : Imad Adjali (*Canal de propagation d'antennes fortement couplées : Application au réseau de capteurs enfouis dans un milieu à pertes*, le 03/05/2018, UPEM, Marnes-la-Vallée) et de l'ED EDITE : Quiang Zhang (*Conception d'antennes pour les réseaux corporels sans fils*, « T0 + 12 » le 08/09/2016 et « T0 + 24 » le 13/09/2017, UPMC, Paris), Theodoros Mavridis (*Étude des techniques de geocasting pour communication off-body*, 03/06/2014, UPMC, Paris), Ourouk Jawad (*Étude de l'exposition des personnes aux ondes électromagnétiques en environnement électromagnétique complexe*, 04/03/2013, UPMC, Paris).

1.5.3. *Comités – expertise*

- Membre du comité éditorial du journal *Annals of Telecommunications* (Springer) depuis février 2014. Responsable (*Area Editor*) du domaine « Communication Technologies » (comprenant les 4 sous-domaines 1. « Waves, Propagation, Antennas », 2. Radio and high frequency communications, 3. Photonics, Optical communications, 4. Micro and Nano-electronics for telecoms). La gestion des soumissions pour ce domaine est également soutenue par 4 éditeurs associés, typiquement par sous-domaine.
- Membre du comité de programme (*TPC*) pour : ISMICT 2014, 2015, 2016.
- Animation de sessions pour EuCAP.
- Relecteur pour : IEEE Trans. on AP, MTT et EMC, IEEE AWPL, El. Letters, Electronics, EURASIP JWCN et JASP, IET MAP, Compte rendus de l'académie des sciences, Radio sciences, Annals of Telecommunications, EuCAP, EuMW, ICUWB, PIMRC, ISMICT, BodyNets, etc.
- Evaluation de projet ANR.

1.5.4. *Organisation de manifestations*

- Membre du comité d'organisation de la conférence EuCAP¹¹ 2017, Paris (20-24 mars 2017) : responsable du comité local d'organisation (*LOC Chair*).
- Participation à l'organisation de la conférence EW¹² 2007 (à l'initiative d'Alain Sibille – *General Chair*), Paris (01-04 avril 2007).
- Contribution à l'organisation (avec notamment Alain Priou – président – et Alain Sibille) d'une « journée scientifique amont » du domaine technique « Lutte au dessus de la surface » de la DGA : *Matériaux électromagnétiques et structures adaptables* (07/11/2001).

1.6. *Activités diverses*

- Responsable du groupe HCS (Hyperfréquence, Composants et Systèmes), renommé AAR (Antennes Adaptatives et Radiocommunications haut débit) au sein de l'UEI (Unité Electronique Informatique) de 1995 à 2010, à l'ENSTA.
- Maître d'œuvre du 1^{er} outil intranet d'évaluation des enseignements de l'ENSTA (2001).
- Référent de doctorants de TPT pour l'ED STIC de l'université Paris-Saclay depuis 2016 (5 doctorants pour 2016-2017, 2 pour 2017-2018 et 2 pour 2018-2019).

1.7. *Enseignement*

Depuis mon recrutement à l'ENSTA en 1992, j'ai été amené à concevoir ou développer des cours ou à construire des modules d'enseignement dans des domaines assez divers, notamment en raison du spectre très large des enseignements dispensés dans cette école. J'ai également contribué à la mise en œuvre de plusieurs réformes de l'enseignement (montage de voix de 2^e année et de filières de 3^e année, notamment) au cours de ces nombreuses années passées à l'ENSTA. Depuis mon recrutement à TPT en novembre 2011, j'ai progressivement rejoint les équipes pédagogiques de différents cours, et j'ai contribué en tant qu'EC de COMELEC à la mise en œuvre des réformes récentes de la 2^e et de la 3^e année.

¹¹ 11th European Conference on Antennas and Propagation.

¹² 13th European Wireless conference.

Je suis par ailleurs membre du jury d'admission et de passage, et responsable pour TPT, du parcours CAT (« Composants et Antennes pour les Télécoms ») du master E3A de l'université Paris-Saclay depuis 2014.

Plus récemment, j'ai participé à la création d'un MOOC du projet FLIRT¹³ sur la propagation (« Propagation radio ») dont la 1^{re} occurrence a été lancée en janvier 2019 sur la plateforme FUN¹⁴.

- Enseignement à TPT :
 - Responsable du cours de 1^{re} année « propagation » (2015-2017) : introduction à l'électromagnétisme des milieux, guides d'ondes, antennes et propagation en espace libre. Interventions en TD et TP (depuis 2011).
 - Enseignement (cours, TD et TP) dans le cours « Electronique des systèmes d'acquisition » (depuis 2013) : électronique analogique et à temps discret.
 - Interventions de spécialité (ULB, BAN, antennes multifonctions...) dans des cours de 2^e et 3^e année (2013-2015).
 - Intervention dans le master ICS.
 - Intervention en formation continue (« Radio cognitive »)
- Master CAT (« Composants et Antennes pour les Télécoms », Orsay/Paris Saclay) :
 - Responsable du cours « Physique des antennes intégrées et du canal radio ». Enseignement avec A. Sibille (2015-2019).
 - Enseignement dans le cours « Antennes intégrées et microstructurées », avec A. Sibille (2004-2014).
- Enseignement à l'ENSTA :
 - TD dans les cours de 1^{re} année « Traitement du signal » et « Electronique numérique » (2001-2019).
 - Coordination de la filière de 3^e année « Véhicules du futur » (montage en 2010).
 - Coordination du ModEl (*Module électif* de 84 h) de 2^e année « Mécatronique : énergie et motricité » (montage en 2007).
 - Participation au montage du ModEl « Objets communicants » (2005).
 - Participation au montage du ModEl « Electronique et Physique des télécommunications » (2001), avec A. Sibille (responsable du ModEl).
 - Cours (42 h) du ModEl précédent « Principes et architectures des émetteurs – récepteurs », (2001-2004).
 - Coordination de l'ET (*Enseignement Thématique* de 84 h) de 1^{re} année « Technologies de l'information émergentes et futures : du micro au nano » (montage en 2001).
 - Coordination du module CCO (« Composants et circuits optoélectroniques ») du DEA NMEC (« Nanostructures et Microsystèmes pour l'Électronique et les Communications »), et intervention dans le module, dans le cadre d'une convention entre l'université Paris XI et l'ENSTA (2001-2004).
 - Interventions sur la supraconductivité dans le cours de physique du solide de l'ET « Physique des solides et des composants » (1998-2001).

¹³ Formation Libres et Innovantes Réseaux & Télécoms.

¹⁴ France Université Numérique.

- Cours d'électronique analogique pour les polytechniciens dans leur cursus spécifique de 2^e année (1995-1998).
- Cours d'électronique analogique (42 h) en 2^e année (1994-2001).
- Cours d'enseignement thématique (électif) de 1^{re} année (21 h) : « Supraconducteurs et électromagnétisme des matériaux » (1993-1998).
- Autres enseignements :
 - Vacations d'électronique microondes et antennes à l'INT (1998-2000 & 2006).
 - Vacations d'électronique analogique et microondes pour des élèves officiers du COSSAT (Cours Supérieur des Systèmes d'Armes Terrestres – Ecole d'ingénieurs de la Défense) à l'Ecole Militaire (1995-1998).
 - Vacations à l'IUT de Cachan (Cours de microondes).
- Jury, tutorat et/ou encadrement de stages divers :
 - Membre de jurys de stages d'ingénieur : PFE (Projet de Fin d'Etude) à l'ENSTA et de stage ingénieur à TPT.
 - Encadrement et/ou participation au jury de « stages longs » en cours de cursus : PPL (Projet Personnel en Laboratoire) en 2^e année à l'ENSTA et stage de Mastère spécialisé à TPT (2^e année).

1.8. Liste des publications

1.8.1. Chapitres d'ouvrage

1. **R. Verdone and A. Zanella (Ed.)**
Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications, COST Action 2100, Springer, 2012.
Ch. 6, "RF Aspects in UWB Technology," Chapter Ed. G. Adamiuk, J. Timmerman, C. Roblin, W. Dullaert, P. Gentner, K. Witrissal, T. Fügen, O. Hirsch and G. Shen.
Ch. 15, "Body Communications," Chapter Ed. A. Reichman, J.-I. Takada, D. Bajic, K. Y. Yazdandoost, W. Joseph, L. Martens, C. Roblin, R. D'Errico, C. Oliveira, L. M. Correia and M. Hämäläinen.
2. **X. Begaud (Ed.), I. Bucaille, J.-Y. Dauvignac, Ch. Delaveaud, N. Fortino, S. Héтуin, G. Koassiavas, C. Roblin & A. Sibille**
Ultra wide band antennas, Wiley, 2011.
C. Roblin: Ch. 3, "Representation, Characterization and Modeling of Ultra Wide Band Antennas"
3. **X. Begaud (Ed.), I. Bucaille, J.-Y. Dauvignac, Ch. Delaveaud, N. Fortino, S. Héтуin, G. Koassiavas, C. Roblin & A. Sibille**
Les antennes Ultra Large Bande, Hermès, 2010.
C. Roblin : Ch. 3, "Représentation, caractérisation et modélisation des antennes Ultra Large Bande"

1.8.2. Articles de revues internationales avec comité de lecture

4. **Jinxin Du and Christophe Roblin**, "Stochastic Surrogate Models of Deformable Antennas based on Vector Spherical Harmonics and Polynomial Chaos Expansions: Application to Textile Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n° 7, July 2018, pp. 3610-3622.
5. **Anis Krayni, Abdelhamid Hadjem, Günter Vermeeren, Alain Sibille, Christophe Roblin, Wout Joseph, Luc Martens and Joe Wiart**, "Modeling and Characterization of the Uplink and Downlink Exposure in Wireless Networks," *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi Publishing Corporation, 2017.
6. **Jinxin Du and Christophe Roblin**, "Statistical modeling of disturbed antennas based on the polynomial chaos expansion," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (online Sept. 2016), vol. 16, 2017, pp. 1843-1846.
7. **Anis Krayni, Abdelhamid Hadjem, Alain Sibille, Christophe Roblin, Joe Wiart**, "A novel methodology to evaluate uplink exposure by personal devices in wireless networks," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, n° 3, June 2016, pp. 896-906.

8. **Christophe Roblin**, “A statistical assessment of ambient electromagnetic field using body-worn multiaxial sensors,” *Comptes Rendus Physique (Académie des Sciences / Elsevier Masson)*, vol. 16, n° 9, November 2015, pp. 802-818.
9. **Francesco Guidi, Alain Sibille, Christophe Roblin, Valerio Casadei, and Davide Dardari**, “Analysis of UWB tag Backscattering and Its Impact on the Detection Coverage,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 8, August 2014, pp. 4292-4303.
10. **Francesco Guidi, Alain Sibille and Christophe Roblin**, “Interaction of UWB Tag Backscattering With Close Metallic Reflectors,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, 2014, pp. 245-248.
11. **Yun-fei Wei and Christophe Roblin**, “Multislot Antenna with a Screening Backplane for UWB WBAN Applications,” *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi Publishing Corporation, 2012.
12. **D. Dardari, F. Guidi, C. Roblin and A. Sibille**, “Ultra-wide bandwidth backscatter modulation: processing schemes and performance,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 47, July 2011.
13. **M. A. Mellah, A. Sibille, C. Roblin, M. Nedil, and T. A Denidni**, “Statistical Modeling of the “Antenna–Head” Interaction,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, April 2011, pp. 454-457.
14. **C. Roblin, J.-M. Laheurte, R. D’Errico, A. Gati, & D. Lautru, T. Alvès, H. Terchoune and F. Bouttout**, “Antenna design and channel modeling in the BAN context — part II: channel,” *Annals of telecommunications* (Springer), Special issue: “Body Area Networks applications and technologies,” vol. 66, N° 3/4, March/April 2011, pp. 157-175.
15. **C. Roblin, J.-M. Laheurte, R. D’Errico, A. Gati, & D. Lautru, T. Alvès, H. Terchoune and F. Bouttout**, “Antenna design and channel modeling in the BAN context — part I: antennas,” *Annals of telecommunications* (Springer), Special issue: “Body Area Networks applications and technologies,” vol. 66, N° 3/4, March/April 2011, pp. 139–155.
16. **D. Dardari, R. D’Errico, C. Roblin, A. Sibille and M. Z. Win**, “Ultrawide Bandwidth RFID: The Next Generation?,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 98, N° 9, September 2010.
17. **A. Sibille & C. Roblin**, “Analysis and modelling of the randomness in terminals antennas,” *WAVES*, July 2010, pp. 39-48.
18. **M. A. Mellah, C. Roblin & A. Sibille**, “UWB Antennas Integration Effects for Wireless Communications Applications,” *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 9*, 2010.
19. **H. Ghannoum, C. Roblin & X. Begaud**, “Investigation and Modeling of UWB On-Body Propagation Channel,” *Wireless Personal Communications, Special Issue on Latest Trends in Wireless Communications* (Springer), Vol. 52, Issue 1, Jan 2010, p. 17.
20. **C. Roblin & A. Sibille**, “Antenna Effects and Modeling in UWB Impulse Radio,” *Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 7*, vol. 7, April 2007, pp. 391-400.
21. **A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, and A. C. Lepage**, “A Channel-Based Statistical Approach to Antenna Performance in UWB Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 11, November 2006, pp. 3207-3215.
22. **H. Ghannoum, C. Roblin, & S. Bories**, “Effects of antennas characteristics on UWB body area propagation channel,” *International Journal on Wireless and Optical Communications, Special Issue on Antennas and Propagation in Ultra-Wideband (UWB) Systems*, vol. 3, n° 2, August 2006, pp. 203-212.
23. **A. Sibille, C. Roblin, & G. Poncelet**, “Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communication,” *El. Letters*, vol. 33, 1997, p. 551.

1.8.3. Articles de revues nationales avec comité de lecture

24. **C. Roblin**, “Antennes ULB pour les réseaux corporels sans fil et les applications RFID” (invited), *Revue de l’Electricité et de l’Electronique (REE)*, vol. 5, 2013, pp. 91-101.
25. **A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage, & X. Begaud**, “Conception et caractérisation d’antennes ULB pour communications multimedia” (invited), *Revue de l’Electricité et de l’Electronique (REE)*, vol. 4, 2004, pp. 73-80.
26. **S. Fassetta, A. Chelouah, A. Sibille, & C. Roblin**, “Design of dedicated seven-port star divider for sectored circular antenna array feeding,” *Annales des télécommunications*, vol. 54, n° 1-2, Jan.-Fév. 1999.
27. **C. Roblin & D.-G. Crété**, “A Static Study of Multilayered Multiconductor Transmission Lines,” *Annales des télécommunications*, vol. 49, n° 3-4, 1992, pp. 159-177.

1.8.4. Conférences internationales avec actes et comité de lecture

28. **J. Du, C. Roblin**, “An UWB Coplanar Waveguide Fed Integrated IFA Design for Wearable Communications,” 12th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), London, UK, 09-13 April 2018.
29. **J. Du, C. Roblin**, “Statistical modeling of the reflection coefficient of deformable antennas,” 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France, 20-24 March 2017, pp. 1928-1932.
30. **J. Du, C. Roblin**, “Parametric modeling of deformable antennas based on the spherical modes expansion method,” 10th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Davos, Switzerland, 10-15 April 2016.
31. **A. Krayni, A. Hadjem, A. Sibille, C. Roblin and J. Wiart**, “Assessment methodologies of child exposure in realistic wireless contexts,” Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 25-29 May 2015, pp. 147-150.
32. **A. Krayni, A. Hadjem, A. Sibille, C. Roblin, J. Wiart**, “Characterization of the exposure induced by a wireless network,” Radio Science Conference (URSI AT-RASC), 1st URSI Atlantic, 16-24 May 2015, Las Palmas, Spain.
33. **C. Roblin**, “Statistical Approach of Ambient Electromagnetic Field Assessment with Body-Worn Multi-Axial Sensors,” EuCAP 2015, Lisbon, Portugal, 12-17 Apr. 2015.
34. **C. Roblin and Yunfei Wei**, “Scenario-based WBAN channel characterization in various indoor premises,” EuCAP 2015, Lisbon, Portugal, 12-17 Apr. 2015.
35. **C. Roblin**, “Statistical Analysis and Error Correction Schemes of an UWB Body-Worn Sensor Used for Electromagnetic Field and Exposure Assessment,” ICUWB, Paris, 1-3 Sept. 2014.
36. **A. Hadjem, G. Vermeeren, N. Varsier, E. Conil, A. Krayni, M. Mackowiak, C. Roblin, W. Joseph, A. Sibille, L. Martens and J. Wiart**, “Characterization of far-field and near-field exposure of the population for RF-EMF in realistic configurations of ICT usages,” BIOEM, Cape Town, South Africa, 8-13 June 2014.
37. **C. Roblin and A. Sibille**, “Measurement of a Body-Worn Triaxial Sensor for Electromagnetic Field and Exposure Assessment,” EuCAP 2014, The Hage, The Netherlands, 6-11 Apr. 2014.
38. **Z. Mhanna, A. Sibille, R. Contreras and C. Roblin**, “Statistical characterization of Channel polarization for RFID backscattering channels,” EuCAP 2013, Gothenburg, Sweden, 8-12 Apr. 2013.
39. **A. Sibille, C. Roblin, M.A. Yousuf, M. Sacko, Z. Mhanna and E. De Mur**, “Statistical models for antennas,” AES 2012, Paris, France, 16-19 Apr. 2012.
40. **M. Sacko, A. Sibille and C. Roblin**, “Statistical analysis of UWB tag antenna backscattering,” AES 2012, Paris, France, 16-19 Apr. 2012.
41. **Y.-F Wei and Ch. Roblin**, “Desensitization of planar UWB antennas for WBAN communications,” EuCAP 2012, Prague, Czech Republic, 26-30 March 2012.
42. **Z. Mhanna, A. Sibille, M. Yousuf, and C. Roblin**, “Parametric Statistical Modeling of Power Gain Patterns for RFID Backscattering Channels,” EuCAP 2012, Prague, Czech Republic, 26-30 March 2012.
43. **F. Guidi, N. Decarli, D. Dardari, C. Roblin et A. Sibille**, “Performance of UWB Backscatter Modulation in Multi-Tag RFID Scenario using Experimental Data,” ICUWB, Bologna, 14-16 Sept., 2011.
44. **A. Sibille, M. Sacko, Z. Mhanna, F. Guidi and C. Roblin**, “Joint antenna-channel statistical modelling of UWB backscattering RFID,” ICUWB, Bologna, 14-16 Sept., 2011.
45. **C. Roblin**, “Analysis of the Channel Power Delay Profile of WBAN Scenarios in Various Indoor Environments,” ICUWB, Bologna, 14-16 Sept., 2011.
46. **C. Roblin and A. Sibille**, “Modeling of the Influence of Body-Worn Antennas upon the Path Loss Variability in UWB WBAN Scenarios,” URSI GASS, Istanbul, August, 2011.
47. **F. Guidi, M. Sacko, C. Roblin et A. Sibille**, “Analysis of UWB RFID Tag Backscattering in the Presence of Scatterers,” URSI GASS, Istanbul, August, 2011.
48. **F. Guidi, A. Sibille, D. Dardari and C. Roblin**, “UWB RFID backscattered energy in the presence of nearby metallic reflectors,” EuCAP, Roma, April, 2011.
49. **C. Roblin**, “On the separability of "on-body" and "off-body" clusters in the modeling of UWB WBAN channels for various indoor scenarios,” EuCAP, Roma, April, 2011.
50. **M. A. Yousuf and C. Roblin**, “Tri-Band Antenna for WLAN IEEE-802.11 a/n, b/g/n and y: A Generic Planar Antenna Design approach,” EuCAP, Roma, April, 2011.

51. **C. Roblin**, "Modelling of the Path Loss Variability due to Body-Worn UWB Antennas in BAN Scenarios," IWPCM, Lyon, 2-4 March, 2011.
52. **F. Guidi, M. Sacko, C. Roblin and A. Sibille**, "Electromagnetic analysis of RFID backscattering," Newcom++/COST2100 JNCW, Paris, 1-2 March, 2011.
53. **F. Guidi, D. Dardari, C. Roblin and A. Sibille**, "Backscatter Communication Using Ultrawide Bandwidth Signals for RFID Applications," In: Giusto D., Iera A., Morabito G., Atzori L. (Eds) *The Internet of Things*, Part 4, Springer, New York, 2010, pp. 251-261 (Proceedings of the 20th Tyrrhenian workshop on digital communications).
54. **C. Roblin**, "Analysis of the separability of the "on-body" cluster and the "off-body" clusters in the modeling of the UWB WBAN channels for various indoor scenarios," EuMW/EuWiT, Focussed session *Body Area Networks*, Paris, 27 Sept.-1st Oct., 2010.
55. **C. Roblin & M. A. Yousuf**, "Statistical models of wideband and UWB omni-directional antennas based on a parametric modeling," EuCAP 2010, Barcelona, Spain. 12-16 Apr. 2010.
56. **M. A. Yousuf & C. Roblin**, "Analysis & generation of statistical population of planar UWB antennas," EuCAP 2010, Barcelona, Spain. 12-16 Apr. 2010.
57. **C. Roblin and R. D'Errico**, "Statistical Analysis of a Parametric Model of a "population" of UWB Antennas," EuCAP 2009, Berlin, 23-27 March, 2009.
58. **C. Roblin and A. Yousuf**, "A "Generic" Design of Planar UWB Antennas for Parametric or Statistical Analysis," EuCAP 2009, Berlin, 23-27 March, 2009.
59. **R. D'Errico, C. Roblin and A. Sibille**, "A statistical analysis of antenna scattering in UWB arrays," EuCAP 2009, Berlin, 23-27 March, 2009.
60. **C. Roblin**, "Ultra Compressed Parametric Modeling for symmetric or pseudo-symmetric UWB Antenna," (solicited), ICUWB 2008, Hanover, 10-12 Sept., 2008.
61. **C. Roblin and A. Sibille**, "Ultra Compressed Parametric Modeling of UWB Antenna Measurements using Symmetries," 29th URSI General Assembly, Chicago, Illinois, USA, August 7-16, 2008.
62. **M. A. Mellah, C. Roblin and A. Sibille**, "UWB Antennas Integration Effects for Wireless Communications Applications," EUROEM, Lausanne (Switzerland), 21-25 Jul., 2008.
63. **M. A. Mellah, C. Roblin and A. Sibille**, "Body loss modelling for wireless communications standards bands," IET Seminar on Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, London, UK, 24 April, 2007.
64. **C. Roblin**, "Ultra Compressed Parametric Modelling of UWB Antenna Measurements (solicited)," First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 06, Nice, 6-10 Nov., 2006.
65. **R. D'Errico, H. Ghannoum, C. Roblin and A. Sibille**, "Small Semi Directional Antenna for UWB Terminal Applications," First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 06, Nice, 6-10 Nov., 2006.
66. **H. Ghannoum, R. D'Errico, C. Roblin and X. Begaud**, "Characterization of the on-body propagation channel," First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 06, Nice, 6-10 Nov., 2006.
67. **H. Ghannoum, C. Roblin and X. Begaud**, "Investigation of the UWB On-Body Propagation Channel," 9th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, San Diego - USA, 17-20 Sept., 2006.
68. **C. Roblin**, "UWB Antennas: From Characteristics to Performance," (**Invited**) Workshop on UWB for Wireless Communications, Local Positioning and Sensing, IEEE MTT-S International Microwave Conference, San Francisco, CA, 11-16 June, 2006.
69. **M. A. Mellah, C. Roblin and A. Sibille**, "Monostatic absolute characterization of UWB antennas," AMTA Symposium, Munich (Ger), 1-4 May, 2006.
70. **H. Ghannoum, C. Roblin and S. Bories**, "UWB Antennas in body Area Networks," IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, New York - USA, 6-8 March 2006.
71. **Alain Sibille, Serge Bories, Raffaele D'Errico, and Christophe Roblin**, "UWB antenna performance evaluation from the communication system point of view," ISWCS, Valencia, 2006.
72. **C. Roblin and A. Sibille**, "A Statistical Approach of Antennas in UWB Communications," European Microwave Week, Special Workshop on UWB Antennas (WSECWT01), 3-7 October 2005, Paris, France.
73. **C. Roblin**, "A Preliminary Approach of the Statistical Modelling of Antennas for the UWB Communications," ICEAA-EESC '05, September 12-16, 2005, Torino, Italy.

74. **S. Bories, H. Ghannoum and C. Roblin**, "Robust planar stripline monopole for UWB terminal applications," IEEE International Conference on Ultra-Wideband, September 5 - 8, 2005, Zurich, Switzerland.
75. **H. Ghannoum, S. Bories and C. Roblin**, "Probe Fed Stacked Patch Antenna for UWB Sectoral Applications," IEEE International Conference on Ultra-Wideband, September 5 - 8, 2005, Zurich, Switzerland.
76. **S. Bories, C. Roblin and A. Sibille**, "UWB planar monopole antenna with double stripline feeding and quasi-omnidirectionality in azimuth," ANTEM 2005, Saint Malo, France, June 15-17, 2005.
77. **C. Roblin, A. Sibille and S. Bories**, "Semi-directional Small Antenna Design for UWB Multimedia Terminals," ANTEM 2005, Saint Malo, France, June 15-17, 2005.
78. **H. Ghannoum, S. Bories, C. Roblin, and A. Sibille**, "Biconical Antennas for intrinsic characterization of the UWB Channel," IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT), march 7-9, 2005, Singapore.
79. **S. Bories, A. Sibille and C. Roblin**, "UWB Indoor Channel Measurements Study," IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT), march 7-9, 2005, Singapore.
80. **C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, A.C. Lepage and X. Begaud**, "Antenna Design, Analysis and Numerical Modeling for Impulse UWB," International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, WPMC 2004, 12-15 sept. 2004, Abano Terme, Italy (Ultrawaves invited communication).
81. **C. Roblin and A. Sibille**, "Antenna Effects and Modelling in Impulse Radio," EUROEM 2004, 12-16 July 2004, Magdeburg, Germany (Invited communication).
82. **C. Roblin, S. Bories et A. Sibille**, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain," IWUWBS 2003, Oulu, Finlande, 2-4 june 2003.
83. **S. Bories, C. Roblin and A. Sibille**, "Ultra-Wideband Monocone Antenna for UWB Channel Measurements," IWUWBS 2003, Oulu, Finlande, 2-4 juin 2003.
84. **A. Chelouah, A. Sibille, C. Roblin and S. Fassetta**, "Beam switching smart antenna for HIPERLAN terminals," ICAP/JINA Millenium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 9-14 April 2000.
85. **A. Sibille, C. Roblin, S. Fassetta, A. Chelouah, J. Kunisch, M. Schneider, J. Pamp, E. Zollinger, Winkelman and M. Gehrt**, "Sector and Polarisation Dependent Wideband Indoor Propagation Channel Measurement at 5.1 GHz for HIPERLAN," Vehicular Technology Conference, Boston, 23-28 Sept. 2000.
86. **A. Sibille, S. Fassetta, C. Roblin and A. Chelouah**, "Beam Steering Circular Arrays for WLANs at 5 and 17 GHz," JINA, Nice, 1998.
87. **S. Fassetta, C. Roblin and A. Sibille**, "Circular Antenna Array Fed by a Seven-Port "Ring-Star" Divider," PIERS, Nantes, 13-17 July 1998, pp. 148.
88. **A. Sibille, C. Roblin and G. Poncelet**, "Beam steering circular monopole arrays for wireless applications," 10th Int. Conf. on Antennas and Propagation, ICAP-97, Edimbourg, 14-17 April 1997.
89. **A. Sibille and C. Roblin**, "Adaptive bidimensional array antennas for millimeter-wave mobile communications," IEEE-MTT symposium on nomadic microwave technologies for mobile communications and detection, Arcachon, 16-17 Nov. 1995.
90. **D.-G. Crété, C. Roblin, M. Salez and P. Encrenaz**, "Millimeter-wave Devices with Long Josephson Junctions," 3rd Workshop on Coherent Effects in Superconducting Josephson Junctions, Heraklion, Greece, 22-25 May 1992.
91. **C. Roblin**, "RF passive circuit simulation: application to the monolithic integration of a fluxon oscillator into a SIS heterodyne receiver," E.E.C. Scientific Collaboration, "Coupled Josephson Junctions" ; First Workshop, Tende, France, 3-5 April 1992.

1.8.5. Conférences nationales avec actes et comité de lecture

92. **Anis Krayni, Abdelhamid Hadjem, Alain Sibille, Christophe Roblin and Joe Wiart**, "Caractérisation de l'exposition d'un enfant aux champs électromagnétiques émis par les systèmes sans fil," JNM 2015, Bordeaux, France, 2-5 June 2015, (prix JNM2015 science et vie junior).
93. **C. Roblin**, "Statistical Simulations of a Body-Worn Triaxial Sensor for Electromagnetic Field and Exposure Assessment," Journées scientifiques URSI France, March 25-26, 2014, Paris, France.
94. **L. Ouvry, Raffaele D'Errico, François Dehmas, Mickael Maman and C. Roblin**, "Body Area Networks: applications, standardisation et challenges," (Invited), 16^e JNM, Grenoble, 27-29 May, 2009.

95. **A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage and X. Begaud**, “Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit,” Journées d'étude SEE : l'ULB en radar et communications: Mythes ou réalité, Paris, 19-20 juin 2003.
96. **C. Roblin and A. Sibille**, “Antenne active à diversité mixte angulaire et de polarisation pour terminaux HIPERLAN,” 12^e Journées Nationales Microondes, Poitiers, 16-18 May, 2001.
97. **A. Chelouah, A. Sibille and C. Roblin**, “Réseaux circulaires de monopôles pour terminaux HIPERLAN à diversité angulaire,” 11^e Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 mai 1999.
98. **A. Sibille, C. Roblin and G. Poncelet**, “Réseaux circulaires de monopôles adaptatifs pour communications mobiles,” 10^e Journées Nationales Microondes, Saint Malo, 21-23 May, 1997.
99. **C. Roblin and A. Sibille**, “Application d'une structure à 4 conducteurs à la réalisation d'un nouveau coupleur en anneau,” 10^e Journées Nationales Microondes, Saint Malo, 21-23 May, 1997.
100. **A. Sibille and C. Roblin**, “Réseaux bidimensionnels adaptatifs d'antennes dipôles pour communications mobiles millimétriques,” 9^e Journées Nationales Microondes, Paris, 4-6 April, 1995.
101. **C. Roblin and D.-G. Crété**, “Nouvelles structures à conducteurs multiples compatibles avec les technologies en films minces,” 8^e Journées Nationales Microondes, Brest, 12-14 May, 1993.

1.8.6. Autres publications – articles, communications et rapports techniques

102. **S. Bories (Ed.), S.M. Anwar, M. Le Henaff, Y. Toutain, Y. Fernandez, A. Sanchez, D. Dassonville, T. Sarrebourg, M. Koprivica, A. Nešković, M. Popović, J. Milinković, S. Nikšić, M. Mackowiak, L. Correia, C. Roblin, A. Sibille, R. Hashmat**, LEXNET project Deliverable D3.2: *Wideband dosimeter design study & performances characterization*, Jul. 2014.
103. **Emmanuelle Conil (Ed.), Nadège Varsier, Abdelhamid Hadjem, Joe Wiart, Günter Vermeeren, Sam Aerts, Wout Joseph, Luc Martens, Yoann Corre, Carla Oliveira, Michal Mackowiac, Daniel Sebastião, Luis Correia, Ramón Agüero, Luis Diez, Mladen Koprivica, Aleksandar Nešković, Milica Popović, Jelena Milinković, Stevan Nikšić, Christophe Roblin**, LEXNET project Deliverable D2.4: *Global Wireless Exposure Metric Definition*, June 2014.
104. **Y.-F. Wei and C. Roblin**, “A Compact UWB Fractal Slot Antenna for Wearable Applications,” COST IC1004, TD(13) 08073, Ghent, Belgium, 26-27 Sept., 2013.
105. **Unai Alvarado (Ed.), Mélusine Pigeon, Christophe Delaveaud, Raffaele D'Errico, Christophe Roblin, Yun-Fei Wei, Nikolaj Andersen, Kristian Granhaug**, SELECT project Deliverable D3.5: *Tag subsystem integration*, July 2013.
106. **R. D'Errico (Ed.), Mélusine Pigeon, Julien Keignart, Christophe Delaveaud, Christophe Roblin, Yun-Fei Wei, Moussa Sacko**, SELECT project Deliverable D3.2: *On-Tag antenna design*, Oct. 2012.
107. **A. Sibille (Ed.), R. D'Errico, J. Keignart, L. Rudant, V. Heiries, M. Sacko, Z. Mhanna, R. Contreras, C. Roblin, V. Casadei**, SELECT project Deliverable D2.1.2: *Backscatter propagation modelling: Final report*, Jul. 2012.
108. **Y.-F. Wei and C. Roblin**, “Desensitization of BAN antenna and UWB BAN channel measurements,” COST IC1004, TD(12) 04053, Lyon, France, 2-4 May, 2012.
109. **A. Sibille (Ed.), N. Hadaschik, T. Nowak, D. Dardari, A. Conti, N. Decarli, F. Guidi, C. Roblin**, SELECT project Deliverable D2.3.1: *Multi-functional network design: intermediate system specification*, Oct. 2011.
110. **C. Roblin (Ed.), R. D'Errico, V. Heiries, J. Keignart, D. Dardari, N. Decarli, A. Sibille, F. Guidi, M. Sacko, Z. Mhanna**, SELECT project Deliverable D2.1.1: *Backscatter propagation modelling: Interim report*, August 2011.
111. **C. Roblin**, “Modelling of the Path Loss Variability due to Body-Worn UWB Antennas in BAN Scenarios,” International Workshop on Propagation and Channel Models for Next Generation Wireless Systems, Lyon, France, March 2-4, 2011.
112. **Niels Hadaschik (Ed.), Marco Bottazzi, Stephan Otto, Raffaele D'Errico, Davide Dardari, Unai Alvarado, Christophe Roblin, Alain Sibille, Dag Wisland, Kristina Bogataj**, SELECT project Deliverable D1.2: *Description of Requirements for WP2, WP3, WP4*, March 2011.
113. **C. Roblin**, “Parametric Modeling of Antennas Influence on the Path Loss for UWB On-Body WBAN Scenarios,” COST 2100, TD(10) 12093, Bologna, Italy, 23-25 Nov., 2010.
114. **C. Roblin & N. Malkiya**, “Parametric and statistical analysis of UWB BAN channel measurements,” COST 2100, TD(10) 10098, Athens, 03-05 Feb., 2010.
115. **Yousuf M.A. and C. Roblin**, “Statistical Analysis of Planar UWB Antennas,” AREMIF, Paris, France, Apr 2009.

116. **Christophe Roblin, Raffaele D'Errico, Laurent Ouvry, J.-M. Gorce, Thierry Alves, J.-M. Laheurte, David Lautru, Farid Bouttout, Alain Sibille, Azeddine Gati, Hanae Terchoune, & Joe Wiart**, BANET project - Deliverable D2.3.1 - *Analysis of available BAN channel data*, Oct. 2009.
117. **Jean-Marc Laheurte, Azeddine Gati, Raffaele D'Errico, Mohamed Hachemi, Serge Bories, Hanae Terchoune, David Lautru, Farid Bouttout and Christophe Roblin**, BANET project - Deliverable D2.2.1 - *Intermediate report on Antennas in BAN context*, Oct. 2009.
118. **Raffaele D'Errico, Mohamed Hachemi, Serge Bories, Christophe Roblin, Azeddine Gati, Hanae Terchoune, Thierry Alves, Jean-Marc Laheurte, David Lautru, & Joe Wiart**, BANET project - Deliverable D2.1.1 - *Technical specifications, procedures and test-beds for antennas and channel measurements*, Oct. 2009.
119. **L. Traver, C. Tarin, D. Toledano, C. Roblin, A. Sibille and N. Cardona**, "Head to Body UWB-BAN channel measurements," COST 2100, TD(09) 816, Valencia, 18-19 May 2009.
120. **C. Roblin, R. D'Errico, J.-M. Gorce, J.-M. Laheurte, & L. Ouvry**, "Modèles de canaux de propagation pour les BAN : une synthèse," GDR Ondes, Paris, Telecom-ParisTech. 9 April 2009.
121. **C. Roblin, R. D'Errico, J.-M. Gorce, J.-M. Laheurte and L. Ouvry**, "Propagation channel models for BANs: an overview," COST2100, TD(09) 760, Braunschweig (Ger.), 16-18 February, 2009.
122. **C. Roblin and R. D'Errico**, "Statistical Analysis of UWB Antenna Radiation and Scattering: Theory and Modelling," COST2100, TD(08) 657, Lille, 6-8 October, 2008.
123. **R. D'Errico and C. Roblin**, "Statistical Analysis of UWB Antenna Radiation and Scattering: Application and Results," COST2100, TD(08) 656, Lille, 6-8 October, 2008.
124. **A. Cortel, C. Barla, S. Bories, R. Dalmolin, C. Delaveaud, Jean-Marie Gorce, Jean-Marc Laheurte, D. Lautru, Laurent Ouvry, C. Roblin, A. Sibille, J. Wiart**, BANET Livrable D. 1.3.2: *State of the Art in Body Area Networks*, 26 August, 2008.
125. **R. D'Errico, A. Sibille and C. Roblin**, PULSERS II Deliverable D5-6.2: *Application specific selection and design criteria for UWB antenna arrays*, 31 July 2008.
126. **A. Sibille, H. Ghannoum and C. Roblin**, "Etude expérimentale du canal radio ULB le long du corps," GDR Ondes, Paris, 31 Jan. 2008.
127. **C. Roblin**, "Analysis of the Parameters of a Model-Based Parsimonious Representation of UWB Antenna Radiation Characteristics," COST2100, TD(07) 375, Duisburg (Ger), 10-12 Sept., 2007.
128. **R. D'Errico, A. Sibille and C. Roblin**, PULSERS II Deliverable D5-6.1: *Antenna array characterisation and condensed models*, 04 Sept. 2007.
129. **C. Roblin and A. Sibille**, "Analyse de performance des antennes ULB en relation avec le canal et la modulation," GDR Ondes, Grenoble, 10 Oct. 2005.
130. **C. Roblin, A. Sibille, H. Ghannoum, S. Bories**, in collaboration with TES (Thalès Germany), Freescale (Germany) and CRM (Motorola France), PULSERS Deliverable D4c2: *Antenna design issues, covering access points, size constrained, packaged antennas, antennas for BAN, and measurement results for both HDR and LDR-LT operational modes*, 30 september 2005 (Public document).
131. **C. Roblin and A. Sibille**, "Conception d'antennes ULB dans les projets européens Pulsers et Ultrawaves," GDR Ondes, Paris, 8 Sept. 2005.
132. **C. Roblin, A. Sibille, H. Ghannoum**, PULSERS Deliverable D3b2a: *Prototype Antenna Array*, 19 January 2005 (Public document).
133. **C. Roblin & A. Sibille**, "Analyses comportementales antennes/canal en ULB impulsional," Journée ULB, GDR Ondes, 15 décembre 2004.
134. **A.C. Lepage, S. Bories, X. Begaud, C. Roblin & A. Sibille**, "Caractéristiques fréquentielles et temporelles des antennes ULB développées dans le cadre d'Ultrawaves," Journée ULB, GDR Ondes, 15 décembre 2004.
135. **A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, X. Begaud, A.C. Lepage**, Ultrawaves Deliverable D6.1: *Prototypes and analysis tools for ultra wide band antennas report*, 23 Nov. 2004 (Public document).
136. **C. Roblin and A. Sibille**, "Analyses comportementales antennes/canal en ULB impulsional," GDR Ondes, 15 décembre 2004, Paris.
137. **A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage and X. Begaud**, "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit," Journées d'étude SEE : l'ULB en radar et communications : Mythes ou réalité, Paris, 19-20 juin 2003.
138. **J.C. Baillie, T. Bernard, E. Jaffrot, O. Hammami, A. Manzanera, C. Roblin, A. Sibille**, "Formation et recherche au sein de l'unité Electronique-Informatique : un exemple de lien entre l'académique et l'industriel," Techniques Avancées, n°66 (déc. 2003).

- 139.A. Sibille, J.B. Duquesne, C. Roblin, G. Poncelet**, “Etude de la propagation dans la bande des 5 GHz,” contract reports UTR/6.01 ARMINES/Alcatel CIT (2002).
- 140.S. Fassetta, A. Chelouah, C. Roblin, A. Sibille, D. Iaconelli and J.P. Couvy**, “Switched beam smart antennas for HIPERLAN terminals developed within the ADAMO project,” COST 260, Rennes, Oct. 2000.
- 141.A. Sibille, C. Roblin, S. Fassetta, J.P. Couvy**, ADAMO Deliverable D16: *Mixed diversity and novel antenna technology results*, Sept. 2000.
- 142.A. Sibille, C. Roblin, S. Fassetta, A. Chelouah, J. Kunisch, M. Schneider, J. Pamp, E. Zollinger, A. Winkelman and M. Gehrt**, “Sector and polarisation dependent wideband indoor propagation channel measurements at 5.1 GHz,” COST 259, TD(00) 010, Valencia, Spain, 19-21 Jan. 2000.
- 143.A. Sibille, C. Roblin, U. Fritsch, J.P. Couvy, D. Iaconelli**, ADAMO Deliverable D5: *Linearly polarized adaptive antenna design: description and results*, Oct. 1999.
- 144.A. Sibille and C. Roblin**, “Antennes à commande électronique pour communications millimétriques,” Revue Scientifique et Technique de la Défense, 1997.
- 145.D.-G. Créte and C. Roblin**, “Non-sinusoidal LO Drive with SIS Mixer,” NATO Advanced Research Workshop on SUPERCONDUCTING ELECTRONICS and 2nd Workshop on JOSEPHSON DEVICES, Capri, Italy, Sept. 1990, pp. C8.

1.8.7. Brevet

- 146.D.-G. Créte and C. Roblin**, *Elément de circuit pour hyperfréquences : isolateur galvanique pour lignes microruban*, Brevet national n° 91 10056 du 7 aout 1991.

II^e Partie

Synthèse des activités de recherche

1. Introduction

Depuis plus d'une vingtaine d'années, mes activités de recherche ont porté sur différents thèmes liés aux antennes et au canal de propagation, en privilégiant une démarche de *modélisation*. Cependant, « modéliser » est un mot valise pouvant revêtir bien des formes que ce soit en sciences fondamentales ou dans un domaine très appliqué comme le nôtre. Il peut s'agir d'une démarche *explicative*, pouvant viser la précision, comme à l'inverse une approche de simplification, visant par exemple la parcimonie de représentation. Ce sont essentiellement ces dernières qui ont guidé notre cheminement. Par ailleurs, contrairement aux sciences fondamentales (dont l'objet est la nature), les sciences appliquées (et l'ingénierie) traitent le plus souvent « d'objets », dont l'association constitue des « systèmes » plus ou moins complexes. Ces derniers sont structurés en sous-systèmes, fonctions, etc., afin de pouvoir appréhender leur comportement selon leur degré de complexité. Nous nous sommes notamment intéressé aux *interactions* entre objets fonctionnels (ou au sein des objets) des systèmes de transmission radio, ce qui relève de ce que l'on peut qualifier de *problèmes aux interfaces*. L'analyse et la modélisation des interactions entre les antennes et le canal (voire entre les antennes et la tête RF) en radio impulsionnelle (RI-ULB) – en raison notamment de la distorsion d'antenne – en constitue un bon exemple que les descriptions fonctionnelles permettent d'appréhender efficacement¹⁵. L'étude des interactions dans les systèmes multi-antennaires ULB (MAS pour applications MIMO) en constitue un autre exemple.

Dans cette démarche de modélisation, nous avons suivi un cheminement comprenant plusieurs étapes. Un bon exemple est le domaine de la modélisation des antennes ULB dans lequel nous nous sommes fortement investis : après avoir défini un cadre formel de représentation du comportement des antennes (ainsi que certains indicateurs de performances synthétiques), nous avons proposé plusieurs *modèles d'abstraction* parcimonieux obtenus par différentes techniques de réduction d'ordre, puis nous nous sommes intéressé au comportement des antennes soumises à diverses sources d'incertitude en explorant différentes *approches statistiques* (utilisant ou non les modèles d'abstraction précédemment obtenus). Ce type de démarche a également été adopté dans d'autres contextes que nous détaillerons dans la suite.

Nous avons parallèlement développé une activité de conception d'antenne, dont la nature est bien sûr clairement distincte de la modélisation. Ces travaux ont été motivés par deux exigences : d'une part, répondre à des besoins spécifiques exprimés dans divers projets collaboratifs, et d'autre part parce que développer des modèles nécessite évidemment des « objets d'étude ».

Nous nous sommes par ailleurs intéressé au canal de propagation et aux approches conjointes antennes/canal. De ce fait, nos activités principales dans le domaine des antennes – assez bien représentées par le triptyque *modélisation, interactions, et interfaces* – ne relèvent pas tout-à-fait d'un laboratoire d'antenne au sens le plus « classique ». En particulier, comme je l'ai brièvement indiqué dans la 1^{re} partie, il n'a pas été très facile de convaincre cette communauté de l'intérêt de la modélisation statistique des antennes, notamment quant à sa pertinence. Cette forme de scepticisme semble cependant nettement moins répandue aujourd'hui, même si, pour être tout-à-fait honnête,

¹⁵ La question se posant beaucoup moins en bande étroite où les fonctions sont habituellement séparées.

la question de la pertinence reste d'actualité, notamment au regard de la représentativité de ces modèles ; ces aspects, qui n'ont souvent rien d'élémentaire tant sur les plans théoriques que pratiques, sont d'ailleurs assez régulièrement sous-estimés. En revanche, la pertinence de ce type d'approche du point de vue applicatif, c'est-à-dire au sens des besoins, apparaît renforcée aujourd'hui, notamment par la complexification et la diversité des situations considérées (ou envisagées) dans les systèmes de communication émergents et futurs (*5G & beyond*).

La synthèse de ces travaux ayant déjà été présentée dans la 1^{re} partie, je ne développerai pas d'avantage cette introduction. Les paragraphes qui suivent constituent une présentation plus détaillée et technique de ces activités.

2. Communications ULB – Antennes

Comme leur nom l'indique les communications ULB opèrent sur des bandes extrêmement larges¹⁶, typiquement de plusieurs GHz. Elles ont connu une sorte de *renaissance*¹⁷ à la fin des années 90 aux Etats-Unis, suivie d'une normalisation réglementaire par la *FCC*¹⁸ en 2002. Pour être bref (au risque d'être simpliste), le principe repose sur l'émission de signaux dont la densité spectrale de puissance est suffisamment faible pour n'apparaître que comme un bruit additionnel ne perturbant pas (ou de manière acceptable) les communications préexistantes, notamment les services occupant des bandes licenciées. Quant à son intérêt, il est en premier lieu fondé sur l'expression de la capacité de Shannon-Hartley C (exprimée en bit/s) :

$$C = B \log_2(1 + S / N) \quad (2.1)$$

où B est la bande du signal, S est sa puissance (resp. sa DSP) et N celle du bruit (resp. sa DSP), en réception. La croissance de C étant linéaire en fonction de la bande B alors qu'elle n'est que logarithmique en fonction du rapport signal sur bruit (SNR ¹⁹), l'intérêt d'élargir la bande, y compris à puissance totale constante, apparaît immédiat. Cette justification simple exclue bien sûr toute autre considération, notamment toutes celles qui peuvent limiter la portée : contraintes réglementaires d'émission, interférences, coexistence, etc.

L'activité dans le domaine a été intense dans la décennie 2000-2010. Après l'euphorie du milieu des années 2000, force est de constater que le positionnement et l'impact de l'ULB aujourd'hui ne sont pas à la hauteur des attentes de cette période. Même si certains dispositifs et systèmes ULB de proximité à haut débit ont été réalisés, et que certains produits grand public sont disponibles – telles que par exemple des clés USB sans fil et des « adaptateurs ULB/HDMI » – les prévisions de pénétration des marchés professionnel et grand public et les projections de croissance extrêmement optimistes de cette période n'ont pas été au rendez-vous, notamment pour les applications haut débit²⁰. Les techniques développées pour cela, notamment les techniques multi-bandes telles que le *MB-OFDM* (*Multi-Band OFDM*), n'ont pas apporté les résultats escomptés, en raison notamment de difficultés liées aux restrictions réglementaires, ou ont été confrontées à des problèmes de standardisation. Des acteurs majeurs de l'industrie (Motorola, Freescale, STMicroelectronics, Mitsubishi, Philips, IBM, Alereon, Samsung, Intel, etc.) qui s'étaient assez massivement investis à cette période dans des projets collaboratifs et/ou des

¹⁶ De plus de 500 MHz ou de 20 % de bande relative (ou 25 % selon les définitions).

¹⁷ Souvenons-nous que les premières expériences de Hertz reposaient sur l'émission d'ondes EM impulsionnelles...

¹⁸ Federal Communications Commission.

¹⁹ *Signal over Noise ratio*.

²⁰ Transport de flux vidéos HD multiples, transfert rapide de données (téléchargement de films sur des bornes, impression sans fil rapide, par ex.), etc., avec des débits visés ambitieux à l'époque ; jusqu'à 1 Gb/s à 1 m en visibilité directe par ex.

consortiums tels que « *UWB Forum*²¹ » et « *WiMedia Alliance*²² » se sont progressivement désengagés. *WiMedia Alliance* a par exemple mis fin à ses activités en 2010.

Cependant, l'ULB reste aujourd'hui d'actualité en raison de son potentiel pour certains domaines applicatifs spécifiques. L'ULB demeure ainsi une option très intéressante pour les applications pour lesquelles la conjonction des fonctions de communication, notamment à bas débits, et de localisation, voire de poursuite (LDR-LT²³) est recherchée, telles que les systèmes *RFID* intégrant simultanément identification et localisation (systèmes *RTLS*). Les réseaux corporels sans fil (*WBAN*) sont également fortement concernés (bande(s) non licenciée(s), faible exposition aux EMF, résilience aux évanouissements sélectifs profonds, possibilité de localisation – surveillance, monitoring, notamment dans le domaine médical –, systèmes potentiellement à faible consommation d'énergie, etc.). Plus généralement, l'ULB est également envisagé comme alternative possible²⁴ pour le domaine en plein essor de l'*IoT*²⁵ [R24] – en incluant bien sûr les réseaux de capteurs (*WSN*) –, ainsi que pour une partie des nouveaux standards de communication « *5G and beyond* », notamment dans la bande quasi millimétrique pressentie autour de 28 GHz.

Le domaine reste donc toujours vivant et varié, même si l'euphorie des années 2000 n'est plus tout-à-fait de mise aujourd'hui, certains secteurs concernés relevant davantage de marchés de niche, souvent professionnels, que de marchés de masse. Enfin, le problème récurrent de la raréfaction du spectre et de la pollution radioélectrique, typiquement jusqu'à 6 GHz, ne peut que renforcer cette alternative, notamment dans la sous-bande ULB de [6, 8.5] GHz par ex. (pour l'Union Européenne).

2.1. Formalisme de représentation et de caractérisation des antennes ULB

Mes travaux dans ce domaine ont débuté en 2002 dans le cadre du projet *ULTRAWAVES*, du 4^e PCRD.

Les antennes ULB présentent des caractéristiques et des contraintes de conception particulières, notamment en radio impulsionnelle – qui opère sur des signaux à bande *instantanée* extrêmement large – inexistantes ou sans objet en bande étroite. Outre leur conception souvent plus complexe, leur caractérisation expérimentale sensiblement plus lourde et de ce fait plus exigeante en général, la dimension supplémentaire – temps ou fréquence – confère aux antennes ULB un rôle fonctionnel inédit dans la chaîne de communication. C'est la raison pour laquelle nous avons adopté une *approche fonctionnelle* de l'antenne ULB, permettant de l'insérer aisément dans la chaîne de communication, tout en prenant en compte l'ensemble de son comportement radioélectrique. Il est en effet beaucoup plus discutable de séparer la fonction antennaire des blocs fonctionnels adjacents – canal de propagation d'un côté et amplificateur de puissance (*PA*) de l'autre en émission notamment – car ces fonctions interagissent de manière plus complexe qu'en bande étroite ou modérée, notamment en radio impulsionnelle. Les variations de l'impédance d'antenne peuvent avoir une influence sur les performances du *PA*, ce qui a par exemple amené certaines équipes à adopter une démarche de co-conception antenne/*PA* (mais notre équipe n'a pas abordé cette question). La distorsion linéaire d'antenne et la dispersion du canal peuvent interagir de manière plus ou moins intriquée et avoir une influence sur la variabilité du *SNR* au récepteur (parfois non négligeable, bien que généralement faible à modérée). Cela nous a par exemple conduit à mener des analyses conjointes antenne/canal [21], sur lesquelles je reviendrai au §4. L'approche

²¹ Organisation fondée en 2004 et dissoute en 2006. Contribution au standard IEEE 802.15.3a, et soutien du *DS-UWB* (*Direct Sequence UWB*), technique inspirée du *DS-SS* (*DS Spread Spectrum*).

²² *Wireless Multimedia Alliance*, fondée en 2002 et promoteur de la technique *MB-OFDM*.

²³ *Low Data Rate, Location and Tracking*.

²⁴ aux solutions RF les plus citées : BLE (Bluetooth Low Energy), WiFi, Zigbee, SigFox, LoRa, NB-IoT, etc.

²⁵ La société irlandaise DecaWave propose par exemple des puces et des chipsets ULB fondés sur le standard IEEE802.15.4a, et destinés à l'*IoT* (*RTLS* concurrents de systèmes LoRa ou Sigfox, par ex.).

fonctionnelle dont je vais rappeler les grandes lignes a notamment fourni un cadre formel particulièrement adapté à ce type d'analyse conjointe.

2.1.1. Fonctions de transfert et réponses impulsionnelles d'antenne

Les antennes passives, donc linéaires et réciproques, apparaissent comme des Systèmes Linéaires Invariants²⁶ multidimensionnels, comprenant, en émission, un (ou plusieurs) accès d'entrée et une infinité d'accès de sortie – correspondant à la mesure du champ sur 4π stéradians – et l'inverse en réception. En pratique, en se limitant au rayonnement lointain, le champ est échantillonné angulairement en élévation et en azimut, c'est-à-dire qu'il n'est mesuré (ou simulé) que pour un ensemble fini de directions d'observation. La relation fonctionnelle « entrée-sortie » peut donc s'écrire au moyen d'une Fonction de Transfert Multidimensionnelle. Toute fonction de transfert d'antenne doit en outre rendre compte du caractère vectoriel du champ (polarisation), du transfert vrai d'énergie de la source vers le rayonnement en espace libre, du comportement fréquentiel et temporel de l'antenne (forme d'onde et distorsion) – et donc de la phase du champ – et bien sûr des caractéristiques directionnelles. On doit donc pouvoir établir des relations simples entre la fonction de transfert d'une part et la polarisation, les rendements, les gains, et la directivité d'autre part. Si l'on souhaite en outre que le formalisme adopté soit intimement lié à la mesure dans le domaine fréquentiel, il est préférable qu'il soit fondé sur le formalisme d'onde (en supposant l'antenne alimentée par un guide d'onde – guide creux ou ligne de transmission – ce qui est généralement le cas en RF). Nous verrons par ailleurs que l'effet de l'antenne sur la forme d'onde est différent en émission et en réception ce qui conduit à définir deux fonctions de transfert différentes. Cela ne contredit bien sûr en rien le principe de réciprocité qui permet justement d'établir une relation entre ces deux fonctions de transfert. Nous verrons notamment qu'il est théoriquement impossible de concevoir une antenne sans distorsion à la fois en émission et en réception, mais qu'il est en revanche tout-à-fait possible de concevoir une antenne n'introduisant aucune distorsion globale pour un lien radio mono-trajet en visibilité directe. Nous nous sommes par ailleurs limités au cas du rayonnement en champ lointain des antennes à un seul accès.

Ces considérations m'ont conduit à définir dans [82] deux Fonctions de Transfert²⁷ Directionnelles, Vectorielles et Complexes appelées Fonction de Transfert d'Antenne (FTA), l'une en émission et l'autre en réception. La première est définie par :

$$\mathcal{H}^T(s, \hat{\mathbf{r}}) \triangleq re^{\gamma r} \sqrt{\frac{4\pi}{\eta_0}} \frac{\mathbf{E}^\infty(s, \mathbf{r})}{a_1(s)} \quad (2.2)$$

où s est la fréquence complexe, $\gamma = s/c$ ($=jk$ dans le cas purement harmonique, $k = \|\mathbf{k}\| = \omega/c$ étant le nombre d'onde), \mathbf{r} est le rayon vecteur, $\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{r}/r$ le rayon vecteur unitaire (lire “ $\hat{\mathbf{r}} = (\theta, \varphi)$ ” dans l'argument des fonctions), a_1 est l'onde partielle incidente à l'antenne, et η_0 l'impédance du vide. Cette définition, adimensionnelle (à l'instar des SLI), utilise une normalisation conduisant à la relation la plus simple possible entre la FTA (dans le cas harmonique) et la grandeur bien connue qu'est le gain réalisé G_r :

$$G_r(f, \hat{\mathbf{r}}) = \left\| \mathcal{H}^T(f, \hat{\mathbf{r}}) \right\|^2 \quad (2.3)$$

²⁶ Linear Time Invariant (LTI) System.

²⁷ Certains auteurs ont proposé de définir des fonctions de transfert formellement identiques en émission et en réception, mais cela conduit selon moi à recourir à des artifices assez arbitraires et ne reflétant plus la physique des antennes.

La réponse temporelle de l'antenne est caractérisée par sa Réponse Impulsionnelle d'Antenne (RIA) $\mathbf{h}^T = \mathcal{L}^{-1}(\mathcal{H}^T)$, transformée de Laplace inverse de \mathcal{H}^T . La version temporelle de (2.2) s'écrit donc (avec $a_1 = \mathcal{L}^{-1}(a_1)$, et $\mathbf{e}^\infty(t, \mathbf{r}) = \mathcal{L}^{-1}\{\mathbf{E}^\infty(s, \mathbf{r})\}$) :

$$\mathbf{e}^\infty(t, \mathbf{r}) = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} \left[\mathbf{h}^T(\cdot, \hat{\mathbf{r}}) * \delta_{r/c} * a_1 \right](t) \quad (2.4)$$

En réception, la FTA \mathcal{H}^R est définie par :

$$b_2(s, \hat{\mathbf{r}}) \triangleq e^{-\gamma \hat{\mathbf{k}} \cdot \mathbf{r}} \sqrt{\frac{4\pi}{\eta_0}} \mathcal{H}^R(s, \hat{\mathbf{r}}) \cdot \mathbf{E}_{pw}(s, \mathbf{r}) \quad (2.5)$$

où b_2 est l'onde partielle reçue (incidente au récepteur), \mathbf{E}_{pw} l'onde plane incidente de direction de propagation $-\hat{\mathbf{k}}$.

L'application du principe de réciprocité de Lorentz, suivant par exemple la démarche de Deschamps faisant appel aux concepts de *cross-flux* et de *réaction* [R25], [R26], permet d'obtenir la relation entre les FTA en réception et en émission (on en trouvera dans l'annexe A de [2] ou [3] une démonstration complète et très générale dans la mesure où elle ne fait appel à aucune « antenne de test » particulière telle que le doublet). Dans le cas harmonique, puis dans le domaine temporel, on obtient :

$$\mathcal{H}^R(f, \hat{\mathbf{r}}) = -j \frac{\lambda}{4\pi} \mathcal{H}^T(f, \hat{\mathbf{r}}) \quad (2.6)$$

$$\mathbf{h}^T(t, \hat{\mathbf{r}}) = \frac{2}{c} \partial_t \mathbf{h}^R(t, \hat{\mathbf{r}}) \quad (2.7)$$

Ces relations permettent immédiatement d'observer qu'une antenne « idéale » en émission (sans distorsion)²⁸ distord nécessairement le signal en réception (par intégration), de même qu'une antenne idéale en réception distord le signal en émission (par dérivation) [R27], [2], [3].

Les fondements étant posés, il est relativement facile d'établir les relations régissant le comportement des liens radios, aussi complexes soient-ils, pour peu que le milieu de propagation soit supposé linéaire. La configuration la plus simple est celle d'un système à deux antennes en espace libre, positionnées dans leur zone respective de champ lointain. Pour une configuration géométrique donnée, le système ainsi constitué n'est autre qu'un réseau linéaire à deux accès qui peut être caractérisé par sa matrice de répartition \mathbf{S} , notamment son coefficient de transmission S_{21} . Si, en outre, le récepteur est adapté, il vient :

$$b_2 = S_{21} a_1 \quad (2.8)$$

les signaux étant mesurés dans les plans de référence utilisés pour la définition des FTA. Par définition des FTA, injectant (2.2) et (2.5) (en régime harmonique), puis (2.6) dans (2.8), il vient :

$$S_{21} = \frac{e^{-jkr}}{r} \mathcal{H}_1^T \cdot \mathcal{H}_2^R = \frac{e^{-jkr}}{r} \left(\frac{-j\lambda}{4\pi} \right) \mathcal{H}_1^T \cdot \mathcal{H}_2^T \quad (2.9)$$

Cette équation est parfaitement conforme à l'approche fonctionnelle recherchée. Elle est le produit de trois termes correspondant chacun à un bloc fonctionnel : l'antenne

²⁸ En pratique, une antenne est considérée comme « idéale » en émission si sa FTA a un module (donc un gain réalisé) constant et une phase linéaire en fréquence, sur une bande incluant clairement le support du spectre du signal émis.

d'émission, le canal de propagation et l'antenne de réception. Elle est par ailleurs directement liée aux grandeurs utilisées dans la mesure dans le domaine fréquentiel avec un analyseur de réseau (VNA).

Par ailleurs, en prenant le module au carré de cette équation, on retrouve l'équation de Friis bien connue :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |S_{21}|^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_{r_1}(\mathbf{k}_1) G_{r_2}(-\mathbf{k}_1) \eta_p \quad (2.10)$$

dans laquelle on distingue l'atténuation d'espace libre, les gains réalisés et le rendement de polarisation $\eta_p = |\hat{\mathbf{p}}_1 \cdot \hat{\mathbf{p}}_2|^2$ (Figure 2.1).

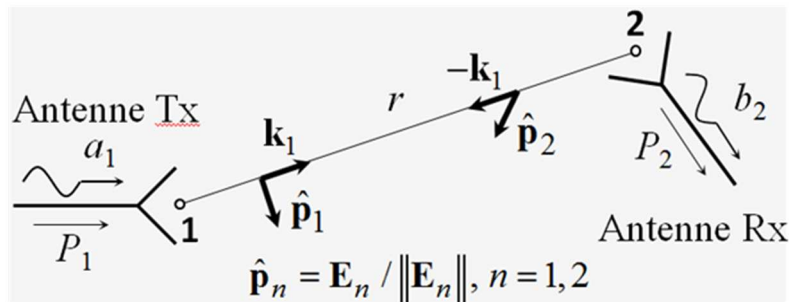


Figure 2.1. Liaison radio entre deux antennes en espace libre.

L'expression (2.9) – que l'on peut qualifier « d'équation de Friis complexe » – est plus générale que l'équation de Friis (qui s'en déduit) en ce qu'elle préserve notamment l'information de phase, indispensable à toute analyse temporelle. Elle est également explicite quant à la polarisation ce qui rend son usage plus simple et élégant dans le contexte des approches système, comme par exemple les analyses conjointes antennes/canal.

L'approche présentée est restreinte aux antennes à un seul accès d'une part, et à un canal de propagation idéal – en visibilité directe, mono trajet et non dispersif – d'autre part, mais il est généralisable à un canal quelconque modélisé par trajets multiples, ou aux systèmes multi-antennes (*SIMO*, *MISO*, *MIMO*²⁹), toutefois au prix d'une augmentation non négligeable de la complexité de la modélisation. Il n'est d'ailleurs pas inutile de rappeler que pour ces derniers l'information de phase est également indispensable, quelle que soit la largeur de bande considérée. Ce formalisme, bien qu'initialement spécifiquement développé pour l'ULB, reste bien évidemment valable en bande étroite.

L'équation (2.9) peut être généralisée à un canal multi-trajets si l'on dispose d'un modèle spatio-temporel discret et polarimétrique (tels que par ex. ceux de WINNER [R28], [R29], ou du 3GPP). Le signal reçu³⁰ s'obtient par superposition linéaire sur l'ensemble des trajets, dont les directions de départ et d'arrivée, la polarisation et la phase sont données par le modèle. De la même manière, les FTA peuvent également être implantés dans les outils de simulation asymptotique (tracer ou lancer de rayons). Certains aspects de ce thème seront synthétisés dans le §4.

Des travaux sur les systèmes ULB à antennes multiples ont été menés dans notre groupe, notamment dans le cadre du projet Pulsers II [125], [128], et de la thèse de Raffaele D'Errico [R30]-[R34]. Ces travaux ont notamment porté sur la modélisation de la matrice de diffusion représentant le couplage mutuel, et sur son impact sur les performances de la

²⁹ Single Input – Multiple Output, etc.

³⁰ En pratique une réalisation du signal car ces modèles sont de nature statistique.

diversité spatiale obtenues dans des canaux intérieurs réalistes (en comparaison avec celles obtenues avec des « réseaux virtuels », sans couplage).

Précisons que ce couplage est négligé dans les modèles de canal MIMO tels que ceux de WINNER (même si une prise en compte possible est mentionnée dans [R35]).

Par ailleurs, l'équation (2.9) est également particulièrement utile pour la caractérisation expérimentale du rayonnement. Elle offre en effet une technique alternative simple et rapide aux méthodes classiques de mesures absolues du gain réalisé en chambre anéchoïde (méthodes à deux ou à trois antennes). L'avantage de cette technique – que l'on peut appeler « méthode à une antenne » – est de ne nécessiter qu'une seule mesure (par polarisation). Elle consiste à mesurer le coefficient de transmission S_{21} calibré dans des plans de référence bien déterminés – en général les connecteurs d'antennes –, à l'aide d'une antenne de référence suffisamment directive et purement polarisée, dont la fonction de transfert \mathcal{H}_{ref} est connue ; on obtient en effet la fonction de transfert de l'antenne sous test (AST) $\mathcal{H}_{AST}^{\theta,\varphi}$ pour chaque polarisation d'après (2.9) :

$$\mathcal{H}_{AST}^{\theta,\varphi}(f, \hat{\mathbf{r}}) = j \frac{4\pi r}{\lambda} \frac{e^{jkr}}{\mathcal{H}_{ref}(f)} S_{21}^{\theta,\varphi}(f, \hat{\mathbf{r}}) \quad (2.11)$$

dont on peut notamment déduire le gain réalisé à partir de (2.3). Une discussion plus détaillée des conditions d'application de cette méthode est donnée dans [2], [3].

2.1.2. Indicateurs de performance synthétiques

La FTA (ou la RIA) caractérise les principales propriétés de rayonnement d'une antenne passive en champ lointain. Elle est suffisante pour quantifier un bilan de liaison dans un canal idéal. L'essentiel de ses propriétés radioélectriques sont parfaitement déterminées si on lui adjoint son coefficient de réflexion $S_{11}(f)$ et son rendement de rayonnement. Cependant, on conçoit aisément que représenter les performances d'une antenne à partir d'une fonction vectorielle complexe de trois variables n'est pas très simple. On souhaite donc pouvoir appréhender ses caractéristiques de manière plus globale en définissant des indicateurs de performance synthétiques qui permettront notamment de faciliter la comparaison des antennes entre elles. Nous nous limiterons ici à la définition de trois de ces indicateurs caractérisant successivement :

- Le transfert de puissance et la directionnalité : gain énergétique et gain réalisé moyen,
- La dispersion (distorsion de phase) : temps de groupe différentiel et écart-type,
- La distorsion, appréhendée dans son ensemble.

Afin de caractériser globalement le transfert d'énergie de la source vers l'espace libre pour une forme d'onde particulière, on est amené à définir un gain énergétique à partir des fonctions d'autocorrélation du champ normalisé et de l'onde incidente dans le domaine temporel :

$$G_r^t(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{\Re_{aa}(0, \hat{\mathbf{r}})}{\Re_{a_1 a_1}(0)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_r(f, \hat{\mathbf{r}}) \cdot |a_1(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |a_1(f)|^2 df} \quad (2.12)$$

où

$$\mathbf{a}(t, \hat{\mathbf{r}}) = [\hat{\mathbf{h}}(\cdot, \hat{\mathbf{r}}) * a_1](t) \quad (2.13)$$

est le champ normalisé (cf. (2.4) et [82], [2], [3] pour plus de détails³¹).

Ce gain n'est autre que le gain réalisé moyen pondéré par la densité spectrale de puissance (DSP) du signal d'excitation. Si l'on considère pour ce dernier une fenêtre

³¹ Une définition analogue avait également été proposée dans [R36] à partir d'un formalisme différent.

fréquentielle rectangulaire correspondant à la bande passante d'entrée de l'antenne BW_i , – ou toute bande d'intérêt incluse dans cette bande – on obtient le *gain réalisé moyen* ou *MRG (Mean Realized Gain)*, indicateur synthétique, mais intrinsèque cette fois-ci [80], [81] :

$$MRG(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{1}{BW_i} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} G_r(f, \hat{\mathbf{r}}) df \quad (2.14)$$

Il faut souligner que cet indicateur ne résulte pas d'une tentative simpliste de se « débarrasser » d'une variable en considérant une valeur moyenne, mais qu'il représente bien le transfert effectif d'énergie de la source vers le rayonnement pour un signal de spectre rectangulaire, ce qui constitue une approximation raisonnable du transfert d'énergie pour un signal de DSP significative sur la bande d'intérêt. Il permet par ailleurs de quantifier proprement certaines caractéristiques classiquement utilisées en bande étroite, telles que la direction du lobe principal (s'il existe), les ouvertures angulaires, ou le *FTBR (Front To Back Ratio)*.

La dispersion est représentée par le comportement fréquentiel du temps de groupe $\tau_g^{\theta, \varphi}(f, \hat{\mathbf{r}})$ de la FTA. Plusieurs indicateurs sont possibles : pour les antennes très dispersives (*LPDA*³² par ex.), le *temps de groupe différentiel*, défini comme sa variation maximale sur la bande d'intérêt $\Delta\tau_g^{\theta, \varphi}(\hat{\mathbf{r}}) = \max_{f \in BW_i} \tau_g^{\theta, \varphi}(f, \hat{\mathbf{r}}) - \min_{f \in BW_i} \tau_g^{\theta, \varphi}(f, \hat{\mathbf{r}})$ donne une assez bonne estimation de la durée de la RIA ; pour les antennes faiblement dispersives, l'écart-type du temps de groupe $\sigma_{\tau_g^{\theta, \varphi}}(\hat{\mathbf{r}})$ est également utilisable [82], [2], [3].

J'ai également proposé en 2003 [82] d'utiliser un indicateur de distorsion plus général, appelé *étalement de la réponse impulsionnelle d'antenne*, analogue de la métrique utilisée pour évaluer la dispersion du canal de propagation (étalement des retards ou *Delay Spread*). Il n'y a rien de bien original dans cette définition (2.15), mais elle a l'avantage de prendre en compte les deux sources de distorsion linéaire: distorsion d'amplitude (variations du gain réalisé en fréquence) et de phase (dispersion). Cet indicateur ne dépendant que de la direction d'observation, il est possible d'en déduire des ouvertures angulaires selon des critères de seuil d'étalement appropriés, et par exemple d'en déduire si le recours à des techniques de prédistorsion du signal³³ est pertinent ou non.

$$\tau_{DS}(\hat{\mathbf{r}}) = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 h^2(\tau, \hat{\mathbf{r}}) d\tau}{\int_0^{\infty} h^2(\tau, \hat{\mathbf{r}}) d\tau}} \quad (2.15)$$

où h est la RIA en émission (pour une polarisation donnée) et $\bar{\tau}(\hat{\mathbf{r}})$ le retard moyen défini comme le 1^{er} moment : $\bar{\tau}(\hat{\mathbf{r}}) = \int_0^{\infty} \tau h^2(\tau, \hat{\mathbf{r}}) d\tau / \int_0^{\infty} h^2(\tau, \hat{\mathbf{r}}) d\tau$.

D'autres indicateurs tels que la largeur de l'enveloppe de la RIA (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) ou différentes définitions de la *fidélité* sont également intéressants (cf. par ex. [2] ou [3]).

L'intérêt principal de ces différents indicateurs synthétiques est notamment de faciliter la comparaison des performances de diverses antennes.

2.1.3. Prétraitements des mesures de rayonnement

Les mesures de rayonnement étant entachées de nombreuses erreurs provenant de diverses sources (bruit électronique, échos résiduels de chambre, dérive de calibration,

³² *Log-Periodic Dipole Antenna.*

³³ Ou de compensation de la distorsion en réception.

etc.), une partie d'entre elles peut être partiellement corrigée grâce au prétraitement décrit dans le schéma synoptique de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** [64], [68]: (i) forte réduction de la majeure partie des échos parasites de chambre par fenêtrage temporel (d'autant plus efficace que la RIA est courte) et (ii) rétablissement de la causalité en s'appuyant sur la transformée de Hilbert [R37].

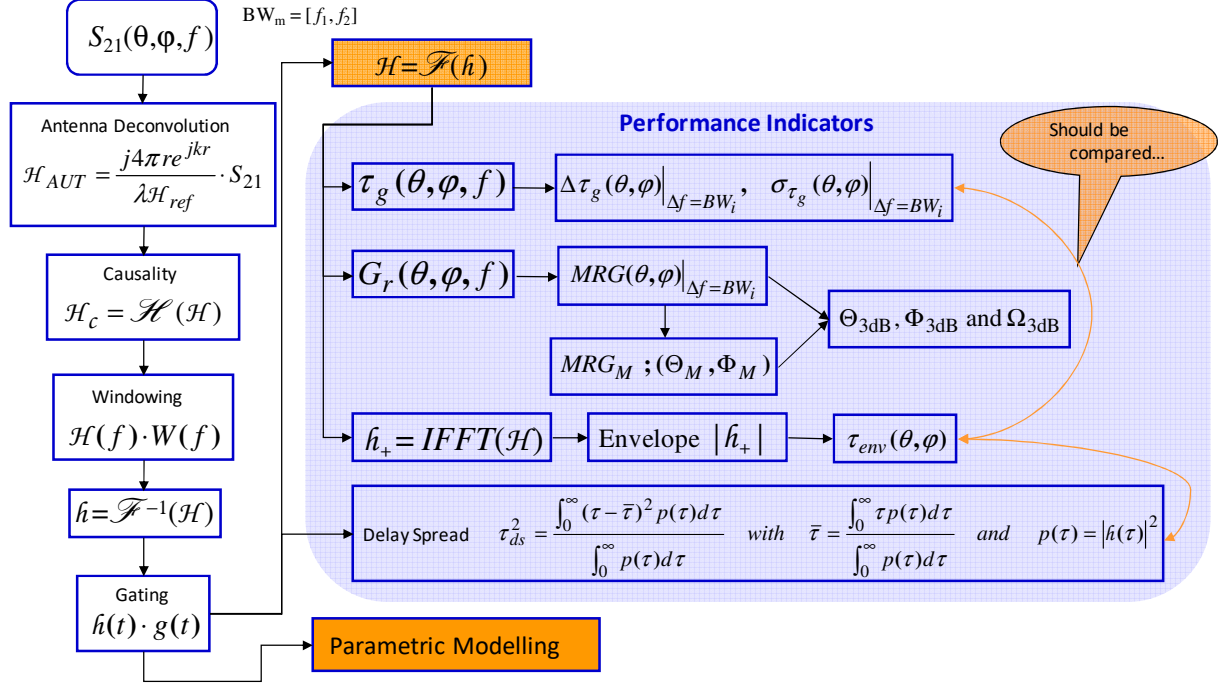


Figure 2.2. Prétraitements des mesures de rayonnement ULB et calcul des indicateurs de performance.

2.2. Systèmes RFID ULB

Nous nous sommes intéressés aux systèmes RFID ULB dans le cadre du projet SELECT. Dans ces systèmes, l'information est codée par modulation du signal rétrodiffusé par commutation d'impédance. Le calcul des signaux d'intérêt peut être mené de plusieurs manières, dont l'une est fondée sur le formalisme présenté au §2.1.1. Ces travaux ont notamment été menés dans le cadre du stage de M2 puis de la thèse de F. Guidi, et dans le contexte de SELECT. Dans le cas mono-trajet en visibilité directe, on montre que le signal rétrodiffusé (monostatique) par l'étiquette (*Tag*) vers le lecteur (*Reader*) s'écrit³⁴

$$b_1 = \mathcal{H}_{\text{Read}}^R(\hat{\mathbf{r}}) \sqrt{\frac{4\pi}{\eta}} \left\{ \frac{\lambda e^{-jkr}}{4\pi r} H_{\text{Tag}}^{BS}(\hat{\mathbf{r}}) \right\} \mathcal{H}_{\text{Read}}^T(\hat{\mathbf{r}}) \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi}} a_1 \quad \text{où } H_{\text{Tag}}^{BS} \text{ est la fonction de transfert}$$

du champ rétrodiffusé par le *tag* : $H_{\text{Tag}}^{BS}(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{4\pi r}{\lambda} \frac{E_{\text{sc}}^{\text{FF}}(\mathbf{r}) e^{jkr}}{E_{\text{inc}}^{\text{FF}}(\mathbf{r})}$, liée à la SER du *tag* par

$$\left| H_{\text{Tag}}^{BS}(\hat{\mathbf{r}}) \right|^2 = \frac{4\pi\sigma}{\lambda^2}. \quad \text{En considérant la relation de réciprocité (2.6), il vient :}$$

$$b_1 = \left[\mathcal{H}_{\text{Read}}^T(\hat{\mathbf{r}}) \right]^2 \left\{ -j \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 e^{-j2kr} \right\} \cdot H_{\text{Tag}}^{BS}(\hat{\mathbf{r}}) a_1 \quad [12], [110]. \quad \text{En pratique, le signal rétrodiffusé}$$

comprend trois contributions : la réponse de l'environnement (*clutter*) en l'absence du *tag* – en général la plus importante –, la réponse dite *structurale* due au *tag* en tant qu'objet diffuseur (correspondant à la configuration parfaitement adaptée du *tag*), et la réponse

³⁴ en faisant également l'hypothèse simplificatrice d'antennes à polarisation linéaire, pure, et adaptées en polarisation ($\eta_p = 1$), ce qui permet de se ramener à un cas scalaire.

dite antennaire, correspondant à toute configuration désadaptée du *tag* (chargé par une impédance quelconque). Ces deux derniers termes peuvent être explicités grâce au principe de superposition en exprimant H_{Tag}^{BS} sous la forme : $H_{Tag}^{BS}(\hat{\mathbf{r}}) = H_{Tag,match}(\hat{\mathbf{r}}) + H_{Tag,ant}(\hat{\mathbf{r}})$ où $H_{Tag,match}$ est la réponse structurale du *tag*, c'est-à-dire sa FT pour une charge adaptée ($a_2 = 0$), et $H_{Tag,ant}$ est la FT de rétrodiffusion additionnelle lorsque $a_2 \neq 0$ (pour toute autre charge). On peut montrer que la FT $H_{Tag,ant}$ peut être exprimée de manière simple en fonction de la FTA du *tag* en émission :

$$H_{Tag,ant}(\hat{\mathbf{r}}) = -j \left[H_{Tag,ant}^T(\hat{\mathbf{r}}) \right]^2 \frac{\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \cong -j \left[H_{Tag,ant}^T(\hat{\mathbf{r}}) \right]^2 \Gamma_L \quad (2.16)$$

où $\Gamma_L = a_2/b_2$ (Figure 2.3) est le coefficient de réflexion de la charge du *tag*, d'impédance quelconque Z_L et $S_{22} \sim 0$ pour les *tags* bien adaptés (à l'impédance de référence). En d'autres termes, la FT rétrodiffusée du *tag* en mode antennaire s'exprime en fonction du carré de sa FTA en transmission, en raison du principe de réciprocité. Cette équation est particulièrement intéressante car elle permet d'effectuer des simulations et des mesures de la rétrodiffusion à partir de simulations ou de mesures de la FTA, plus aisées.

En considérant maintenant différents états de charge, par exemple une charge quelconque d'impédance Z_L et un court-circuit (SC), on montre par ailleurs que :

$$H_{Tag,ant}^L(\hat{\mathbf{r}}) - H_{Tag,ant}^{SC}(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{b_{1L} - b_{1S}}{\left[\mathcal{H}_{Read}^T(\hat{\mathbf{r}}) \right]^2 \left\{ -j(\lambda / 4\pi r)^2 e^{-j2kr} \right\} a_1} \quad (2.17)$$

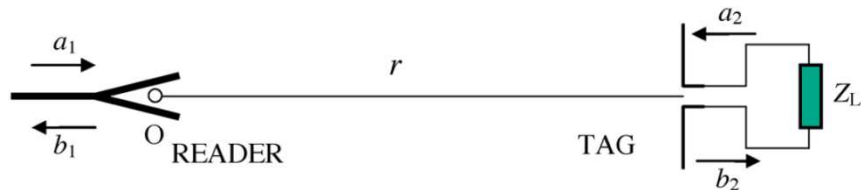


Figure 2.3. Schéma du système RFID (lecteur/étiquette) : mesure du signal rétrodiffusé par un *tag* ULB.

Dans cette expression (2.17), il apparaît clairement que la réponse structurale disparaît lorsque l'on forme la différence $b_{1L} - b_{1S}$, qui dépend donc uniquement de la réponse antennaire. Cette expression est également importante, car elle a été ultérieurement utilisée pour caractériser la réponse des *tags* *environnés*, perturbés par différents diffuseurs proches (bouteille en plastique remplie d'eau, cannette en aluminium, plaques en bois, en métal, etc.) [47], [48], [10]. Cette approche a également été généralisée en considérant le cas d'environnements multi-trajets en *LOS* [9], [110].

La prise en compte des effets de polarisation (en environnements multi-trajets) a par ailleurs été considérée dans la thèse de Z. Mhannah, également dans le contexte de SELECT [38].

2.3. Quelques exemples de conception d'antennes ULB

Notre équipe a développé diverses antennes ULB dans le cadre de plusieurs projets collaboratifs (Ultrawaves, Pulsers I & II, et Select notamment) [105], [106], [117], [130], [132], [135], et des thèses de Serge Bories, Hassan Ghannoum, Raffaele D'Errico, Amine Mellah, Amir Yousuf, Yunfei Wei et Jinxin Du, ainsi qu'au cours de divers stages [11], [25], [28], [65], [74-78], [80], [83], [104], [108], [131], [134], [137]. Une partie notable de ces antennes ont été réutilisées (ou « ré-optimisées ») dans d'autres contextes, par d'autres doctorants ou stagiaires, notamment dans le cadre de nouveaux projets.

Parmi les applications visées, on peut notamment citer : la caractérisation du canal de propagation, les petits terminaux et objets communicants, et les communications de type « sectorielles » (en *LOS*) nécessitant des antennes modérément directives.

Toutefois, il n'est pas inutile de préciser que nos activités dans ce domaine ont été en partie motivées par le besoin de valider diverses approches de modélisation, d'analyser divers types d'interaction ou techniques de communication (antenne/environnement – notamment antenne/corps humain –, antenne/canal, couplages dans les systèmes multi-antennaires, diversité d'antenne, etc.), même si certains travaux répondaient plus spécifiquement à des livrables de projets collaboratifs.

En 2001/2002, le domaine de l'ULB devient un nouveau thème de recherche de l'équipe, en particulier à l'occasion du montage du projet Ultrawaves. Pour nos premiers pas en conception d'antenne, notamment motivés par des besoins du projet, nous avons donc suivi des sentiers bien balisés. Une antenne monocône à profil conformé a été conçue par Serges Bories [83] au cours de son stage de DEA et de fin d'étude de l'ENAC. L'un des inconvénients de ce type d'antennes est que leur diagramme en élévation « respire », la direction et la largeur du lobe principal variant substantiellement en fréquence. Une antenne de type biconique a alors été conçue, d'une certaine manière par conformation du plan de masse, ce qui permet de l'alimenter de manière simple, sans symétriseur. Cette antenne de taille assez modérée ($31 \times 31 \times 37 \text{ mm}^3$ soit $\sim \lambda_{\text{max}}/3.6 \times \lambda_{\text{max}}/3.6 \times \lambda_{\text{max}}/3$) couvre une bande extrêmement large supérieure à la décade (de $\sim 2.7 \text{ GHz}$ à au moins 40 GHz ³⁵ pour un ROS inférieur à 2). Elle présente en outre l'avantage de posséder un diagramme beaucoup plus stable en fréquence, une ouverture en élévation assez large (environ 110° à -3 dB mesuré sur le *MRG* intégré sur la « bande FCC³⁶ » [$3.1 - 10.6$] GHz), et une RIA très courte ($< 100 \text{ ps}$) avec une très faible traînée temporelle. Pour toutes ces raisons, ces antennes ont par la suite été utilisées par Serge afin de caractériser le canal ULB spatio-temporel en intérieur [79], [135], [R38]. Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel avec des réseaux virtuels à l'aide d'une table trois axes motorisée³⁷ (dont la précision permet d'effectuer divers types de post-traitements cohérents). La disponibilité d'un troisième axe – vertical –, ainsi que la large ouverture des antennes en élévation permettait notamment de capturer davantage de trajets à « forte élévation ». Les directions d'arrivée (*DoA*) des trajets dominants (« résolus ») ont été estimées par une méthode de traitement à haute résolution (*Sensor-CLEAN* [R40]). Ce post-traitement a également permis d'étudier l'influence des principaux phénomènes physiques intervenants au cours de la propagation (réflexion, réfraction, diffraction) sur la distorsion de la forme d'onde du signal. On peut de plus préciser que la brièveté de la RIA des antennes facilite ce type d'analyse et contribue à la qualité des résultats. Cela est également vrai lorsque l'on souhaite remonter au *canal intrinsèque* par déconvolution de la réponse des antennes (connaissant les directions d'arrivée et de départ).

Une version spécifiquement destinée au sondage de canal opérant à plus basse fréquence ($\sim [0.8, 13.5] \text{ GHz}$ pour un ROS < 2) a été développée par Hassan Ghannoum dans le cadre du projet Pulsers I [132]. L'augmentation de la taille de l'antenne imposant une réduction drastique de sa masse³⁸, et les spécifications telles que la minimisation du volume ($80 \times 80 \times 94 \text{ mm}^3$ soit $\sim \lambda_{\text{max}}/4.7 \times \lambda_{\text{max}}/4.7 \times \lambda_{\text{max}}/4$) et la maximisation de l'ouverture en élévation (notamment vers le zénith) ont nécessité une nouvelle optimisation [78]. Un réseau de forme pyramidale a par ailleurs été conçu et réalisé au laboratoire avec des matériaux à faible signature EM [132], en partenariat avec nos collègues d'Ilmenau³⁹



³⁵ ses caractéristiques n'ayant pas été mesurées au-delà.

³⁶ *Federal Communications Commission* (Etats-Unis).

³⁷ conçue au laboratoire en partenariat avec une PME qui l'a ensuite fabriquée.

³⁸ pour des raisons de robustesse mécanique et de réduction de coût de fabrication.

³⁹ *Technische Universität Ilmenau*.

(Rudolf Zetik, J. Sachs, Reiner Thomae...) qui l'ont utilisé pour caractériser le canal directionnel ULB avec leur sondeur « MIMO temps réel ». Ces antennes ont également été utilisées par nos collègues de l'IMST (Jörg Pamp et Jürgen Kunisch) pour du sondage de canal dans le domaine fréquentiel (avec des réseaux virtuels)⁴⁰.

Plusieurs antennes pour terminaux ont été conçues, entre autre, dans le cadre des projets Ultrawaves et Pulsers I, par exemple les antennes : *DFMM* (*Dual-Feed Monopole Microstrip*) [R39], *DFMS*⁴¹ (*Dual-Feed Monopole Stripline*) [R39], *CPW-FPM* (*CPW-Fed Planar Monopole*) ou *PBD* (*Planar Balanced Dipole*).

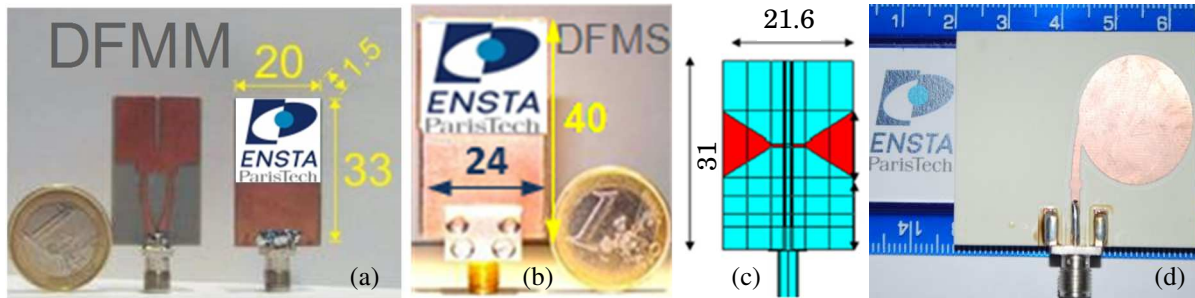


Figure 2.4. Antennes ULB : (a) *DFMM* ([3.6,12] GHz @ -6 dB), (b) *DFMS* ([2.5,7.3] GHz @ -10 dB), (c) *CPW-FPM* ([3.1,10.5] GHz @ -7 dB), (d) *PBD* ([2.8,15] GHz @ -9.5 dB). Dimensions en mm.

Afin d'améliorer le bilan de liaison pour des applications multimédia à hauts débits en situation *LOS* ou quasi-*LOS* considérées dans le projet Ultrawaves, une antenne de terminal à faible coût « semi-directive » a été développée en ajoutant une « lentille diélectrique⁴² » à l'antenne uni-planaire *CPW-FPM* de la Figure 2.4. Rappelons qu'en raison des limitations réglementaires d'émission ULB, la PIRE étant limitée, seule une augmentation du gain en réception peut permettre d'améliorer le bilan d'une liaison unidirectionnelle descendante. Des mesures réalisées en situation opérationnelle en intérieur avec la plateforme de communication développée par la société Wisair (leader d'Ultrawaves) ont montré une augmentation de portées supérieures à 60 % à débit donné, par rapport à l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles [77].

Reprenant ce « concept » simple, R. D'Errico a développé une antenne semi-directive n'introduisant quasiment aucune distorsion dans une liaison dégagée à deux antennes en visibilité directe, en ajoutant une « lentille » hémisphérique à l'antenne *DFMM* [65], [128]. Conformément à la théorie (cf. (2.9) et [2] par ex.), il faut pour cela que les FTA en émission \mathcal{H}^T et en réception \mathcal{H}^R soient à phase linéaire en fréquence et que $\mathcal{H}^T \propto \sqrt{f}$ et $\mathcal{H}^R \propto 1/\sqrt{f}$, sur une bande de fréquence incluant clairement le support du spectre du signal transmis.

Le gain réalisé maximal suit typiquement ce comportement sur la bande [4,8] GHz (Fig. 2.5 (b)). Comme on peut le voir sur la figure 2.5 (c), le coefficient de transmission en puissance $|S_{21}|^2$ est par conséquent quasiment constant sur une bande comparable ([4,9] GHz). De plus, le bilan est bien sûr sensiblement amélioré puisque l'introduction de la lentille permet d'augmenter le gain réalisé de 2 à 3 dB sur la bande [3.5,8] GHz. L'antenne est par ailleurs adaptée à -10 dB sur [3.9,15] GHz.

⁴⁰ On peut ajouter que les très bonnes performances EM et mécaniques de ces antennes ont conduit nos collègues de TUI et d'IMST à nous en acheter plusieurs exemplaires.

⁴¹ Géométrie semblable à la *DFMM*, mais en technologie triplaque (moins sensible aux effets de mode commun et mécaniquement plus robuste).

⁴² De forme héli-paraboloidale et réalisées avec différents types de Nylons (« *Tecamid* »). A noter que si le principe consiste à focaliser le rayonnement, il est cependant très différent de celui utilisé dans le domaine quasi-optique, les dimensions de la « lentille » n'étant non seulement pas grande devant la longueur d'onde, mais inférieures.

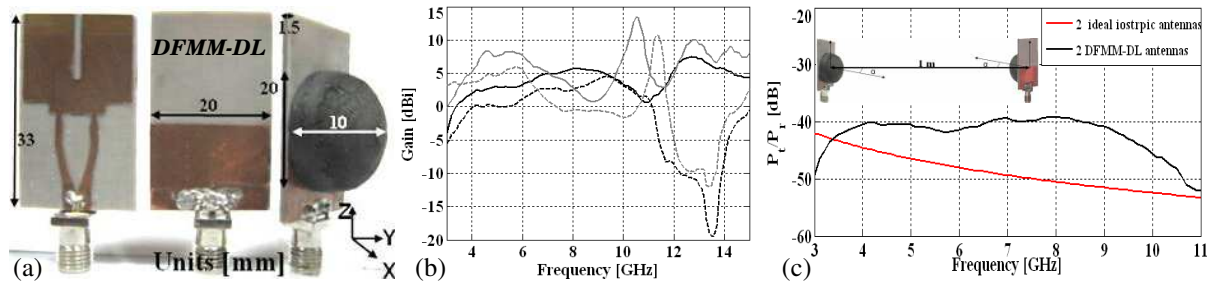


Figure 2.5. Antenne *DFMM-DL* : (a) Prototype, (b) Gain réalisé dans la direction normale (noir) et *FTBR* (gris) mesurés (*DFMM-DL* : trait plein, *DFMM* : tirets), (c) Coefficient de transmission en puissance pour deux antennes en regard, distantes de 1 m.

Dans un autre registre, nous avons proposé une méthode « générique » de conception d’antennes planaires reposant sur un assemblage de motifs élémentaires, en l’occurrence des trapèzes [58]. Ces derniers offrent en effet un compromis intéressant entre simplicité et diversité des géométries représentables (Figure 2.6). Le principal objectif de cette proposition était de faciliter la conception paramétrique d’antennes de géométries assez variées (Figure 2.7) de manière relativement « systématique », puis de permettre de générer aisément des échantillons statistiques d’antennes (les paramètres de conception étant variables) afin notamment de tester différents schémas de modélisation statistique. Cette approche a ensuite été développée et/ou utilisée dans les thèses de A. Youssouf [56] et Z. Mhanna [42] (cf. §4.2.1).

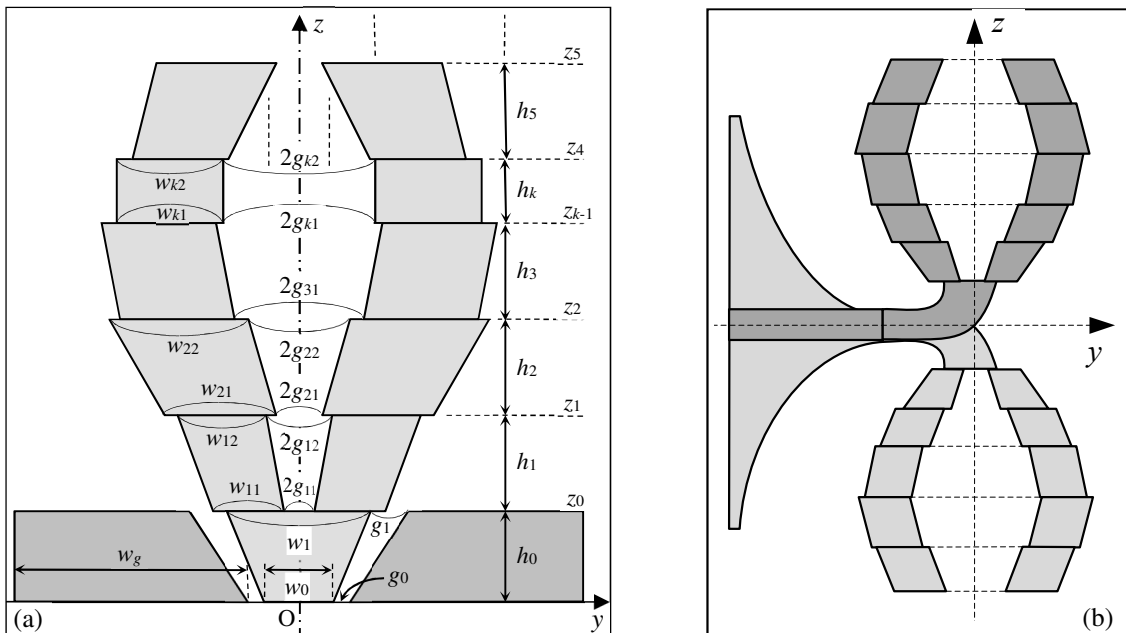


Figure 2.6. (a) Géométrie générique, alimentée en guide d’onde coplanaire, (b) Version équilibrée en technologie micro-ruban (avec symétriseur intégré) [58].

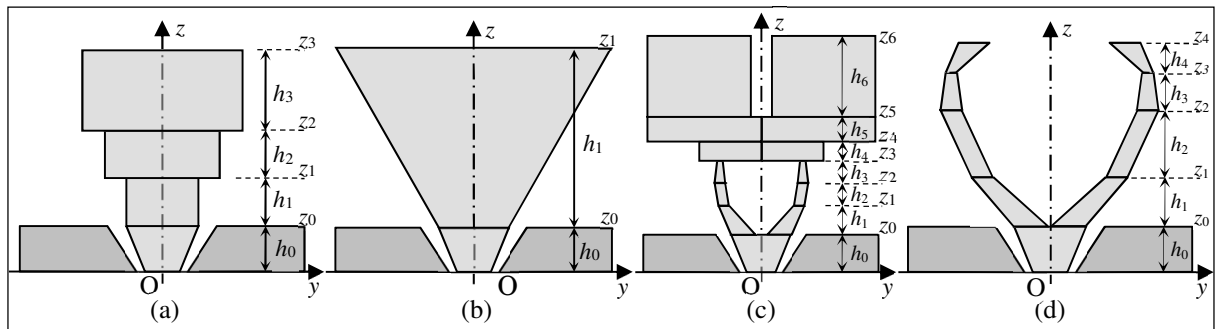


Figure 2.7. Exemples de géométries : (a) *Staircase Monopole*, (b) *Triangular Monopole*, (c) *Dual-Fed CPW-Fed Monopole*, and (d) *Crab-Claw “Monopole”* [58].

Nous avons enfin développé des antennes résilientes aux effets de proximité destinées à deux types d'applications : les *WBAN* « on-on » et les *RFID* ULB à rétrodiffusion modulée.

Plusieurs variantes d'antennes à fentes de faibles épaisseurs intégrant un réflecteur métallique ont été conçues par Y. Wei [11]. Ce type de conception permet non seulement de réduire fortement la sensibilité de l'adaptation aux effets de proximité (à la distance au corps par exemple ; cf. figure 2.8b), mais également la dissipation d'énergie au voisinage de l'antenne par écrantage du champ (dans une zone de champ fort). Ce dernier point est essentiel, notamment en ULB, puisqu'il permet de réduire très significativement le *PL* pour différents liens radio le long du corps (hanche/poitrine par ex.), y compris pour des liens masqués (hanche/poignet par ex.), le *PL* devenant de plus en plus sensible à la distance au corps. L'amélioration du *PL* par rapport aux valeurs obtenues avec des antennes (semi-) planaires placées tangentiellement au corps varie typiquement de 5 à 20 dB selon le type de monopole ou de dipôle considéré et la distance au corps [24]. Deux versions ont été réalisées : la première ($68.1 \times 42.0 \times 4.45 \text{ mm}^3$), adaptée à -10 dB sur $[3.6, 5.7] \text{ GHz}$, est constituée de deux substrats ($\epsilon_{r1} = 10.2$ et $\epsilon_{r2} = 2.33$) ; la seconde, de dimensions comparables ($67.0 \times 39.8 \times 4.70 \text{ mm}^3$), a été optimisée pour être adaptée à -10 dB sur une bande plus basse ($[3.1, 5.7] \text{ GHz}$), et est constituée d'un seul type de substrat moins onéreux ($\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.48$).

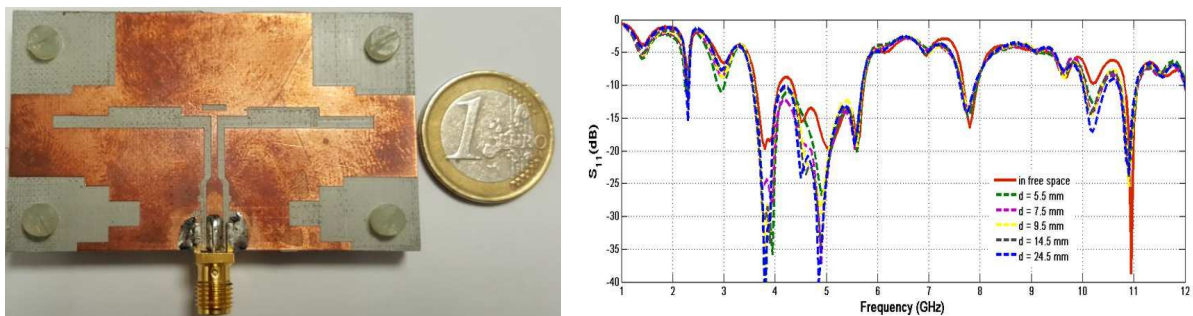


Figure 2.8. MSA-BP : (a) 2nd version, (b) Coefficient de réflexion en fonction de la distance au corps (1^{re} version) [11].

Dans le cadre du projet SELECT, deux *tags* hybrides UHF/ULB comprenant de nouvelles antennes ULB résilientes aux effets de proximité ont été développés [105], [106]. Le système RFID hybride complet associe les trois fonctionnalités ou caractéristiques suivantes : (i) l'identification par lien ULB ou UHF (garantissant une compatibilité avec le standard UHF Gen2), (ii) une capacité de localisation (voire de poursuite) grâce à la résolution centimétrique (submétrique en pratique) offerte par l'utilisation d'impulsions courtes, et (iii) une très bonne résilience aux effets de proximité, y compris en conditions sévères (comme par exemple la proximité d'un objet support métallique). Cette dernière est obtenue par écrantage du champ avec un réflecteur métallique, ce qui a conduit à s'orienter vers des antennes à fente pour l'élément rayonnant ULB, cela permettant de maintenir une épaisseur raisonnable ($\sim 10 \text{ mm}$). L'élément rayonnant UHF est une variante de l'antenne dipôle à couplage magnétique par boucle [R41]-[R43], qui permet de régler l'adaptation conjuguée relativement aisément⁴³.

⁴³ L'avantage de cette structure est que les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'antenne $Z_A = Z_{chip}^*$ (où Z_{chip} est l'impédance de la puce) sont contrôlées par des paramètres géométriques différents, indépendamment l'une de l'autre en 1^{re} approximation.

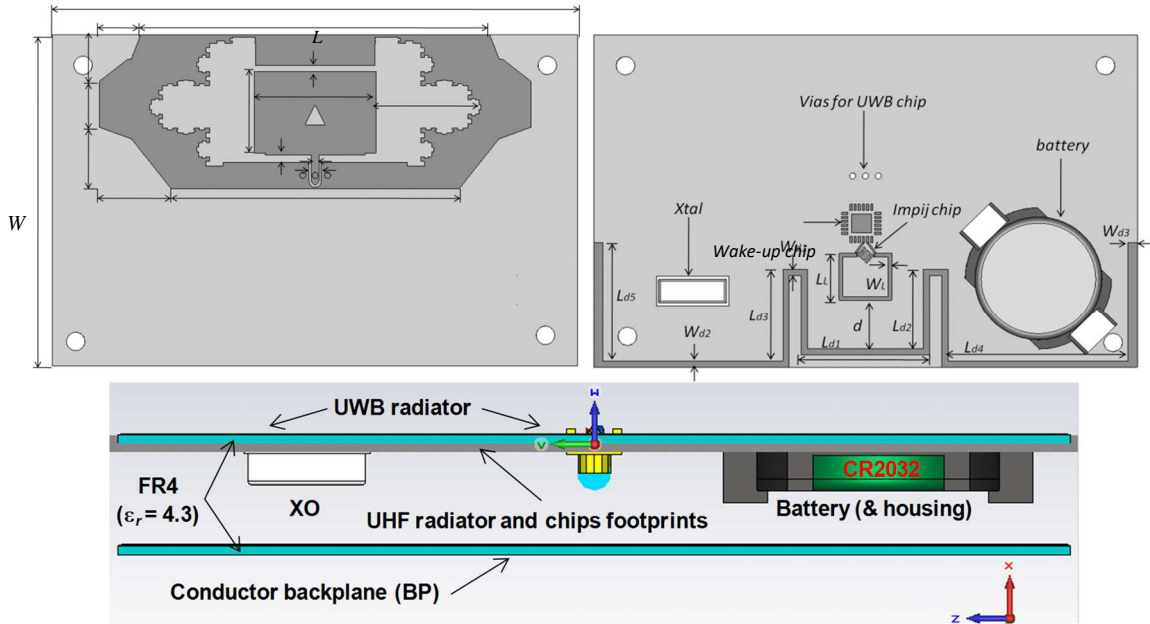


Figure 2.9. PFSA-BP : (a) antenne ULB (couche supérieure), (b) antenne UHF (couche antérieure), (c) vue de côté [106].

La bande opérationnelle de l'une des antennes ULB (*PFSA-BP – Pseudo-Fractal Slot Antenna with Back Plane*), développée par Y. Wei dans sa thèse, est de [3.1, 6.5] GHz (Figure 2.10 (a)) ; l'élément rayonnant UHF est par ailleurs conçu à 868 MHz, pour une taille hors tout du *tag* de $85.6 \times 54 \times 10.8 \text{ mm}^3$ (Figure 2.9). On peut observer que la bande d'adaptation est insensible à la proximité d'un objet support tel qu'une plaque métallique (Figure 2.10 (a)) ; c'est a fortiori la cas pour des matériaux moins perturbants (bois, verre, etc.). Le lobe principal est également peu affecté par ce type de perturbation.

En raison de leur coût élevé et de leur encombrement relativement important, ce type de *tag* est réservé à des applications professionnelles pour lesquelles la fonction de localisation est une véritable valeur ajoutée. Si le gain de ce type d'antenne permet d'augmenter la distance de lecture dans les conditions appropriées, leur directivité pose certaines difficultés pour la localisation⁴⁴. Il faut cependant souligner que nombre d'objets support sont susceptibles de perturber suffisamment le diagramme pour que l'hypothèse d'omnidirectionnalité tombe sévèrement en défaut, de manière difficilement prédictible... La non omnidirectionnalité des antennes résilientes est au moins maîtrisée ici : cela nécessite cependant de développer des stratégies de localisation adaptées.

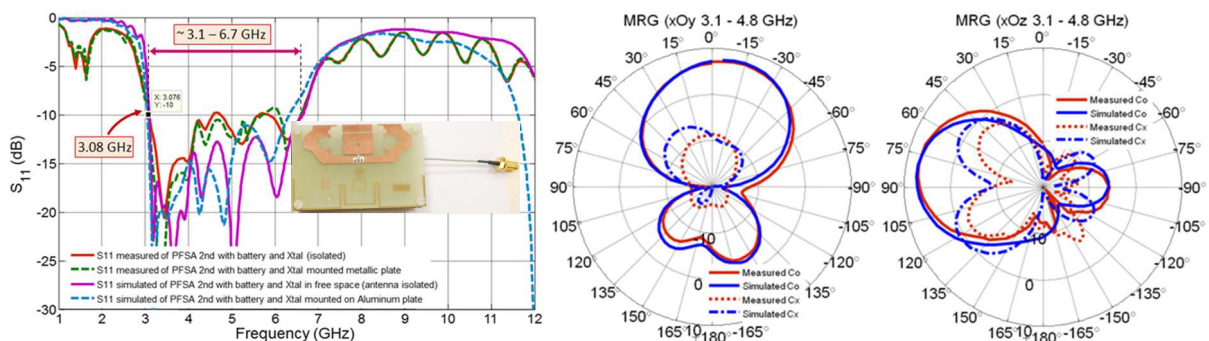


Figure 2.10. PFSA-BP : (a) $|S_{11}|$ mesurés/simulés ; *tag* isolé ou posé sur une plaque métallique ($150 \times 130 \text{ mm}^2$), (b) Coupes du MRG (intégré sur [3.1,4.8] GHz) de l'antenne isolée, dans le plan E (xOy) et le plan H (xOz) [105].

⁴⁴ Les méthodes de triangulation ou de trilatération reposant généralement sur l'hypothèse d'omnidirectionnalité des antennes.

3. Modélisation parcimonieuse des antennes par réduction d'ordre

Comme je l'ai brièvement mentionné précédemment, ces travaux sur la modélisation paramétrique du rayonnement des antennes ont été motivés dès l'origine par l'ambition de développer des modèles statistiques d'antennes dont certains paramètres – intrinsèques ou environnementaux – sont incertains. Je suis en effet convaincu, depuis cette époque, que la dimensionnalité importante de ce type de problème nécessite une étape préalable de réduction d'ordre, c'est-à-dire de « compression de données » très significative. Cela est d'autant plus vrai dans le contexte ULB, notamment lorsque l'on cherche à modéliser directement le champ rayonné. La quantité de données nécessaires à la représentation du champ lointain $E^\infty(f, \theta, \varphi, \xi)$ – supposé échantillonné dans tous les domaines, et où ξ est un vecteur représentant les éventuels paramètres « variables » – reste en effet très élevée. Cela n'enlève évidemment rien au fait que le développement de modèles parcimonieux présente un intérêt propre.

Mes premiers travaux ont débuté en 2003 au cours du projet Ultrawaves. Dans cette 1^{re} approche, la représentation associait le développement du champ sur une base de *VSH* tronquée pour ce qui concerne le spectre angulaire, et une modélisation de la réponse temporelle par des filtres récurrents. L'extraction de ces modèles de type ARMA reposait sur la technique classique d'identification de séquences temporelles de Steiglitz-McBride. Cette méthode, par exemple appliquée à des données de mesure d'antennes ULB omnidirectionnelles (monocône, bicône, etc.), a permis d'obtenir des taux de compression de l'ordre de 98%, tout en maintenant une bonne précision [20], [80], [81], [135].

En se limitant au cas simple des antennes omnidirectionnelles à polarisation linéaire (« verticale »), la FTA en émission (représentant le champ rayonné) prend la forme :

$$\mathcal{H}(Z, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(Z) P_n^1(\cos \theta) \cdot \hat{\theta} \quad (3.1)$$

où les « réponses modales » H_n sont représentées dans le domaine en Z par :

$$H_n(Z) = \frac{\sum_{p=0}^{B_n} b_{np} Z^{-p}}{\sum_{q=0}^{A_n} a_{nq} Z^{-q}} \quad (3.2)$$

Les paramètres du modèle $\{a_{nq}, b_{np}\}$ sont obtenus après calcul des « réponses en fréquence modales » $H_n(f)$ par projection de la FTA sur la base des *VSH*, puis par une méthode d'identification des « réponses impulsionnelles modales » échantillonnées $h_n(t_k)$.

Dans le prolongement de l'approche précédente, il était naturel de se fonder encore d'avantage sur la physique. J'ai donc par la suite utilisé la « méthode des singularités » (*SEM*⁴⁵) de Carl E. Baum – à la place de la modélisation à partir de filtres RII – également conjointement avec les développements en *VSH* [2], [3], [64], [68], ce qui a permis d'obtenir des taux de compressions encore plus importants (jusqu'à plus de 99.99 % pour une antenne omnidirectionnelle par ex.) [60], [61]. En effet, la théorie montre que la réponse propre (« non forcée ») de tout diffuseur peut être représentée par une somme de sinusoides amorties, ce qui correspond à une fraction rationnelle dans le domaine de Laplace⁴⁶. De plus, elle stipule que ses pôles, qui représentent les « fréquences propres » ou « naturelles »

⁴⁵ *Singularity Expansion Method*.

⁴⁶ Après « extinction » de la source excitatrice sur la structure (dite « *late time response* »). Dans le domaine de Laplace, seule la « *early time response* » peut contenir des contributions représentées par des fonctions entières de la variable complexe (correspondant par ex. à une « réponse impulsive »). Ces éventuelles contributions (en général très brèves) ne sont pas prises en compte dans la modélisation présentée.

de l'objet diffusant, lui sont intrinsèques. Ils dépendent uniquement de sa géométrie (et des matériaux qui le compose) et sont donc notamment *indépendants de la direction d'observation*. Cela est vrai pour toutes les grandeurs EM concernées (densité de charge, de courant, champ diffusé) dans les problèmes de diffusion, et s'applique également au comportement des antennes.

Les transformations liées aux développements en singularité et en *VSH* étant linéaires, elles peuvent être composées (au sens opératoire) de sorte que la FTA en émission, représentant le champ rayonné, peut s'écrire sous la forme :

$$\mathcal{H}(s, \hat{\mathbf{r}}) = \hat{\mathcal{H}}(s, \hat{\mathbf{r}}) + \Delta\mathcal{H}_{N,P}(s, \hat{\mathbf{r}}) + \mathcal{N} \equiv \hat{\mathcal{H}}(s, \hat{\mathbf{r}}) = \sum_{p=1}^P \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n \sum_{u=1,2} R_{nmp}^{(u)} \hat{\Psi}_{nm}^{(u)}(\hat{\mathbf{r}}) \right\} \cdot (s - s_p)^{-1} \quad (3.3)$$

où \mathcal{N} est un vecteur aléatoire représentant les différentes sources de bruit (notamment lorsque les données sont d'origine expérimentale) et où la FTA est estimée par une somme tronquée, P représentant le nombre de pôles dominants, N le degré maximal du développement en *VSH* tronqué⁴⁷, et où les $\{\hat{\Psi}_{nm}^{(u)}\}$ sont les bases orthonormées *transverses* des *VSH* (avec $u = \{1,2\} = \{\text{TE}, \text{TM}\}$)⁴⁸. Les résidus modaux (obtenus par projection $R_{nmp}^{(u)} = \langle \mathbf{R}_p, \hat{\Psi}_{nm}^{(u)*} \rangle$) et les pôles $s_p = \sigma_p \pm j\Omega_p$ sont les paramètres du modèle représentant conjointement la réponse de l'antenne dans les domaines spectral et temporel ($\hat{\mathbf{h}}(t, \hat{\mathbf{r}}) \equiv \sum_{p=1}^P \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n \sum_{u=1,2} R_{nmp}^{(u)} \hat{\Psi}_{nm}^{(u)}(\hat{\mathbf{r}}) \right\} \cdot e^{s_p t}$). Le nombre total de paramètres complexes du

modèles (en supposant que tous les pôles sont complexes et sans tenir compte d'éventuelles symétries) est donné dans le cas général par $N_T = [2N(N+2)+1]P/2$ correspondant à un taux de compression $\tau_c = N_T / 2N_f N_\theta N_\varphi \approx N(N+2)P / 2N_f N_\theta N_\varphi$. Dans le cas particulier d'une antenne à polarisation « verticale » $\tau_c^0 = N_T^0 / N_f N_\theta N_\varphi \approx N(2N+3)P / 2N_f N_\theta N_\varphi$ car $N_T^0 = [N(2N+3)+1]P/2$.

Sur le plan algorithmique, les pôles et les résidus sont estimés à partir des RIA mesurées dans 4π sr (et échantillonnées dans les domaines temporel et angulaire), par la méthode *GMP-TLS* (*Generalized Matrix-Pencil – Total Least Square*) [R44]. Cette variante de la méthode *MP* est en effet plus robuste au bruit pour deux raisons : d'une part, dans la méthode des moindres carrés totaux on peut opérer un filtrage du bruit par projection sur « l'espace signal » après décomposition en valeurs singulières (*SVD*) de la matrice des observations⁴⁹ [R45]-[R47], d'autre part, l'observation de la RIA sur un ensemble représentatif de directions de rayonnement (au lieu de se limiter par exemple à la seule direction principale) permet théoriquement une meilleure estimation des pôles ; en effet, si ces derniers sont théoriquement indépendants de la direction d'observation, ce n'est pas le cas des résidus, si bien que l'estimation d'un pôle associé à un résidu de poids faible dans la seule direction choisie est particulièrement sensible au bruit (à l'extrême, si le résidu est nul dans cette direction d'observation, aucune signature du pôle correspondant n'est présente dans les données...) [R44].

A titre d'exemple, quelques résultats quantitatifs sont présentés pour deux antennes ULB. D'une part une antenne *patch* triangulaire épaisse à sonde en F (*FP-FTPA – F-Probe*

⁴⁷ Rappelons que N est lié à la taille de l'antenne, plus précisément au rayon R_{min} de la sphère minimale par : $N \approx \lfloor k_{max} R_{min} \rfloor + n_1 \approx \lfloor k_{max} R_{min} + f(\Delta P_r / P_{rad}) \rfloor$ où k_{max} est le nombre d'onde maximal, et n_1 un entier dépendant de l'erreur de troncature $\Delta P_r / P_{rad}$ acceptée (usuellement $1 \leq n_1 \leq 10$).

⁴⁸ $\hat{\Psi}_{nm}^{TM}(\hat{\mathbf{r}}) = v_{nm} \nabla_s [Y_{nm}(\hat{\mathbf{r}})\hat{\mathbf{r}}]$ et $\hat{\Psi}_{nm}^{TE}(\hat{\mathbf{r}}) = v_{nm} \nabla_s \wedge [Y_{nm}(\hat{\mathbf{r}})\hat{\mathbf{r}}]$, les Y_{nm} étant les harmoniques sphériques complexes et ∇_s l'opérateur Nabla transverse sur la sphère.

⁴⁹ en ajustant convenablement le *Pencil Parameter*.

fed Foam Triangular Patch Antenna) sur substrat en mousse métallisée⁵⁰, conçue par A-C Lepage au cours de sa thèse [R2] dans le cadre du projet Ultrawaves. D'autre part un dipôle imprimé de forme ovale avec symétriseur intégré (dénommé *PBA – Planar Balanced Dipole*). Pour la première, l'objectif est d'obtenir un modèle très compact à partir de données de mesure prétraitées (suivant le processus de la Figure 2.2), tout en conservant une précision acceptable. Une assez bonne reconstruction en tendance moyenne (en observant ici le *MRG* et le gain réalisé dans la direction du lobe principal – cf. Figure 3.1) est obtenue avec un modèle à $P = 14$ pôles et un développement en *VSH* de degré $N = 5$ (voire $N = 4$). Le taux de compression correspondant est de l'ordre de 99.5 % ($1 - 455/140 \times 19 \times 36$). On peut noter que la reconstruction hors bande reste également satisfaisante. Le 2nd modèle est obtenu à partir de données de simulation EM (avec le moteur de simulation temporel⁵¹ de *CST MWS*), l'objectif étant ici d'obtenir une excellente précision au prix d'une moindre parcimonie du modèle. La RIA est calculée par FFT inverse à partir de la FTA après fenêtrage avec une fenêtre de Kaiser de paramètre $\beta = 6\pi$ ($\mathcal{H}_w(f, \hat{\mathbf{r}}) = \mathcal{H}(f, \hat{\mathbf{r}}) \cdot W_{Kai}(f; 6\pi)$). Les FTA des modèles sont calculées par FFT des RIA reconstruites à partir des paramètres des modèles, et « compensation » du fenêtrage ($\hat{\mathcal{H}}(f, \hat{\mathbf{r}}) = \text{IFFT}\{\hat{h}_w(t, \hat{\mathbf{r}})\}/W_{Kai}(f; 6\pi)$). La précision des modèles *SEM* et *SEM/VSH* est excellente dans toutes les directions de rayonnement jusqu'à 14 GHz et pour toutes les contributions les plus énergétiques (angulairement et/ou en fréquence) jusqu'à environ 16 GHz (Figure 3.2)⁵², ce qui couvre la bande passante d'entrée à -10 dB ([2.5, 15] GHz). La reconstruction est un peu moins bonne essentiellement dans un petit angle solide autour des pôles comme on peut le constater Figure 3.3 (cette erreur étant uniquement due à la troncature du développement en *VSH*). La représentation est « moins parcimonieuse » dans la mesure où le nombre de coefficients du modèle est significatif ($N_\tau = 7633$), même si le taux de compression reste très élevé (99.4 %) car les deux polarisations sont prises en compte dans la modélisation.

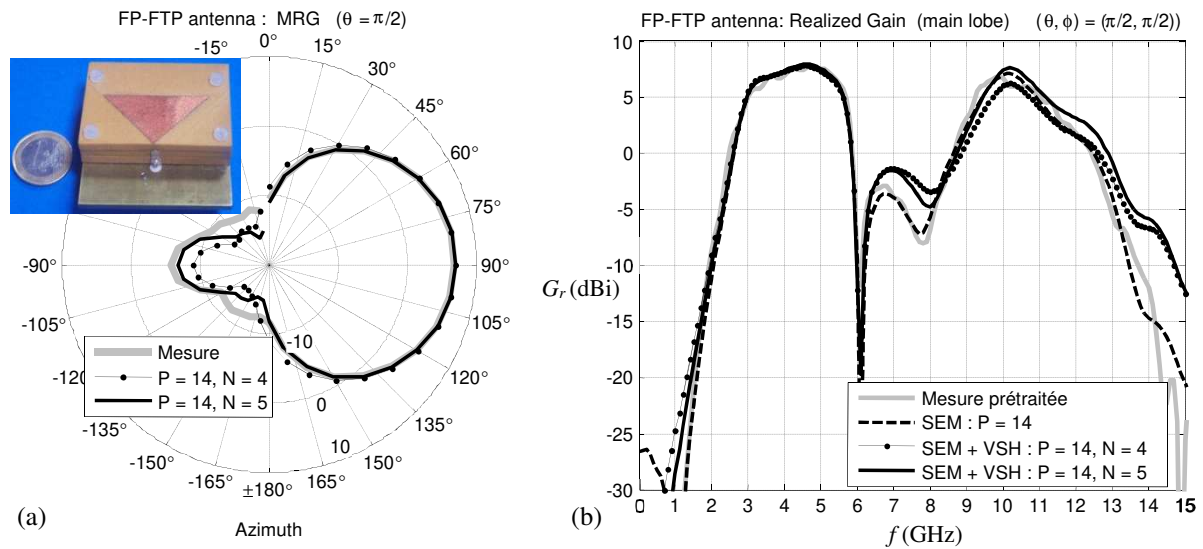


Figure 3.1. (a) Coupe azimutale du MRG_θ (calculé sur la bande d'entrée $BW_i = [3.3, 5.8]$ GHz) ; (b) Gain réalisé (lobe principal) polarisé $G_{r,\theta}$ pour les modèles : SEM ($P = 14$) et SEM/VSH ($P = 14$ & $N = 4$ ou 5).

⁵⁰ réalisée avec une technologie développée à l'IETR à l'époque.

⁵¹ FIT (Finite Integration Technique).

⁵² cette limitation fréquentielle étant essentiellement due au nombre limité de pôles.

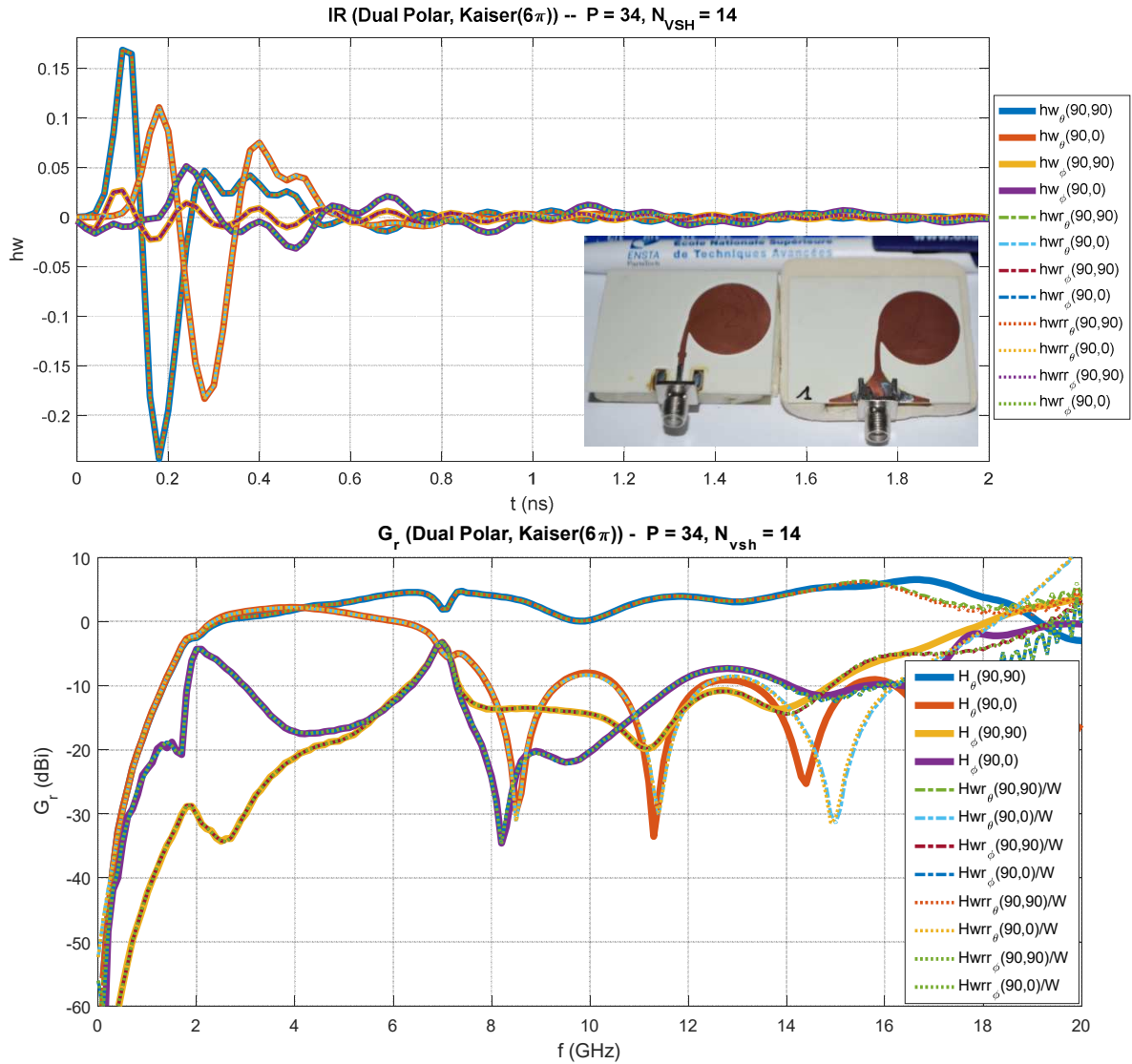


Figure 3.2. (a) RIA polarimétriques h_θ et h_ϕ (calculées à partir des FTA simulées (CST) et fenêtrées) pour 2 directions principales de rayonnement, et reconstruites à partir des modèles SEM ($P = 34$, « hwr ») et SEM/VSH ($P = 34$ & $N_{VSH} = 14$, « hwrr »); (b) idem pour les FTA (après compensation du fenêtrage).

Ces techniques de réduction d'ordre ont également été utilisées par R. D'Errico dans sa thèse et dans le cadre du projet Pulsers II afin de modéliser de manière simplifiée et parcimonieuse les interactions entre éléments rayonnants dans les systèmes multi-antennaires (MAS) ULB. Dans l'approche proposée, l'influence d'un élément proche d'un élément rayonnant alimenté est analysée en détail. Deux contributions distinctes sont clairement exhibées : un terme dit de *diffusion* (scattering) dû à l'influence d'un autre élément rayonnant en circuit ouvert (cet élément rayonnant agissant alors comme tout diffuseur), et un terme de couplage apparaissant lorsque l'élément secondaire est chargé par une impédance finie (ou lui-même alimenté).

Le phénomène de diffusion est modélisé en toute généralité par un coefficient de diffusion SC (Scattering Coefficient). Le champ rayonné par un MAS à deux éléments (positionnés en $x = \pm d/2$) dont l'un est alimenté et l'autre en circuit ouvert s'écrit ainsi :

$$\mathbf{E}(f, \mathbf{r}, d) = \mathbf{E}_{isol}(f, \mathbf{r}) \left\{ e^{j(\pi d f/c) \sin \theta \cos \phi} + SC(f, \hat{\mathbf{r}}, d) e^{-j(\pi d f/c) \sin \theta \cos \phi} \right\} \quad (3.4)$$

\mathbf{E}_{isol} étant le champ rayonné par l'élément isolé. Le terme de diffusion est marginal pour certains éléments rayonnants comme les dipôles fins car le courant induit par influence dans un élément en circuit ouvert est faible. Il est montré qu'en revanche ce n'est plus le

cas pour des antennes ULB plus volumineuses comme des antennes biconiques. Il est par ailleurs montré que le calcul de l'expression (3.4) peut être simplifié par une approximation du paramètre SC en l'exprimant de manière très simple à partir de la SER (Surface Equivalente Radar) monostatique (multistatique dans le cas le plus général) de l'élément isolé (c'est-à-dire d'une grandeur définie en champ lointain donc plus simple à évaluer, que l'on peut simuler ou mesurer par ailleurs, indépendamment de la géométrie du réseau). On pourra se reporter à [R30] (ou à [128] et [R32], [R33], [R34]) pour de plus amples détails, notamment à la généralisation au phénomène de « diffusion multiple » (*multiple scattering*) dans les MAS à plus de deux éléments.

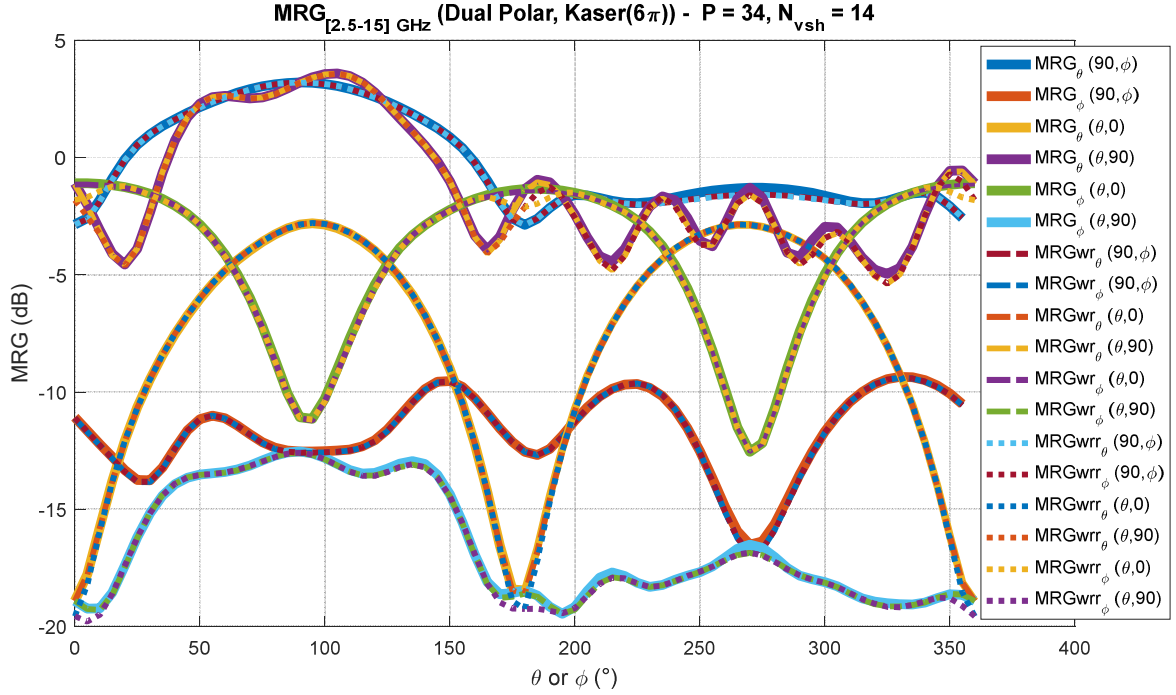


Figure 3.3. MRG polarimétriques simulés (CST) MRG_{θ} et MRG_{ϕ} (calculés sur la bande d'entrée $BW_i = [2.5, 15]$ GHz), et reconstruits à partir des modèles SEM ($P = 34$) et SEM/VSH ($P = 34$ & $N_{VSH} = 14$).

R. D'Errico a ensuite utilisé les techniques de réduction d'ordre présentées précédemment – *SEM (GMP-TLS)*, puis *SEM/VSH* – pour modéliser avec succès les coefficients de diffusion $SC(f, \hat{\mathbf{r}}, d)$, en obtenant de bons compromis entre parcimonie et

précision de modèle sous les formes [125] : $SC(s, \theta, \varphi; d) \cong \sum_{p=1}^P R_p(\theta, \varphi; d) \cdot (s - s_p)^{-1}$, puis :

$$SC(s, \theta, \varphi; d) \cong \hat{\boldsymbol{\pi}}_{co}^* \cdot \sum_{p=1}^P \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n \sum_{u=1,2} R_{nmp}^{(u)}(d) \hat{\boldsymbol{\Psi}}_{nm}^{(u)}(\theta, \varphi) \right\} \cdot (s - s_p)^{-1} \quad (3.5)$$

en se restreignant à la diffusion en polarisation principale $\hat{\boldsymbol{\pi}}_{co}^*$ (en pratique, la modélisation a porté sur des antennes à polarisation principale linéaire « verticale » si bien que $\hat{\boldsymbol{\pi}}_{co}^* = \hat{\mathbf{0}}$) ; cf. Figure 3.4.

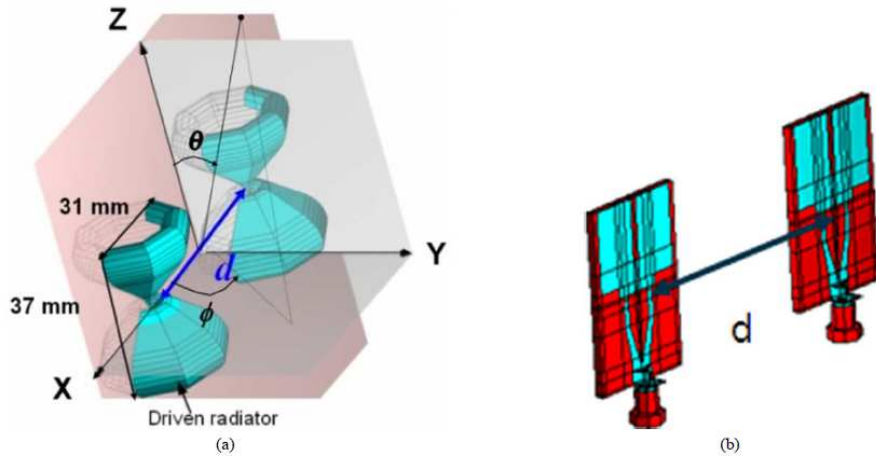


Figure 3.4. Examples of UWB MAS : (a) Two bicones and (b) two DFMM (Dual Feed Monopole Microstrip).

R. D'Errico a ensuite utilisé les techniques de réduction d'ordre présentées précédemment – SEM (GMP-TLS), puis SEM/VSH – pour modéliser avec succès les coefficients de diffusion $SC(f, \hat{r}, d)$, en obtenant de bons compromis entre parcimonie et

précision de modèle sous les formes [125] : $SC(s, \theta, \varphi; d) \cong \sum_{p=1}^P R_p(\theta, \varphi; d) \cdot (s - s_p)^{-1}$, puis :

$$SC(s, \theta, \varphi; d) \cong \hat{\pi}_{co}^* \cdot \sum_{p=1}^P \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=-n}^n \sum_{u=1,2} R_{nmp}^{(u)}(d) \hat{\Psi}_{nm}^{(u)}(\theta, \varphi) \right\} \cdot (s - s_p)^{-1} \quad (3.6)$$

en se restreignant à la diffusion en polarisation principale $\hat{\pi}_{co}$ (en pratique, la modélisation a porté sur des antennes à polarisation principale linéaire « verticale » si bien que $\hat{\pi}_{co}^* = \hat{\theta}$) ; cf. Figure 3.4.

Dans sa thèse, M. Amir Yousuf a également appliqué ces techniques à un ensemble d'antennes planaires conçues à partir d'un « modèle géométrique générique » constitué d'éléments trapézoïdaux [56], [58], brièvement présenté au §2.3 (Fig. 2.6). L'un des objectifs de ce travail étant de générer des « modèles statistiques d'antennes », sur lesquels nous reviendrons un peu plus en détail au §4.

4. Approches statistiques des antennes et du canal de propagation

Les travaux menés dans ce cadre peuvent être déclinés en plusieurs thèmes liés aux phénomènes physiques étudiés, aux approches développées, à la méthodologie, ou aux applications considérées (ces différents aspects n'étant pas exclusifs). Ils pourraient être synthétisés par les mots clés suivants : étude des interactions, analyse aux interfaces, modélisation, et approches statistiques.

Plus précisément, ces activités ont concerné les thèmes suivants :

- Etude des interaction ondes/personnes, essentiellement du « point de vue antennaire » : influence de l'utilisateur sur les terminaux mobiles, sur les capteurs communicants des WBAN (« on-on » ou « on-off »), ou sur les « exposimètres » (sondes de champ portées par l'utilisateur),
- Plus généralement, étude et modélisation des « antennes environnées »,
- Modélisation statistique des antennes : antennes environnées, modèles « génériques » d'antennes (ULB notamment), antennes déformables, MAS, et développement de modèles d'abstraction (*surrogate models*),

- Analyse conjointe antenne/canal, « directe », ou à partir de modèles d'abstraction d'antennes,
- Analyse du canal *WBAN* ULB, essentiellement « on-body »,
- Analyse du canal ULB rétrodiffusé pour systèmes *RFID*.

4.1. Interactions ondes/personnes – Influence de l'utilisateur sur les antennes et capteurs

Nos activités dans ce domaine ont débuté en 2004 par des travaux sur les communications « on-on » pour les *WBAN* dans le cadre du projet PULSERS I et d'une grande partie de la thèse d'Hassan Ghannoum. Une partie significative de son travail sur l'analyse et la modélisation du canal *WBAN* (sur lesquelles je reviendrai au §4.3) a porté sur l'étude des interactions antenne/corps et sur l'influence des antennes sur les performances des liens radio le long du corps. Il a notamment montré, pour un exemple de lien radio de type *H2C* (« *Hip-to-Chest* »), que les caractéristiques des antennes utilisées, ainsi que leur distance au corps et leur orientation ont des effets significatifs sur le *PL*, ainsi que sur certains paramètres importants du canal tel que l'étalement des retards [22], [70], [130]. Ces travaux ont été approfondis au cours du projet BANET [117], [118]. Il a notamment été montré que le type d'antennes utilisées et leurs conditions d'usage (incluant le protocole de mesure) pouvaient induire des variations extrêmement importantes du *PL* – jusqu'à 25 dB et plus – selon le type de lien considéré [14], [15]. Par la suite quelques modèles paramétriques très simples du *PG* (*Path Gain*) pour différentes antennes (ou classes d'antennes) ULB, obtenus à partir de plusieurs campagnes de mesures pour différents liens radio (et incluant une douzaine d'antennes de laboratoire ou commerciales) ont été proposés dans [111], [113]. Par exemple, pour un lien de type *H2C*, un simple modèle linéaire du *PG* en fonction de la distance au corps δ de l'antenne s'est révélé satisfaisant (pour une excursion de δ de 3 à 20 mm), les paramètres du modèle dépendant entre autre du type d'antenne et de la sous-bande ULB standard considérée ([3.1, 4.8] GHz, [6, 8.5] GHz, etc.) : $PG_0(\delta) = PG_{00} + \kappa\delta$ où PG_{00} est une variable aléatoire (v.a.) dépendant des autres sources de variabilité (« micro-positionnement », morphologie, posture, etc.). Ce type de modèle a vocation à être « intégré » dans des modèles plus larges incluant notamment les effets de masquage du corps (*body shadowing*) et d'évanouissements rapides tels que celui proposé par L. Ouvry et R. D'Errico dans [R48]. Les effets sur l'adaptation et la bande passante d'entrée ont aussi été étudiés dans ces travaux. Ces sujets ont également faits l'objet d'une partie de la thèse de Yunfei Wei.

L'une des conclusions de ces travaux a notamment été de montrer que les antennes *résilientes* aux effets de proximité du corps⁵³ d'une part, et excitant les modes de propagation le long du corps les plus favorables (modes *TM*), améliorent très significativement le bilan de liaison (typiquement d'une dizaine à une vingtaine de dB) par rapport aux antennes à « fort couplage au corps ». Pour ces dernières, dans le contexte ULB, la principale raison physique est qu'une grande partie de l'énergie fournie à l'antenne est dissipée dans les tissus *au voisinage de la source*⁵⁴ (zone de champ fort), car les effets de désadaptation dus à la proximité du corps sont beaucoup moins prégnants en ULB qu'en bande étroite ; pour ces dernières en revanche, l'effet de désaccord (*detuning*) est souvent prépondérant [15], [24].

⁵³ antennes naturellement « isolées » par un plan de masse (monopôle normal au corps, etc.), ou bénéficiant d'un écrantage du champ par divers types de réflecteurs (conducteur électrique, ou magnétique artificiel (AMC)).

⁵⁴ entraînant une chute souvent très significative du *rendement global* (rendement total en présence du corps).

Nous nous sommes également intéressé à l'analyse et à la modélisation statistique des interactions entre les antennes (ou les petits terminaux) et la tête (et/ou la main) de l'utilisateur dans le cadre de la thèse de Amine Mohammed Mellah, d'une part dans le contexte des communications ULB pour le haut débit et d'autre part dans celui de la téléphonie mobile (en partie dans le cadre du projet URC). Une partie des analyses statistiques a été menée en simulation avec deux fantômes de tête homogènes – le modèle standard *SAM* (*Specific Anthropomorphic Mannequin*) et le modèle COMOBIO⁵⁵ – en considérant des milieux effectifs dispersifs. Les effets sur l'adaptation, le rendement global et les diagrammes de rayonnement d'antennes bi-bandes ont été étudiés pour différents positionnements « standards » autour de l'axe oreille-bouche : espacement, orientation et inclinaison (« *tilt* »). Ces études préliminaires ont été étendues grâce à une campagne de mesure impliquant une quinzaine de sujets et divers types de téléphones cellulaires (simple, à clapet, etc.) connectés prêtés par la Sagem⁵⁶ ainsi que des dipôles (utilisés comme « antennes de référence »). Une analyse statistique de deux indicateurs – le rendement d'adaptation et le rendement total (normalisés au cas isolé) – a été réalisée pour les deux bandes GSM (900 et 1800, *UL* et *DL*). Les statistiques empiriques obtenues sont assez correctement représentées par des lois *GEV* (*Generalized Extreme Value*) de types I, II ou III, selon l'importance de l'interaction avec le perturbateur. Par exemple, lorsque les configurations à faible interaction sont majoritaires, les valeurs ont tendance à se concentrer vers la limite haute, ce qui correspond à une loi *GEV* de type III. Plus généralement, le caractère borné des indicateurs considérés est une explication assez plausible de l'obtention de lois *GEV*. L'influence sur les diagrammes des mêmes terminaux a par ailleurs été étudiée expérimentalement avec un fantôme de tête *SAM* et un fantôme de main⁵⁷ [13], [63].

Des travaux sur l'exposition aux *EMF* ont été conduits dans le cadre du projet Lexnet, piloté par Orange Labs (Joe Wiart), et de la thèse d'Anis Krayni. Ce dernier a travaillé sur l'exposition aux communications descendantes (*DL*, *Down-Link*) et montantes (*UL*, *Up-Link*) due à différents types de terminaux (téléphone cellulaire, clé USB 3G insérée dans un PC portable, tablette), pour différentes *RAT* (*Radio Access Technologies*) et bandes de fréquence (2G, 3G et 4G), et différentes postures de l'utilisateur. Deux fantômes anthropomorphiques inhomogènes de la suite « *Virtual Population* » d'IT'IS Foundation⁵⁸ ont été utilisés (un adulte, *Duke*, et une enfant, *Eartha*), ainsi qu'un logiciel de déformation géométrique (*Empire Poser*) permettant d'obtenir différentes postures (position de « téléphonie » – bras levé et main proche de l'oreille –, position assise devant un PC portable, etc.). De nombreux résultats statistiques du DAS⁵⁹ maximal local dans 10 g (*DAS*_{10g}) et du « DAS corps entier » ont été obtenus, qu'il est difficile de résumer en quelques lignes. Certains résultats doivent cependant être mentionnés. Il est confirmé que le DAS chez l'enfant est toujours significativement supérieur à celui chez l'adulte⁶⁰, et ceci quel que soit le scénario considéré (posture, usage, bande, *UL* & *DL*). Par ailleurs, l'exposition étant proportionnelle à la puissance de la source des terminaux, des modèles statistiques de la puissance incidente à l'antenne ont été proposés pour différents scénarios d'usage en tenant compte : (i) de la variabilité du gain d'antenne due à l'influence de l'utilisateur, (ii) de la posture de ce dernier et de son orientation (aléatoire) par rapport à la station de base,

⁵⁵ modèle de tête d'enfant issu du projet éponyme financé par le RNRT. Ce modèle nous a été fourni par Joe Wiart dans le cadre d'une collaboration avec le laboratoire R&D de France Télécoms. Je profite de cette occasion pour l'en remercier à nouveau.

⁵⁶ Je profite de cette occasion pour remercier à nouveau Benoît Derat pour ce prêt.

⁵⁷ Sociétés Satimo pour le *SAM* et MCL (Londres) pour le fantôme de main.

⁵⁸ itis.swiss/virtual-population/

⁵⁹ Débit d'Absorption Spécifique.

⁶⁰ L'explication physique repose sur la différence notable du « rapport de forme » du corps (rapport volume sur surface) entre l'enfant et l'adulte.

et enfin, (iii) du *mécanisme de contrôle de puissance du système* (c'est-à-dire de la puissance rayonnée par le terminal, imposée par la station de base), ce dernier point constituant un élément central de l'originalité de l'approche. En considérant dans un 1^{er} temps un cas simplifié en visibilité directe (*LOS*) à un seul trajet, il est montré que la variabilité de la puissance incidente ($P_{in} = \frac{\alpha}{G_e(\Omega_S, \theta_{LOS}, \phi_{LOS})}$ ⁶¹) suit typiquement une loi log-normale (ou gaussienne inverse). Des simulations incluant le modèle de canal WINNER II ont permis de montrer que cela reste vrai dans un environnement à trajets multiples (*MPC*) pour différents scénarios en *LOS* ou *NLOS*. La variance est cependant réduite par rapport au cas précédent car l'effet de la variabilité du diagramme est en quelque sorte « moyenné » par le spectre angulaire du canal [7]. Ces statistiques ont permis d'en déduire une estimation de la statistique de l'exposition combinée des voix montante et descendante, en l'occurrence représentée par le DAS corps entier et le DAS_{10g} maximal, pour quelques scénarios d'usage et environnements (simulés à partir du modèle de canal WINNER II) [5]. A noter que pour la voix descendante, une statistique suffisamment représentative a été obtenue à partir de modèles d'abstraction générés par la méthode des polynômes de chaos (*PCE*) afin de traiter les cas multi-trajets (voir [5] pour de plus amples informations) ; des statistiques normales pour le DAS corps entier ont été obtenues pour tous les usages, bandes et environnements considérés.

Toujours dans le cadre du projet Lexnet, nous nous sommes également intéressés à l'estimation du champ ambiant par des sondes de champ portées par un utilisateur [8], [102], [33], appelées *exposimètres* par certains auteurs. La mesure du champ dû aux stations de base et aux points d'accès auquel un utilisateur est exposé est rendue délicate en raison notamment de l'effet de réflexion ou de masquage du corps humain (*body shadowing*), et possiblement de son influence sur le comportement des capteurs (ou des antennes) utilisés (effets de champ proche). En toute rigueur, les environnements réels étant multi-trajets, l'estimation de l'amplitude du champ nécessite la mesure de l'ensemble de ses trois composantes (E_x, E_y, E_z), contrairement à l'illumination par une onde plane (ou même localement plane) ne nécessitant que deux composantes (E_θ et E_ϕ par ex.). C'est l'une des raisons pour lesquelles nous avons utilisé une sonde triaxiale – tant en simulation qu'expérimentalement – une collaboration avec la société SATIMO⁶², également partenaire de Lexnet, nous ayant offert l'opportunité d'utiliser celle intégrée dans plusieurs de leurs modèles de dosimètres, dont le modèle EME Spy 140[®] (couvrant la bande [0.5, 6] GHz).

Plusieurs méthodologies de calibration de la sonde ont été proposées et comparées dans ce travail. L'originalité de l'approche repose notamment sur la prise en compte des « environnements réels de propagation », contrairement aux méthodes de calibration « intrinsèques » reposant sur la caractérisation des diagrammes de rayonnement en chambre anéchoïde, ce qui revient à ne considérer que la cas simple de l'illumination du capteur par une seule onde plane (canal *LOS* mono-trajet). Cette méthodologie de calibration « extrinsèque » repose sur le calcul statistique de coefficients de calibration pour différents environnements de propagation du modèle WINNER2/+. Une méthode de calibration permettant une estimation du champ *non biaisée* a notamment été proposée et testée pour quelques environnements en *LOS* et *NLOS* [8]. Cette calibration extrinsèque permet également de réduire la dispersion (variance) de l'estimation du champ par rapport aux méthodes intrinsèques. L'erreur de mesure du champ due à l'influence du corps – principal objet de ce travail – a ensuite été étudiée selon plusieurs axes. Tout d'abord en cherchant à simplifier l'analyse de ce type de problème EM *extérieur*, en étudiant la

⁶¹ où le gain G_e de l'antenne en présence de l'utilisateur dépend de son orientation $\Omega_S(\theta_S, \phi_S)$ par rapport à la station de base, et α est la puissance rayonnée supposée constante (fixée par le système de contrôle de puissance).

⁶² Société MVG aujourd'hui. Je profite de cette occasion pour remercier à nouveau SATIMO – France, et notamment Yann Toutain et Shoab Anwar.

possibilité de substituer aux fantômes anthropomorphiques inhomogènes, des fantômes morphologiquement identiques mais « homogénéisés », puis de simplifier encore la modélisation en utilisant des fantômes « canoniques » homogènes construits à partir de formes géométriques canoniques telles que des cylindres, des ellipsoïdes, des cônes tronqués, etc., ces derniers permettant de faciliter considérablement l'étude de l'influence de la morphologie sur les résultats. Des comparaisons entre simulations et mesures avec un fantôme homogène complet⁶³ (*Kevin*⁶⁴) ont permis de valider cette approche pour différentes technologies radio (*RAT* – *Radio Access Technologies*)⁶⁵, la cohérence qualitative et quantitative de l'influence du corps sur les diagrammes obtenue pouvant être considérée comme satisfaisante (Figure 4.2). A l'instar de l'étude du capteur isolé, l'originalité de l'approche proposée ensuite repose également sur une estimation statistique de l'erreur d'estimation du champ en « environnements réels », par simulations conjointes antenne-corps/canal à partir du modèle de WINNER2/+. Tout d'abord, une comparaison des résultats statistiques obtenus avec différents fantômes de « complexité décroissante » (modèles anthropomorphiques inhomogènes de la *Virtual Population*, modèles identiques « homogénéisés », puis modèles canoniques homogènes de morphologie comparable – taille, corpulence, etc.) a permis de valider « l'approche canonique » simplifiée. Cela a permis de mener une première analyse de l'influence des caractéristiques anthropométriques sur l'erreur de mesure du champ. Quel que soit le type d'environnement (sur les 10 considérés) les tendances sont une augmentation de la variance de l'erreur avec la fréquence ainsi qu'avec la stature et la corpulence des modèles, l'effet étant plus prononcé en condition *LOS*. Les tendances sont moins claires pour le biais (moyenne de l'erreur), qui croît généralement en fréquence pour les bandes supérieures *LTE2600* et *WiFi* (plus clairement en *LOS*), ainsi qu'avec la corpulence (mais moins clairement et significativement que la variance). Enfin, nous nous sommes intéressés à la question de la correction de ces erreurs. Quelques stratégies ont été analysées : nous avons notamment pu confirmer d'autres travaux montrant que l'utilisation de plusieurs capteurs permettait de réduire sensiblement l'erreur ; mais d'une part cela a été fait dans le cadre de notre approche statistique en environnements *MPC*, et d'autre part, nous avons montré que l'utilisation de trois capteurs (ou plus) n'apportait qu'une amélioration relativement marginale par rapport au bénéfice apporté par l'utilisation de deux capteurs convenablement placés. Ainsi, en utilisant deux capteurs, placés sur la poitrine et le bas du dos, l'écart-type de l'erreur d'estimation de l'amplitude du champ (mesure non polarimétrique) est réduite à 1.1–1.5 dB (resp. 1.5–1.9 dB) en condition *NLOS* (resp. *LOS*) selon les bandes (des différentes *RAT*), à comparer par exemple à environ 5.2–9.3 dB (resp. 4.2–10.8 dB) en condition *NLOS* (resp. *LOS*), pour le cas d'un seul capteur sur la poitrine. Quant au biais, il varie entre –1.1 et 2.7 dB (resp. –2.0 et 2.5 dB) en *NLOS* (resp. *LOS*), ce qui correspond à une amélioration de l'ordre de 5 à 7 dB (resp. 6 dB) en *NLOS* (resp. *LOS*) – cf. la Figure 4.2. Bien que ces travaux aient essentiellement reposé sur des simulations, il serait envisageable de les confirmer par des mesures, par exemple de type *OtA* (*Over-the-Air*) utilisant des simulateurs expérimentaux de canaux multi-trajets.

⁶³ Nous remercions Orange Labs et Joe Wiart pour le prêt de ce fantôme (notamment dans le cadre de Lexnet).

⁶⁴ Je tiens à remercier tout particulièrement Thierry Alves (UPEM, Marnes-la-Vallée) qui m'a fourni les caractéristiques de dispersion de ce fantôme, qu'il a obtenues expérimentalement sur une large bande ([0.1, 18] GHz) grâce à une technique originale qu'il a spécifiquement développée.

⁶⁵ GSM900, GSM1800, UMTS, LTE800, LTE2600, WiFi 2.5 & 5.8 GHz.

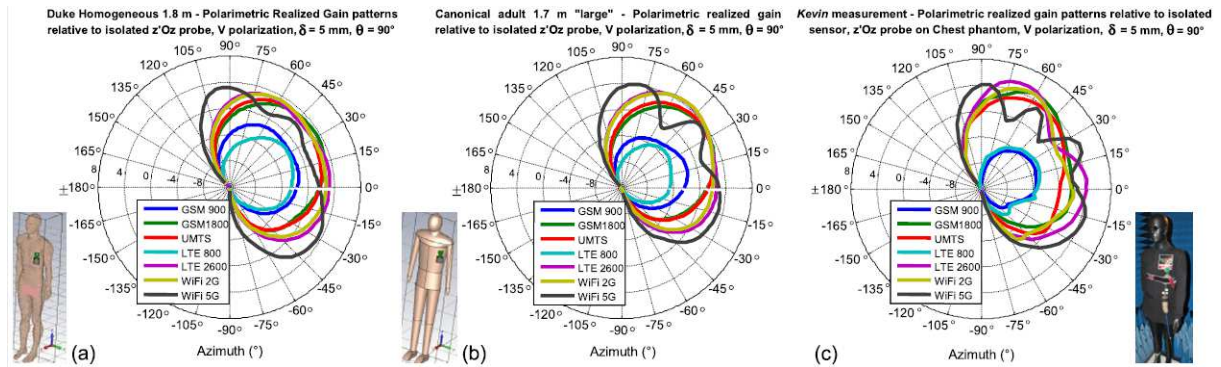


Figure 4.1. Capteur sur la poitrine (à $\sim 50^\circ$ du plan sagittal). Gains réalisés de la sonde verticale en azimut (dB relatif au cas isolé), $\theta = 90^\circ$, $\delta = 5$ mm: Simulés avec les fantômes (a) *Duke* «homogénéisé», (b) « canonique », et (c) Mesurés avec le fantôme *Kevin*. (Le milieu effectif dispersif est identique pour les 3 fantômes).

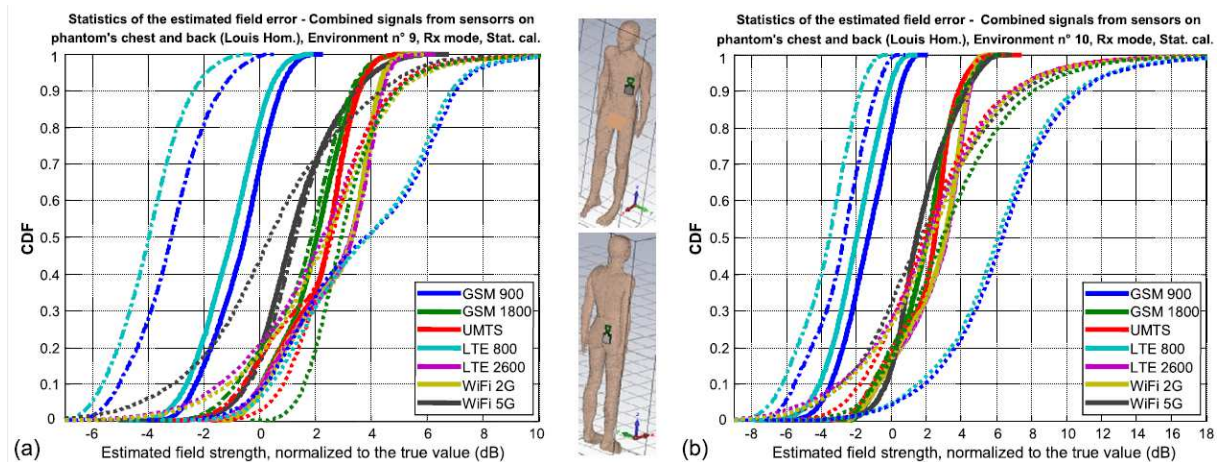


Figure 4.2. Estimation de l'erreur de mesure du champ après combinaison des signaux de deux capteurs (poitrine et dos) pour un environnement *UMA* (*Urban Macrocell*), en conditions *NLOS* (a) et *LOS* (b) ; amplitude totale (trait plein), sondes V (tiret-point) et sondes H combinées (point) [8].

4.2. Analyse et modélisation statistique des antennes en conditions incertaines – modélisation conjointe antenne/canal

Ce thème regroupe l'analyse et la modélisation des antennes environnées (hors effets dus à la proximité du corps abordés dans le §4.1), des antennes déformables (sur substrats flexibles, textiles, etc.) et des antennes dont les paramètres de conception sont susceptibles de varier. Ce thème est souvent connexe à celui de la modélisation conjointe antenne/canal, mais cela n'est pas exclusif ; une application alternative de la modélisation des antennes déformables ou de modèles statistiques « génériques » d'antennes peut par exemple s'inscrire dans une démarche d'optimisation.

4.2.1. Analyse et modélisation statistique des antennes en conditions incertaines

Des travaux préliminaires sur la caractérisation expérimentale des effets dus à l'intégration d'antennes ULB dans un terminal multimédia ont été menés par S. Bories durant sa thèse et dans le cadre du projet ULTRAWAVES. Deux types de « terminaux » ont été considérés : un écran plat et un magnétoscope⁶⁶. Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel (à l'analyseur de réseau), ainsi qu'avec une plateforme de communication ULB acquise par l'ENSTA auprès de la société Wisair (porteuse du projet). Les analyses ont porté sur trois critères : la diminution de l'énergie rayonnée, la

⁶⁶ Rappelons que l'un des objectifs du projet était de développer un démonstrateur de transmission de plusieurs flux vidéos HD en parallèle reposant sur un système de communication ULB haut débit.

dégradation de l'omnidirectionnalité du diagramme de rayonnement, ainsi que la dégradation de la liaison provoquée par la distorsion de la forme d'onde du signal. Les principaux résultats observés sont notamment : (i) une forte variabilité du diagramme (quantifié par le *MARG*) en fonction du positionnement de l'antenne (y compris pour des variations dans quelques cm²), et (ii) un étalement significatif de la forme d'onde, ces deux effets induisant conjointement une dégradation significative des performances de la liaison (à noter que la plateforme de démonstration de Wisair implémentait une technique d'étalement de spectre ULB (*DS-UWB*), assez sensible aux formes d'onde).

Dans le même esprit, un travail plus systématique a été mené par A. M. Mellah dans sa thèse, dans le cadre d'une approche statistique un peu plus étendue fondée sur une campagne de mesure impliquant plusieurs types d'antennes ULB et plusieurs types de « perturbateurs » (plusieurs PC portables, écrans et claviers). Plusieurs indicateurs ont été considérés, dont le rendement d'adaptation et la largeur de la bande d'entrée (normalisée à celle du cas isolé). Pour ces deux indicateurs, les statistiques empiriques ont pu être représentées de manière satisfaisante par des lois GEV de type III [18], [62].

Dans un autre registre, nous avons développé des modèles statistiques d'antennes ULB « génériques » à partir de la modélisation paramétrique parcimonieuse présentée au §3. Il s'agit d'une approche alternative aux méthodes précédentes – que l'on peut qualifier de « directes » puisqu'elles consistent à évaluer la statistique d'indicateurs de performance spécifiques, considérés comme observables de sortie directes – fondée sur une étape intermédiaire de réduction d'ordre. Dans le cas où la *SEM* et les développements en *VSH* sont conjointement utilisés, les paramètres du modèle $\{s_p, R_{nmp}^{(u)}\}$ (pôle et résidus modaux) deviennent les observables statistiques. Cette approche a été initialement appliquée à l'antenne *DFMM* (cf. §2.3) dont 6 paramètres de conception ($W, L, t, W_m, L_p, \varepsilon$) – cf. Figure 4.3 – ont été considérés comme des variables aléatoires (v.a.) d'entrée uniformément distribuées. Pour des raisons de puissance de calcul à l'époque, un échantillon de taille assez réduite (100 réalisations seulement) a été utilisé [57]. Un modèle à $P = 12$ pôles et de degré $N_{vsh} = 6$ représentant correctement le rayonnement de l'antenne sur la bande d'entrée a été adopté. Les distributions empiriques des fréquences naturelles $f_p = |\Im(s_p)|/2\pi$ ont pu être correctement représentées par des lois de Weibull – selon le critère d'information d'Akaike (*AIC*) en comparaison des lois normales et de Nakagami –, même si des lois normales $\mathcal{N}(\mu_{f_p}, \sigma_{f_p})$ (offrant une modélisation satisfaisante) ont finalement été retenues pour des raisons de simplicité. Les fréquences naturelles sont en effet corrélées, ce qui nécessite la connaissance de la matrice de covariance \mathbf{C} . La génération statistique du vecteur $\mathbf{F}_p = [f_1, f_2, \dots, f_p]$ s'effectue ensuite à l'aide de la décomposition de Choleski à partir d'un vecteur normal centré réduit non corrélé \mathbf{X} selon : $\mathbf{F}_p = \mathbf{X} \cdot \text{chol}(\mathbf{C}) + \mathbf{M}_p$ où $\mathbf{M}_p = \langle \mathbf{F}_p \rangle^{67}$. On montre par ailleurs que les moyennes sont bien représentées par un modèle quadratique : $\mu_{f_p} = a(p-1)^2 + b(p-1) + \mu_{f_1}$ [57]. Les distributions empiriques des coefficients d'amortissement $\xi_p = -\sigma_p/|s_p|$ (représentant les coefficients d'atténuation $\sigma_p = \Re(s_p)$), ainsi que celles des modules des résidus modaux normalisés $\left| \hat{R}_{nmp}^{(u)} \right| = \left| R_{nmp}^{(u)} / s_p \right|$ sont correctement représentées par des lois gaussiennes inverses [17]. Ce schéma de modélisation statistique a également été appliqué dans [55] à un échantillon statistique plus important d'antennes biconiques comparables à l'antenne présentée au début du §2.3.

La méthode de conception « générique » d'antennes ULB planaires à partir de structures élémentaires (trapèzes) [58], [56], présentée au §2.3, a ensuite été utilisée par

⁶⁷ On aurait pu utiliser des lois de Weibull et se ramener au cas normal par des transformations isoprobabilistes, mais cela aurait compliqué la démarche sans apporter de plus value très significative.

M. A. Youssouf dans sa thèse, afin d’approfondir cette approche, en utilisant notamment des échantillons statistiques plus importants (350 réalisations), après avoir mis en place un « contrôle de flux de données » (*Data Flow Control*) semi-automatique (les simulations EM paramétriques, effectuées sous CST étant gérées depuis Matlab, aussi bien en entrée qu’en sortie). Afin de générer des modèles « pertinents », une stratégie d’optimisation multi-objectifs a été développée, en pratique en considérant le *MRG* maximal et le rendement d’adaptation moyenné sur une bande d’intérêt (*MME*, *Mean Matching Efficiency*). Des statistiques de sortie « directes » (sans étape intermédiaire de réduction d’ordre) ont tout d’abord été obtenues pour ces deux indicateurs (bien représentées par des lois normales pour le MRG_{max} et de Weibull ou *Extreme Value* pour le *MME*) [56]. Par ailleurs, cette approche a permis tout d’abord d’obtenir des sous-échantillons « sains » en sélectionnant les réalisations vérifiant certains critères de performance minimaux (par seuillage sur les indicateurs de performance choisis). De plus, des « lieux d’optimalité » peuvent être définis à partir des fronts de Pareto obtenus à partir des échantillons initiaux, ce qui permet si nécessaire d’enrichir dans un second temps les sous-échantillons sains en générant de nouvelles réalisations autour de ces lieux [39]. C’est à partir de ces échantillons « criblés » que les statistiques de sortie des modèles paramétriques *SEM/VSH* (pôles et résidus modaux) ont été obtenues pour différentes « classes » d’antennes, de type monopolaire (*Triangular*, *Staircase*, *Crab-Claw*, *Disk monopoles*) ou dipolaire (*Triangular and Elliptical Planar Balanced Dipole*, avec symétriseur intégré).

Dans le contexte assez différent, mais connexe, des systèmes *RFID* ULB à rétrodiffusion modulée (dans le cadre du projet SELECT), certaines classes d’antennes génériques ont également été employées par Z. Mhanna dans sa thèse (*Staircase monopole* et *Triangular Planar Dipole*), l’objectif étant dans un premier temps de générer des modèles statistiques de *Tag* ULB dont certains paramètres de conception sont variables. Une version simplifiée des approches paramétriques précédemment présentée a été adoptée, en se ramenant à une modélisation scalaire du gain en puissance (moyenné sur une bande d’usage), projetée sur une base d’harmoniques sphériques scalaires (*SSH*) :

$$G(\theta, \varphi) = \langle G(f, \theta, \varphi) \rangle_{\Delta f} = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=-l}^l g_l^m Y_l^m(\theta, \varphi) \text{ où les } Y_l^m \text{ sont ici les harmoniques sphériques}$$

réelles. Comme dans le cas vectoriel, les coefficients du développement sont obtenus par projection sur la base orthonormée des *SSH* et le développement est tronqué selon la précision de reconstruction souhaitée. En considérant pour les deux classes d’antennes considérées respectivement 7 et 8 paramètres de conceptions comme des v.a. uniformes, les distributions empiriques des coefficients g_l^m peuvent être représentées de manière acceptable par des lois normales. Les paramètres du modèle étant corrélés, les gains en puissance peuvent être générés par tirage aléatoire selon la méthode de Choleski déjà évoquée [42]. Dans un second temps, l’objectif final de cette tâche de SELECT étant de modéliser la puissance rétrodiffusée vers le lecteur pour des scénarios d’usage réalistes, ces modèles statistiques d’antennes ont été utilisés dans le cadre d’une modélisation conjointe antenne/canal. Une version légèrement simplifiée du modèle de WINNER a été adoptée afin de modéliser la réponse du canal polarimétrique en environnement intérieur. La statistique de la puissance rétrodiffusée (normalisée à celle obtenue avec un *tag* de référence « idéal » (isotrope)) a permis d’observer les effets conjoints de la variabilité du canal (nombre de *MPC*, spectre angulaire en azimut et effet de dépolarisation du canal) et de la variabilité antennaire. Un résultat intéressant, car peu étudié jusque là, lié à la polarisation du lecteur a notamment été obtenu à cette occasion : la variance de la puissance rétrodiffusée est significativement réduite (d’environ 4.5 dB) lorsque l’antenne du lecteur⁶⁸ est inclinée de 45° en comparaison de celle obtenue pour une antenne verticale.

⁶⁸ supposée purement linéairement polarisée.

Les *tags* étant principalement polarisés verticalement, cette amélioration a été physiquement interprétée comme résultant d'une sorte d'effet de diversité de polarisation réduisant la variabilité due aux interférences.

Cette approche « indirecte » a également été suivie par R. D'Errico dans sa thèse (dans le contexte de Pulsers II) afin de modéliser les coefficients de diffusion (cf. §3) que A. Sibille et lui avaient introduits pour simplifier la modélisation des MAS [R30], [R32], [R33], [R34], [125]. Des réseaux à deux éléments rayonnants *séparés d'une distance fixe* ($d = 10$ cm) pour trois classes d'antennes ULB planaires, dont 5 à 6 paramètres de conception sont considérés comme des v.a. uniformément distribuées, ont été étudiés (Figure 4.3). Il a été montré que le comportement statistique des pôles (fréquences naturelles f_p et coefficients d'amortissements ξ_p) suit des lois normales. Les modules des résidus modaux « partiels » (restreints au plan azimutal $C_{\vartheta mp} = \int_0^{2\pi} R_p(\theta = \vartheta, \varphi) e^{-jm\varphi} d\varphi$, pour $\vartheta = \pi/2$) suivent des lois de Weibull. Enfin, les distributions de la phase du premier mode $\angle C_{\vartheta 0 p}$, ainsi que des « phases modales différentielles » $\Delta_{\vartheta mp} = \angle C_{\vartheta mp} - \angle C_{\vartheta 0 p}$ peuvent être approximées par des lois normales [59], [123], [125].

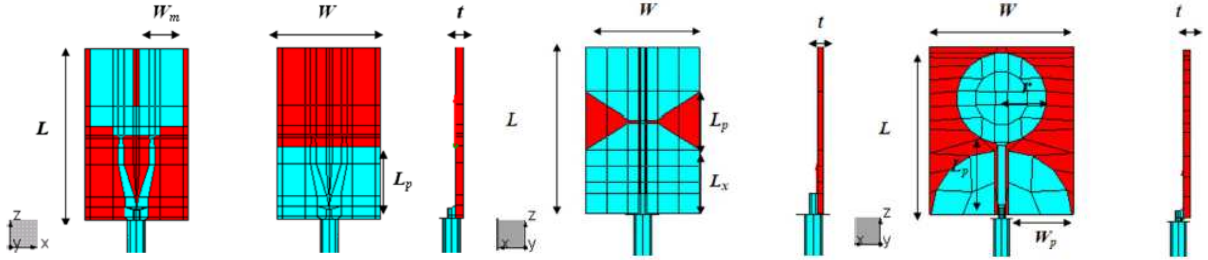


Figure 4.3. Exemples d'antennes ULB considérées dans la modélisation statistique des MAS à 2 éléments ; de gauche à droite : DFMM, CPW-Fed Planar Monopole, CPW-Fed Disc Monopole.

Plus récemment, nous avons mis en œuvre une méthodologie plus élaborée et plus performante combinant des techniques de réduction d'ordre et des méthodes statistiques « avancées » d'interpolation de « surfaces de réponse » entre les espaces stochastiques d'entrée et de sortie. Plus précisément, dans le cadre de la thèse de Jinxin Du, nous avons proposé de modéliser le rayonnement d'antennes déformables en développant le champ rayonné (représenté par la FTA) sur une base de *VSH*, puis en utilisant une approche statistique plus sophistiquée pour modéliser les coefficients modaux, associant des techniques permettant de générer des plans d'expériences performants et la méthode de développement en polynômes de chaos (*PCE*, *Polynomial Chaos expansion*). Cette approche a tout d'abord été appliquée à une antenne canonique – un dipôle soumis à trois types de déformations aléatoires (courbure, torsion et élongation) – afin de valider la méthodologie [6]. Cette dernière a ensuite été approfondie, d'une part en considérant une application pratique réaliste (une antenne *patch* en tissu), et d'autre part en adoptant des stratégies de représentation creuses – à la fois pour les développements en *VSH* et les *PCE* – afin de maximiser la parcimonie de représentation tout en conservant une bonne précision [4]. Outre la troncature des développements en *VSH* à un degré maximal N_{vsh} , une *sélection modale* est opérée selon un critère prédéfini de contribution énergétique relative. Afin de simplifier les notations, le développement en *VSH* des FTA – représentant le champ lointain – s'écrit :

$$\mathcal{H}(f, \hat{\mathbf{r}}, \mathbf{X}) \cong \sum_{p=1}^P H_p(f, \mathbf{X}) \hat{\Psi}_p(\hat{\mathbf{r}}) = j \sum_{q=1}^Q (-j)^{\text{mod}(q,2)} H_q(f, \mathbf{X}) \hat{\Psi}_{\lceil q/2 \rceil}(\hat{\mathbf{r}}) \quad (4.1)$$

où $p = 2\{n(n+1) + m - 1\} + u$ est un indice agrégé, $P = 2N_{\text{vsh}}(N_{\text{vsh}} + 2)$, $Q = 2P$, $H_q = \Re\{H_p\}$ (ou $H_q = \Im\{H_p\}$) pour $t = 1$ (ou 2), et $q = 2(p-1) + t$, et \mathbf{X} est un vecteur aléatoire représentant la variabilité antennaire. Les coefficients modaux réels H_q sont ensuite sélectionnés selon leur poids énergétique $W_q = H_q^2 / (4\pi \cdot P_{\text{rad}})$, avec $P_{\text{rad}} = \frac{1}{4\pi} \oint_{4\pi} \|\mathcal{H}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{r}})\|^2 d\Omega \cong \frac{1}{4\pi} \sum_{q=1}^Q H_q^2$ la puissance rayonnée (normalisée à 1 W), formant un sous-ensemble \mathcal{J}_d d'indices des modes dominants (avec $\text{Card}(\mathcal{J}_d) \leq Q$); on a alors : $\mathcal{H}(f, \hat{\mathbf{r}}, \mathbf{X}) \cong j \sum_{q \in \mathcal{J}_d} (-j)^{\text{mod}(q, 2)} H_q(f, \mathbf{X}) \hat{\Psi}_{\lceil q/2 \rceil}(\hat{\mathbf{r}})$. Lorsque l'on souhaite augmenter la précision

à partir d'une précision initiale donnée – en pratique fixée par la puissance collectée (par ex. pour un seuil $E_{\text{th}} = 99.9\%$) – le nombre total de coefficients réels du « développement creux » croît ainsi moins vite (parfois significativement) que $Q = 4N_{\text{vsh}}(N_{\text{vsh}} + 2)$ avec le degré de développement N_{vsh} . Le caractère aléatoire de l'antenne est pris en compte dans une seconde étape. L'espace stochastique d'entrée est représenté par un vecteur aléatoire $\mathbf{X} = (X_1, X_2, \dots, X_M)^T$ – dont les variables sont supposées indépendantes –, de densité de probabilité conjointe $f_{\mathbf{X}}$ supposée connue. Les coefficients modaux réels $H_q(f, \mathbf{X})$ peuvent être développés sur une base de polynômes de chaos $H_q(f, \mathbf{X}) = \sum_{|\alpha| \leq N_{\text{PCE}}} y_{\alpha}^q(f) \Phi_{\alpha}(\mathbf{X})$ où

$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M)^T$ est un indice multiple, N_{PCE} est le degré maximal du développement polynomial, $\{\Phi_{\alpha}(\mathbf{X})\}$ est une base orthonormale multivariée dans l'espace de Hilbert $L_{P_{\mathbf{X}}}^2(\mathbb{R}^M, \mathbb{R})$ muni du produit scalaire $\langle u, v \rangle = \int_{\mathbb{R}^M} u(x)v(x)f_{\mathbf{X}}(x)dx$ et les $y_{\alpha}^q(f)$ sont les coefficients scalaires, *déterministes*, du modèle à déterminer. Ce double développement permet donc de représenter les FTA sous la forme d'un modèle d'abstraction statistique extrêmement parcimonieux :

$$\tilde{\mathcal{H}}(f, \hat{\mathbf{r}}, \mathbf{X}) = j \sum_{q=1}^Q \sum_{|\alpha| \leq N_{\text{PCE}}} (-j)^{\text{mod}(q, 2)} y_{\alpha}^q(f) \Phi_{\alpha}(\mathbf{X}) \hat{\Psi}_{\lceil q/2 \rceil}(\hat{\mathbf{r}}) \quad (4.2)$$

Plusieurs approches sont possibles pour tenir compte du comportement fréquentiel de manière également parcimonieuse. La solution retenue dans la thèse de Jinxin Du pour modéliser le comportement d'une antenne tissée a été de considérer la fréquence dans la bande d'intérêt (en l'occurrence la bande *ISM* autour de 2.45 GHz) comme une « variable aléatoire » d'entrée, donc intégrée au vecteur \mathbf{X} . Parmi les différentes techniques permettant de calculer les paramètres du modèle, c'est la méthode *H-LARS* (*Hybrid Least Angle Regression Sampling*) proposée dans [R49] qui a été adoptée car elle présente plusieurs avantages⁶⁹. D'une part, la méthode *LARS* offre une représentation creuse car elle est fondée sur une sélection adaptative des éléments de base « dominants » représentant au mieux la réponse (en pratique les éléments les « plus corrélés » au résidu courant, d'une itération à la suivante), et elle requiert des plans d'expérience (*ED*, *Experimental Design*) de taille réduite par rapport aux méthodes concurrentes. D'autre part, le caractère itératif du *LARS* offre une grande souplesse dans la construction du plan d'expérience dont la taille n'a pas à être fixée a priori. La précision du modèle peut être

⁶⁹ Notamment par rapport aux méthodes de quadrature, par exemple utilisées en collocation stochastique, qui sont très efficaces pour des problèmes de dimensionnalité M et de degré N_{PCE} faibles, mais qui requièrent sinon des plans d'expérience imposants croissant rapidement avec M et/ou N_{PCE} , donc un coût de calcul élevé voire prohibitif.

prédite avec un indicateur de validation croisée e_{LOO} appelé *Leave-One-Out error* qui a l'avantage d'être plus robuste au phénomène « d'*overfitting* »⁷⁰ que l'erreur quadratique moyenne. Il est donc possible de générer itérativement plusieurs modèles, en partant d'un *ED* de taille relativement modeste, puis d'améliorer la précision (en contrôlant la convergence via e_{LOO}) par enrichissements successifs des *ED*. On peut ainsi choisir à tout moment le compromis coût/précision répondant le mieux au besoin. En pratique, l'*ED* initial a été généré par la méthode de l'hypercube latin (*LHS, Latin Hypercube Sampling*), et la technique du *maximin*⁷¹ a été utilisée pour son enrichissement. Les *ED* numériques ont été obtenus par simulation EM avec le logiciel *CST MWS*. Par ailleurs, le problème considéré étant « multi-entrées – multi-sorties », donc relativement complexe, de nouveaux indicateurs globaux de convergence ou de performance ont été définis, notamment « l'erreur *LOO* totale pondérée » (*weighted total Leave-One-Out error*) par la puissance relative de chaque coefficient modal : $e_{WTLOO} = \sum_{q \in I_D} e_{LOO}^{(q)} \cdot W_q$. Un deuxième

indicateur de précision e_{Sup} (*Supremum error*) est défini par :
$$e_{Sup}(\mathbf{x}) = \max_{(\theta, \varphi) \in \Omega_m(\mathbf{x})} \left\{ G_{r, dB}(\mathbf{x}, \theta, \varphi) - \hat{G}_{r, dB}(\mathbf{x}, \theta, \varphi) \right\}$$
 à partir des gains réalisés initial $G_r(\mathbf{x}, \theta, \varphi) = \|\mathcal{H}(\mathbf{x}, \theta, \varphi)\|^2$ et reconstruit $\hat{G}_r = \|\hat{\mathcal{H}}\|^2$ à partir du modèle, où $\Omega_m(\mathbf{x})$ représente un angle solide de rayonnement principal pour un seuil ajustable $\Delta G_{r, dB}$ (par ex. $\Delta G_{r, dB} = 10$ dB), soit $\Omega_m(\mathbf{x}) \triangleq \{(\theta, \varphi) \mid G_{r, dB}(\mathbf{x}, \theta, \varphi) \geq \max_{(\theta, \varphi) \in [0, \pi] \times [0, 2\pi]} [G_{r, dB}(\mathbf{x}, \theta, \varphi)] - \Delta G_{r, dB}\}$.

Nous donnons quelques exemples de résultats concernant une antenne *patch* textile opérant dans le bande ISM autour de 2.45 GHz. Les déformations aléatoires appliquées à cette antenne, réalisée avec du tissu en jean fin (d'épaisseur $h \sim 0.85$ mm et de permittivité relative $\epsilon_r \sim 1.78$), associent courbure (*bending*) et froissement (*crumpling*). Les paramètres h et ϵ_r , ainsi que la fréquence sont également considérés comme des variables aléatoires.



Figure 4.4. Antenne patch en jean : (a) plan, (b) courbé et froissé, (c) prototype plan, (d) coefficient de réflexion simulé et mesuré (cas planaire).

En considérant un degré maximal N_{VSH} de développement en *VSH* (donnant une erreur de troncature négligeable) et N_D coefficients modaux dominants réels (correspondant à un seuil de puissance collectée E_{th}), plusieurs modèles $\hat{\mathcal{H}}^{(i)}$ dont la précision a été progressivement améliorée ont été obtenus par enrichissement successif des plans d'expériences *ED*. (le plan d'expérience *LHS* initial ED_0 comprenant 200 échantillons). L'évolution des deux indicateurs de précision est donnée à la Figure 4.5.

⁷⁰ L'erreur quadratique moyenne *empirique* décroît systématiquement lorsque le nombre d'éléments de base augmente, alors que l'erreur théorique peut augmenter. Il faut alors augmenter la taille de l'*ED*.

⁷¹ Consistant à ajouter itérativement des échantillons qui maximisent la distance euclidienne minimale aux échantillons existants dans l'espace stochastique d'entrée.

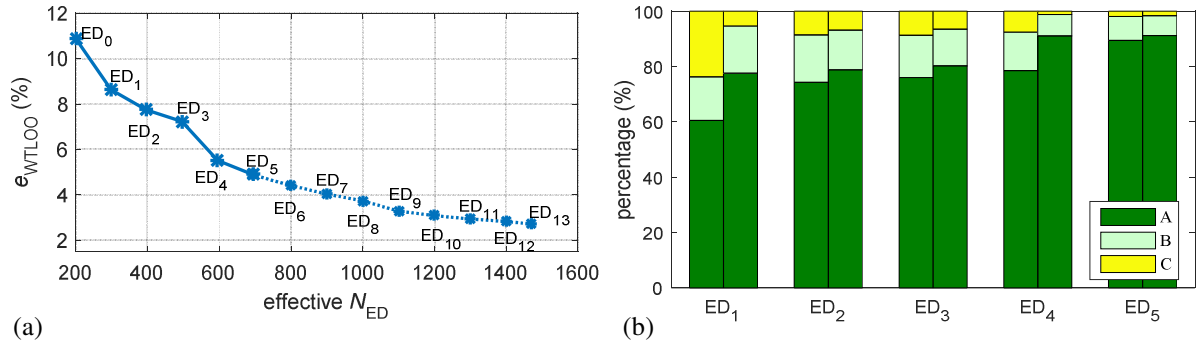


Figure 4.5. (a) Evolution de l'erreur e_{WTLOO} en fonction de l'enrichissement de l'ED ; (b) Distribution de l'erreur e_{Sup} ($A = \{ \mathcal{X}_{i,A} \subset \mathcal{X}_i \mid e_{\text{Sup}} \leq 1 \text{ dB} \}$, $B = \{ \mathcal{X}_{i,B} \subset \mathcal{X}_i \mid 1 < e_{\text{Sup}} \leq 1.5 \text{ dB} \}$, $C = \{ \mathcal{X}_{i,C} \subset \mathcal{X}_i \mid 1.5 < e_{\text{Sup}} \leq 2.5 \text{ dB} \}$) en comparant l'erreur de deux modèles d'abstraction successifs $\hat{\mathcal{H}}^{(i-1)}(\mathcal{X}_i)$ et $\hat{\mathcal{H}}^{(i)}(\mathcal{X}_i)$, pour $i = 1, \dots, 5$. $N_{\text{VSH}} = 5$, $E_{\text{th}} = 99 \%$ correspondant à 27 coefficients modaux réels dominants H_q (sur un total de 140). Le modèle « compact » $\hat{\mathcal{H}}^{(5)}$ compte 3217 coefficients ($N_{\text{PCE}} = 10$) alors qu'il faut augmenter l'ordre des PC jusqu'à $N_{\text{PCE}} = 13$ pour le modèle « précis » $\hat{\mathcal{H}}^{(13)}$.

Un premier modèle ($\hat{\mathcal{H}}^{(5)}$) offre un compromis satisfaisant entre coût et précision. A titre d'exemple, deux observables secondaires (les largeurs de lobes à -10 dB dans deux plans de coupe en polarisation principale, et le gain réalisé maximal $G_{r,\theta}$) obtenues à partir d'un échantillon de Monte Carlo (MC) indépendant des ED, et comprenant 2000 réalisations, sont considérées afin d'évaluer la précision de ce modèle $\hat{\mathcal{H}}^{(5)}$. Leurs fonctions de répartition empiriques calculées (sur l'échantillon de MC) à partir du modèle et directement à partir des simulations EM sont comparées à la Figure 4.6, montrant un accord satisfaisant. A partir de ce même échantillon de MC, les fonctions de répartition des coefficients modaux dominants calculés avec le modèle $\hat{\mathcal{H}}^{(13)}$ sont comparées à celles des coefficients initiaux directement calculés à partir des simulations EM. Un test de Kolmogorov-Smirnov (K-S) a été effectué afin d'évaluer la précision statistique du modèle. Le test conclut à la consistance des échantillons pour tous les modes à un niveau de risque $\alpha = 0.01$, et pour quasiment tous les modes pour $\alpha = 0.05$ (Figure 4.6).

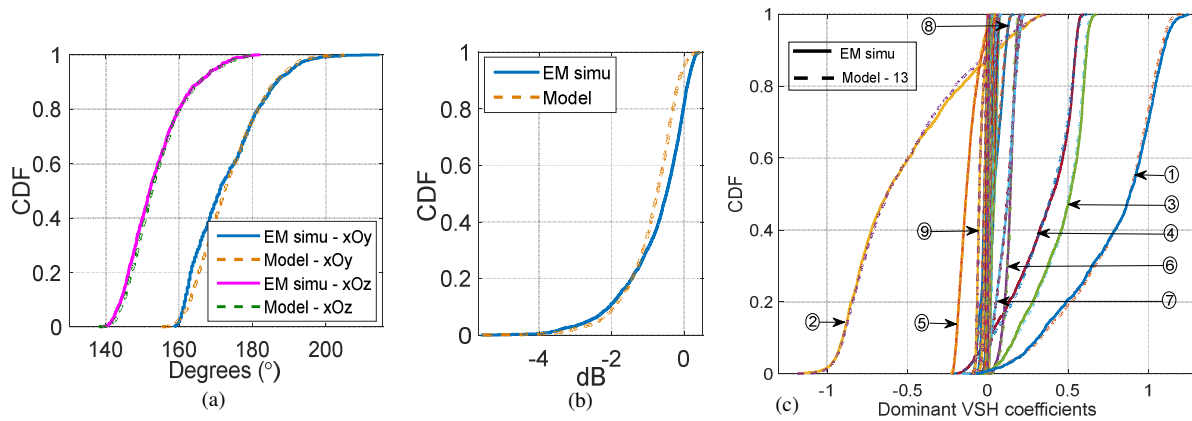


Figure 4.6. Comparaison des fonctions de répartition (a) des ouvertures angulaire à -10 dB dans 2 plans de coupe principaux, (b) du $G_{r,\theta}$ maximal, calculées à partir d'un échantillon de Monte Carlo indépendant de 2000 réalisations, de manière directe, et avec le modèle « compact » $\hat{\mathcal{H}}^{(5)}$; (c) des 27 coefficients VSH dominants ($N_{\text{PCE}} = 13$) calculées à partir du même échantillon de MC, de manière directe, et avec le modèle $\hat{\mathcal{H}}^{(13)}$.

Enfin, toujours dans le cadre de la thèse de J. Du, une méthodologie analogue de représentation parcimonieuse comprenant deux étapes a été appliquée à la modélisation du coefficient de réflexion $S_{11}(f, \xi)$ d'antennes déformables. Deux méthodes de réduction d'ordre ont été utilisées afin de modéliser la réponse en fréquence (ou en Z) : 1. Une

modélisation de type ARMA $S_{11}(z, \xi) = \sum_{m=0}^M b_m(\xi) z^{-m} / \sum_{n=1}^N a_n(\xi) z^{-n} + \varepsilon(z, \xi)$, la méthode d'identification reposant sur l'algorithme de Levy, et 2. Une interpolation polynomiale des parties réelles et imaginaires des S_{11} . La méthode PCE étaient ensuite appliquée aux coefficients de ces modèles paramétriques [29]. Les résultats obtenus sont dans l'ensemble très encourageants, même si ce sujet mériterait un approfondissement.

4.2.2. Analyse et modélisation conjointe antenne-canal

Les premiers travaux portant sur ce thème ont été initiés dans le cadre des projets Ultrawaves et Pulser I – dans le contexte des communications ULB – sous l'impulsion d'Alain Sibille.

Les antennes sont habituellement considérées comme des objets déterministes et leurs performances évaluées de manière intrinsèque, *in abstracto*. Dans le contexte ULB, notamment en radio impulsionsnelle, il est moins légitime (voire douteux dans certains cas) de considérer indépendamment les propriétés des antennes et du canal car leurs interactions sont plus complexes qu'en bande étroite, le signal reçu résultant d'une convolution entre leurs réponses temporelles respectives. Il est ainsi plus approprié d'évaluer les performances des antennes ULB en tenant compte des conditions d'usage, *in concreto*, à savoir les caractéristiques du canal et de la couche physique (forme d'onde, type de récepteur). On notera que la caractérisation statistique des antennes est un peu particulière dans ce cas, puisque la variabilité ne provient ni des antennes elles-mêmes – encore considérées comme des objets déterministes –, ni de leur environnement immédiat (cet aspect n'étant pas considéré ici), mais de l'interaction plus ou moins forte entre les antennes et le canal. Ce type d'approche résulte donc de ce qui peut être qualifié de *problème aux interfaces*. On pourra trouver dans [21] une analyse assez approfondie, considérant différents types d'antennes (omni/directives, dispersive ou non) et de canaux (*LOS/NLOS*, dense ou non).

Dans le contexte de l'étude des antennes environnées, une approche plus globale de modélisation conjointe antenne/canal a également été proposée par A. Sibille, notamment dans le cadre du projet URC (portant entre autre sur la radio cognitive). Dans cette démarche, contrairement à « l'approche classique », les effets dus à l'environnement immédiat de l'antenne sont modélisés séparément, et donc exclus de la modélisation du canal, réservée au comportement moyen à grande échelle en distance ($\overline{PL}(d)$) et à moyenne échelle (*shadowing*). Dans cette modélisation, le bilan s'écrit ainsi :

$$P_{Rx} = P_{Tx} \cdot PG_{LS}(\mathbf{r}, f, \mathbf{r}_{Tx}) \cdot PG_{MS}(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}) \cdot EG_{Loc}(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}, Ter, \omega_{ter}) \quad (4.3)$$

où PG_{LS} (resp. PG_{MS}) représente le *Path Gain* à grande échelle (resp. à moyenne échelle), EG_{Loc} est le *gain effectif* du terminal incluant les effets locaux, f est la fréquence (ou la bande de fréquence si une moyenne en fréquence est effectuée, par ex. pour des *RAT* à bande étroite), \mathbf{r} et \mathbf{r}_{Tx} représentent les positions du terminal et de l'émetteur dans un référentiel fixe, Env et Ter sont des variables discrètes représentant le type d'environnement ou de terminal considéré, et ω_{env} (resp. ω_{ter}) est un vecteur aléatoire représentant la variabilité stochastique de l'environnement (resp. du terminal), avec :

$$EG_{Loc} = \sum_n \left| A_{n,H}(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}) \right|^2 G_{r,H}(\mathbf{\Omega}_n(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}) - \mathbf{\Omega}_T(Ter, \omega_{ter}), f, Ter, \omega_{ter}) \\ + \sum_n \left| A_{n,V}(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}) \right|^2 G_{r,V}(\mathbf{\Omega}_n(\mathbf{r}, f, Env, \omega_{env}) - \mathbf{\Omega}_T(Ter, \omega_{ter}), f, Ter, \omega_{ter}) \quad (4.4)$$

où $A_{n,H}$ et $A_{n,V}$ sont les amplitudes du trajet n incident en polarisation Horizontale et Verticale (soumises à la contrainte de normalisation $\sum_n |A_{n,H}|^2 + |A_{n,V}|^2 = 1$), $\Omega_n = (\theta_n, \phi_n)$ est la direction d'arrivée du trajet n , Ω_r représente l'orientation du terminal dans un référentiel fixe, et $G_{r,H}$ et $G_{r,V}$ sont les gains réalisés polarimétriques des antennes.

Ce type d'approche a notablement contribué aux travaux ultérieurs de l'équipe dans ce domaine. Selon les besoins et les objectifs, des modèles « en puissance » – comparable au précédent ((4.3), (4.4)) – ou des modèles « en champ » ont été développés. La plupart de ces travaux ont déjà été évoqués plus haut : thèses de F. Guidi et de Z. Mhanna sur les *tags RFID* ULB dans le contexte du projet SELECT, thèse d'A. Krayni sur l'exposition aux *EMF* et travaux sur l'évaluation du champ ambiant par des exposimètres dans le contexte du projet SELECT.

Enfin, une première ébauche de modélisation conjointe antenne/canal a été mise en œuvre par J. Du dans la dernière partie de sa thèse sur la modélisation statistique des antennes déformables, l'objectif étant d'étudier l'influence de la variabilité antennaire, *in situ*. Les observables utilisées pour cela sont des gains effectifs [R12] (comparables à la définition (4.4)) convenablement normalisés (par un gain effectif de référence calculé pour l'antenne non déformée). Même si ces derniers travaux doivent encore être consolidés, l'une des nouveautés réside d'une part dans le recours à des « doubles statistiques » (représentant conjointement la variabilité antennaire et celle du canal), et d'autre part dans l'utilisation des modèles d'abstraction d'antennes déformables précédemment développés (développements *VSH/PCE*), sans lesquels l'obtention d'échantillons statistiques de tailles suffisantes aurait un coût prohibitif.

Par ailleurs, nous avons aussi adopté des approches conjointes antenne/canal dans l'étude des communications ULB pour les *WBAN*, mais pour des raisons qui leurs sont propres. Ces questions sont donc abordées dans des sections séparées : le §4.1 pour la caractérisation et la modélisation des antennes perturbées par la proximité du corps humain, et le §4.3 pour la caractérisation et la modélisation du canal *BAN*.

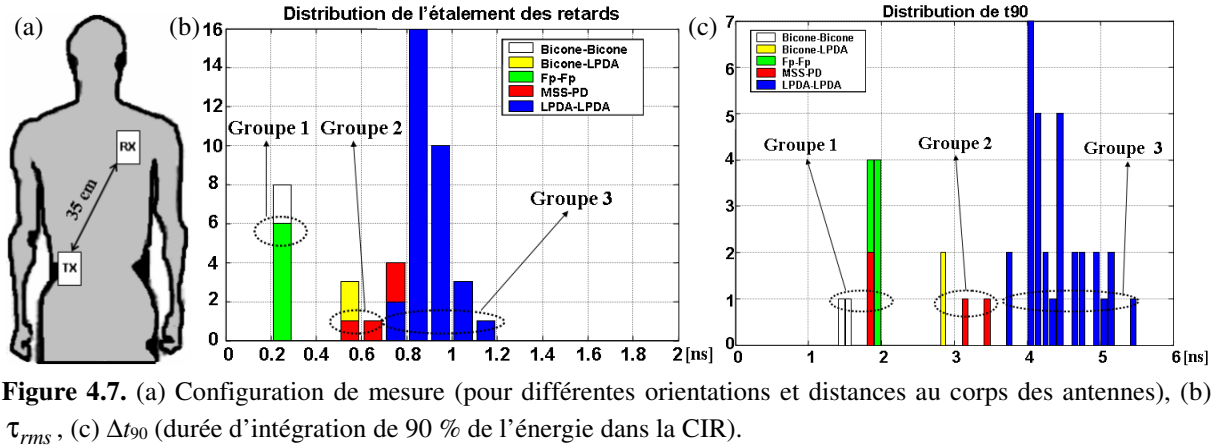
4.3. Etude du canal *WBAN* ULB

Nos premiers travaux sur les *WBAN* ont débuté en 2004 dans le cadre du projet PULSERS I et de la thèse d'H. Ghannoum. Dans un premier temps, ce dernier a étudié de manière semi quantitative les interactions antenne/corps en champs proche (adaptation) et lointain (diagrammes), pour différents types d'antennes ULB, distances au corps, polarisations, etc., tant en simulation qu'en mesure. Nous nous sommes également intéressés aux mécanismes de propagation, notamment autour de la tête et du torse.

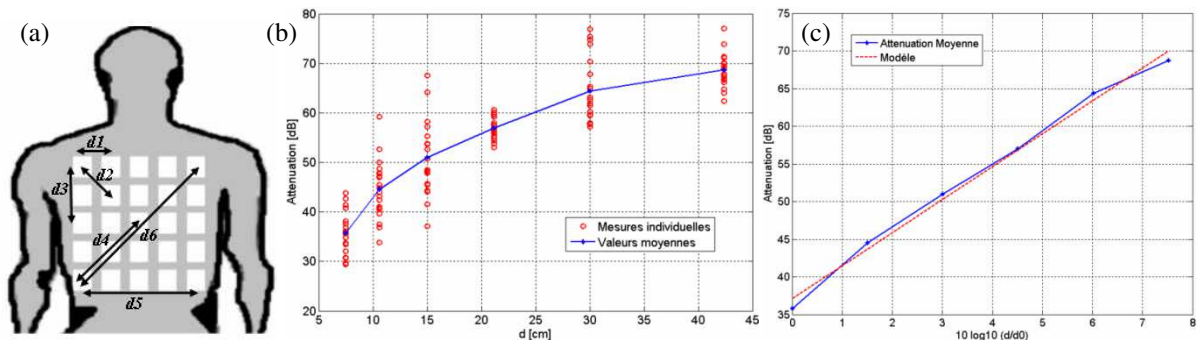
Dans un second temps, diverses analyses statistiques ont été effectuées à partir de plusieurs campagnes de mesure ULB (sur une bande de [2,12] GHz), et certains modèles statistiques ont été extraits. L'influence du type d'antennes utilisées (par ex. directive ou non) sur le retard moyen $\bar{\tau}$, l'étalement des retards τ_{rms} (*RMS Delay Spread*) et l'atténuation de propagation moyenne $\overline{PL}(d)$ a été étudiée en fonction du positionnement des antennes, de leur distance au corps, de leur orientation, et de la distance inter-antennes, par exemple pour un scénario de propagation sur le torse (de type *H2C*). Il serait un peu long de fournir ici une synthèse de l'ensemble des résultats obtenus, mais on peut donner quelques tendances [22], [70] : 1. La distance au corps des antennes non résilientes a une influence très significative sur le *PL* – jusqu'à 10 dB et plus⁷² –, ainsi que sur le τ_{rms} ; 2. L'amélioration du bilan apporté par des antennes directives (telles que des dipôles log-

⁷² pour des liens en *LOS* de type *H2C*.

périodiques planaires PLPDA⁷³) peut être significatif dans certains cas ; 3. La RIA peut jouer un rôle significatif sur la CIR (Channel Impulse Response), donc notamment son τ_{rms} , si les antennes sont assez dispersives – par ex. des PLPDA – (Fig. 4.7) ; 4. pour des liens en LOS, non masqués par le corps, une loi en puissance du PL moyen en fonction de la distance $\overline{PL}(d) \propto (d / d_0)^n$ est satisfaisante ; 5. L'influence de la polarisation des antennes (tangente ou normale au corps) sur le PL moyen est très significative (notamment pour les liens en LOS) ; 6. Enfin, l'effet de masquage du corps (*body shadowing*) sur le PL est également très significatif pour des liens de type H2W (à la fois selon la position du bras – ce qui a été étudié par de nombreuses équipes –, mais également selon l'orientation du poignet – qui a été peu étudiée à notre connaissance).



Des modèles de PL moyens le long du torse et autour du tronc de la forme $\overline{PL}_{dB}(d) = \overline{PL}_{0,dB} + 10n \log(d / d_0)$ ont été proposés à l'époque [19], [67] (Fig. 4.8). Des exposants de propagation n typiquement compris entre 3.3 et 5 selon la sous-bande ULB considérée ([4,5], [6,9], [3,11] GHz) ont été obtenus pour la propagation sur le torse. Dans ce dernier cas, la variabilité autour de l'atténuation moyenne, due à la fois à la zone du torse considérée et à la distance au corps de l'antenne a également été caractérisée. Cette variabilité est correctement modélisée par une loi log-normale. Concernant la propagation autour du tronc, des exposants de propagation compris entre 5.1 et 7.7 ont été obtenus, selon la bande et la zone considérées (poitrine ou abdomen).



Ces travaux ont été poursuivis, entre autre dans le cadre du projet BANET (ANR). C'est dans ce contexte que nous avons adopté l'approche de type scénario. Un protocole de mesure mis au point en commun par les différents partenaires a notamment permis de

⁷³ Planar Log Periodic Dipole Antenna.

réduire la grande dispersion des résultats déjà publiés dans la littérature pour le *PL* [121]. Nous nous sommes plus particulièrement intéressé à l'effet de proximité du corps sur les antennes [46], [51] – ce qui a déjà été présenté au §4.1 – ainsi qu'à l'influence de l'environnement intérieur sur le canal « *on-on* ». Un travail préliminaire fondé sur plusieurs campagnes de mesure ULB (sur [1,12] GHz) dans le domaine fréquentiel (effectuées à l'ENSTA ParisTech) a été réalisé au cours du stage long de fin d'étude de Daniel Toledano (2008-2009). Les mesures ont été effectuées pour trois liens radio en chambre anéchoïde et dans quelques pièces significativement différentes (petit bureau, grande salle de classe et laboratoire), et plusieurs positions dans chaque pièce (le long d'un parcours). Selon les cas, plusieurs distances antennes/corps, une variation du « micro-positionnement » (par exemple autour d'une position centrale au niveau du sternum pour un lien *H2C*) ont été considérées, et un ou deux sujets impliqués. Les résultats préliminaires ont permis de dégager des tendances conformes au raisonnement physique, par exemple le fait que le *PL* augmente avec la taille des pièces [114], [14], [45], [49].

Nous nous sommes parallèlement intéressé aux conditions sous lesquelles le canal *BAN* instationnaire peut être caractérisé dans le domaine fréquentiel avec un *VNA* rapide. Une étude assez systématique des paramètres de mesure impliqués (bande de résolution, bande de mesure, fenêtre temporelle, temps de latence des protocoles de communication, etc.) effectuée par D. Toledano a permis de conclure qu'une précision acceptable (donc une dynamique de mesure et une fenêtre d'observations suffisantes) peut être obtenue pour une allure de marche (typiquement à ~ 1 m/s) sur la bande [3, 5] GHz (correspondant à un décalage Doppler maximal de ~ 17 Hz). En revanche, la bande Doppler pour une vitesse de course semble trop large. Des travaux préliminaires ont été menés dans ce contexte durant le stage de M2 de M. Sacko (mesures en chambre anéchoïde, puis analyses du *PL*, τ_{rms} , spectre Doppler, statistiques de 2nd ordre, etc.), mais n'ont malheureusement pu donner lieu à publication faute de poursuite en thèse.

L'influence de l'environnement intérieur sur la composante dense (composantes diffuses et non résolues) de la réponse du canal *BAN* a été étudiée par Y. Wei dans sa thèse, dans le cadre d'une approche légèrement modifiée de la théorie « *room electromagnetics* » de J. B. Andersen [R50]. A partir des campagnes de mesures évoquées précédemment (réalisées à L'ENSTA ParisTech), et de nouvelles mesures réalisées dans différentes salles de classe à Télécom ParisTech avec le fantôme corps entier déjà mentionné (« Kevin »), le temps de réverbération – c'est-à-dire le temps de relaxation de l'énergie diffuse moyenne injectée dans l'environnement – théoriquement donnée par le modèle de Eyring [R51] $\tau_{Eyr} = -4V/\{Ac \ln(1 - \eta)\}$ ⁷⁴ a pu être estimé, et comparé au « rapport de forme » *V/A* des pièces considérées (Fig. 4.9) [34]. Des valeurs crédibles du coefficient d'absorption effectif des parois η (typiquement entre 0.3 et 0.6 selon le type d'environnement) en ont été déduites (valeurs essentiellement indépendantes du type de lien radio considéré – *H2C*, *H2W* ou *H2T* – comme attendu).

⁷⁴ *V* étant le volume des pièces, *A* l'aire des parois (sol et plafond compris), et η leur coefficient d'absorption effectif.

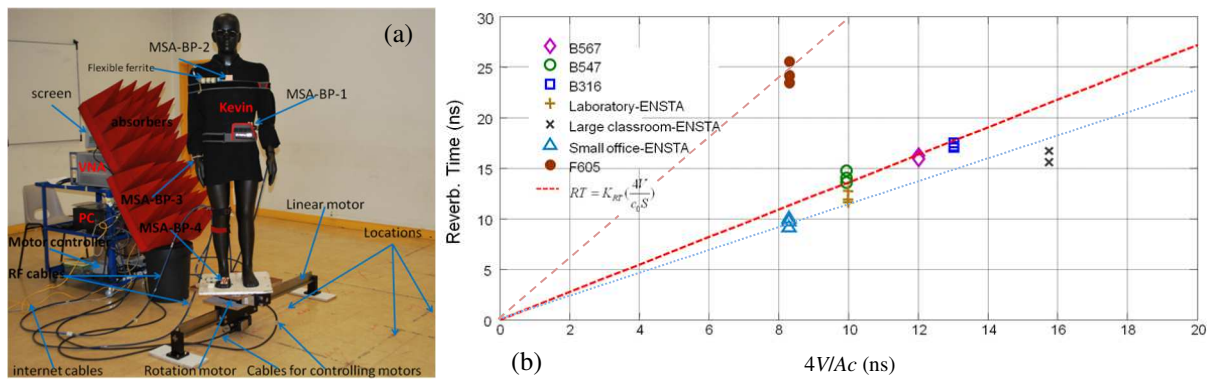


Figure 4.9. (a) Dispositif de mesure, (b) Durée de réverbération en fonction du rapport V/A ([34]).

5. Antennes à diversité pour communications à hauts débits

Le développement de ce thème, initié au milieu des années 90 [23], [26], [84]-[89], [96]-[98], [100], [144], a fortement contribué au lancement d'une collaboration avec Thales Communications et à notre participation à notre premier projet européen du *FP4 ADAMO*, dédié aux communications à hauts débits en intérieur (*HIPERLAN*, *WiFi*) [140]-[143]. L'un des objectifs était notamment de démontrer que les techniques de diversité d'antennes adaptatives, *au niveau des terminaux*⁷⁵, permettent de réduire la complexité des égaliseurs et/ou des types de modulation, par exemple en réduisant le niveau d'interférence inter-symboles (*ISI*) par filtrage spatial.

Les travaux concernés étant assez anciens, je ne présenterai que deux exemples d'antennes à commutation, à six états de diversité. La première est un réseau circulaire de monopôles à commutation de faisceau par commutations de charges, opérant à 5.1 GHz [84]. Deux des six monopôles de la 1^{re} couronne sont alimentés tandis que les quatre autres sont chargés par des réactances commutables (grâce à des FET froids⁷⁶), ce qui permet de dépointer le faisceau tous les 60 degrés (Fig. 5.1). Le monopôle central court-circuité joue un rôle de réflecteur. Les six monopôles de la 2nd couronne – qui sont chargés par des réactances fixes – ont été ajoutés dans cette version afin d'améliorer le contrôle de la forme du diagramme en azimut (et notamment l'ouverture angulaire), en jouant un rôle d'éléments directeurs.

Cette antenne a été utilisée dans plusieurs campagnes de mesure de canal intérieur au laboratoire et en Allemagne (IMST, autre partenaire d'ADAMO) [85]. Les résultats ont montré que la diversité d'antenne permet de réduire l'étalement des retards du canal (par rapport à l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle), ceci de manière très significative pour certains environnements.

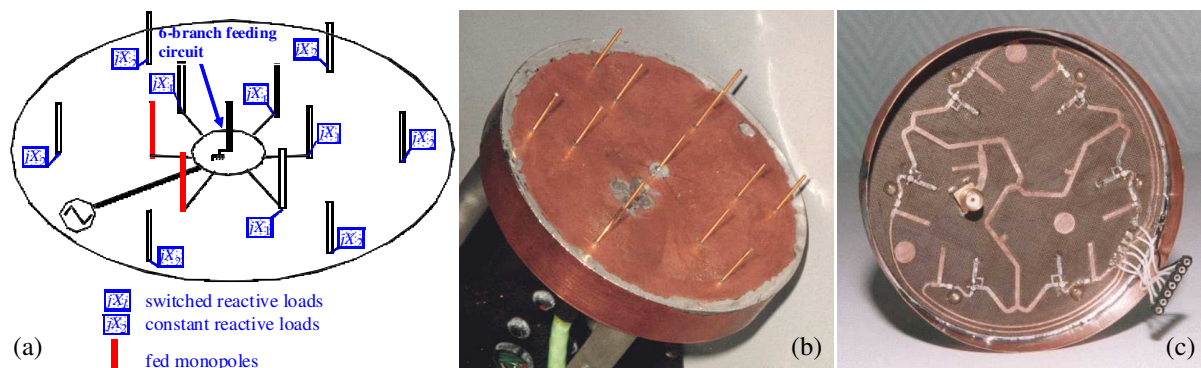


Figure 5.1. Antenne à diversité angulaire à 13 monopôles ; (a) Schéma de principe, (b) Réseau de monopôle d'un prototype, (c) Circuit d'alimentation RF et de commutation à FET froids ([84]).

⁷⁵ Cette option était prévue par le standard *HIPERLAN 2*, jusqu'à 8 états de diversité.

⁷⁶ ce qui permet de réduire la consommation d'énergie par rapport à des commutateurs à diode *PIN*.

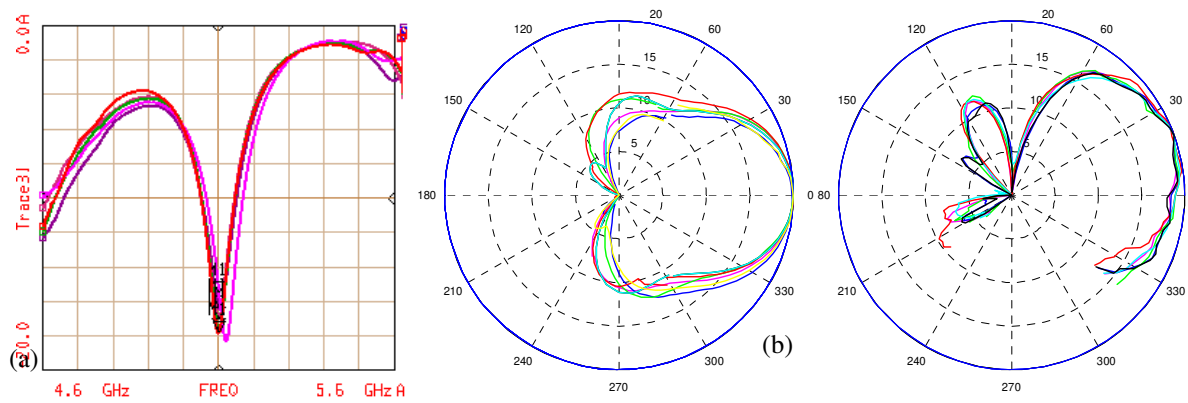


Figure 5.2. Antenne à diversité angulaire à 13 monopôles ; (a) Coefficients de réflexion mesurés, (b) Coupes coniques (au maximum en élévation), (c) Coupes en élévation, pour les 6 configurations à 5.1 GHz ([84]).

Le second exemple est une antenne à diversité mixte de polarisation et angulaire [84]. L'antenne est constituée de 3 panneaux (assemblés en cylindre à base triangulaire) donnant la sectorisation angulaire (c'est-à-dire 3 états de diversité angulaire). La diversité de polarisation (ainsi qu'un léger dépointage en site) est obtenue au moyen d'un réseau de deux *patches* circulaires excités dans le mode fondamental en polarisation circulaire (droite ou gauche, selon l'état de commutation du circuit de contrôle RF). Le circuit RF d'alimentation et de contrôle est constitué de 4 panneaux : le premier, horizontal, est principalement constitué d'un diviseur en étoile à six voies, alimenté en son centre par sonde coaxiale ; les trois autres, verticaux, contiennent entre autre, un double coupleur hybride 90° alimenté par deux voies latérales commutables et 4 transistors RF (deux en série pour la commutation de voie et deux pour l'adaptation de l'accès non alimenté). L'antenne est totalement intégrée, les circuits RF des panneaux verticaux alimentant les *patches* par des trous métallisés à travers un plan de masse commun (Fig. 5.3).

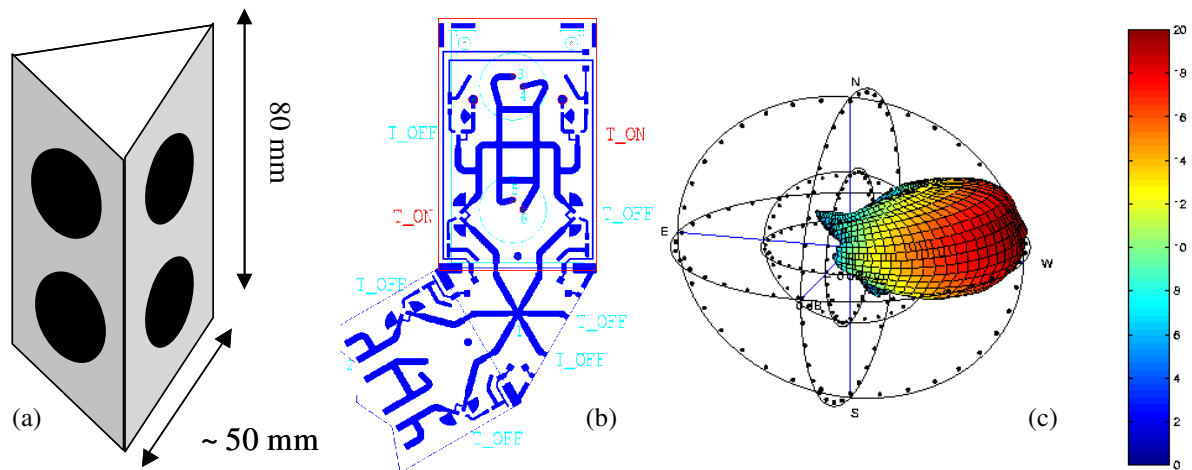


Figure 5.3. Antenne à diversité mixte [96] ; (a) Schéma de principe, (b) Schéma éclaté du circuit d'alimentation RF et de commutation à FET froids, (c) Diagramme 3D mesuré (polarisation circulaire gauche du panneau 1).

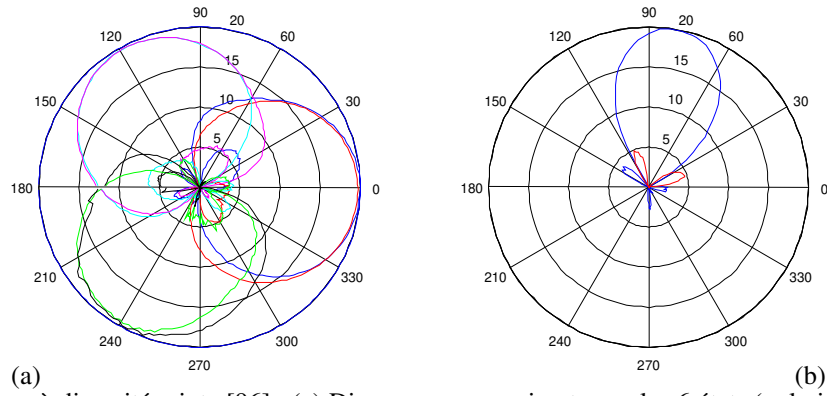


Figure 5.4. Antenne à diversité mixte [96] ; (a) Diagrammes en azimut pour les 6 états (polarisations principales et croisées), (b) Diagrammes en site pour $\varphi = 0$; Polarisation principale (—) et croisée (—).

III^e Partie

Perspectives et conclusion

Il y a quelques années à peine, la modélisation du comportement des antennes par des approches statistiques – notamment de (petits) terminaux, de *smartphones*, de capteurs, voire d’antennes relais de petites cellules – était encore relativement marginale⁷⁷. Cependant, ces dernières années, la forte évolution des systèmes et réseaux de communications radio – plus complexes et plus nombreux –, des technologies, des simulateurs (à divers niveaux du modèle *OSI*), et des usages, a induit, entre autre, une raréfaction du spectre, une demande en forte croissance des flux de données, un phénomène de « pollution radioélectrique », etc. L’augmentation des contraintes et des besoins en performances requiert notamment l’amélioration des outils d’évaluation, de prédiction et de planification. Cela est particulièrement crucial dans la modélisation du canal de propagation et dans l’appréhension et la gestion des incertitudes dans les bilans. Le besoin de modéliser plus finement des objets communicants toujours plus divers, plus complexes pour certains, ou opérant dans des environnements variés donc incertains (capteurs disséminés par exemple), ou intrinsèquement variables (objets déformables par exemple), et plus nombreux, paraît avéré aujourd’hui dans cette tendance globale. La synthèse de modèles d’abstraction de ces objets, par exemple utilisables dans la modélisation conjointe antenne/canal, et/ou destinés aux simulateurs de plus haut niveau (simulateurs asymptotiques – *GO/UTD* –, du lien radio, de la couche MAC, etc.), est une approche dont l’intérêt apparaît renforcé par ces évolutions.

En d’autres termes, il s’agit ici de contribuer à la maîtrise des performances des réseaux émergents et futurs (« *5G and Beyond* ») en fournissant des outils d’évaluation fondés sur le développement de modèles d’abstraction stochastiques d’antennes et/ou de canal. Ce type d’approche a notamment pour objectif de faciliter l’évaluation d’indicateurs de performance clés (*KPI – Key Performance Indicators*) à différents niveaux d’abstraction (taux d’erreur binaire ou de paquet, débits, temps de latence, consommation, etc.).

Concernant les antennes, la modélisation statistique peut apporter une réelle valeur ajoutée dans diverses directions. Ses déclinaisons sont assez variées, les cinq axes suivants me paraissant à la fois intéressants, pertinents et utiles :

- La modélisation du comportement des antennes dites « environnées », c’est-à-dire perturbées par leur environnement immédiat (diffuseurs proches, supports, montures, utilisateur) ; l’antenne est dans ce cas un objet a priori déterministe, la variabilité étant extrinsèque ; cet axe inclue les systèmes multi-antennes (*MIMO*, *SIMO*, etc.),
- La modélisation du comportement des antennes déformables : ce sujet est particulièrement d’actualité à l’heure du développement de « l’électronique molle » (intégrée par ex. dans des matrices de silicone), des substrats souples, de l’intégration d’objets communicants sur – voire dans – des matériaux courants de l’industrie (textiles, papiers, etc.) ; ce thème peut évidemment être associé au précédent, les sources de variabilité étant alors à la fois intrinsèques et extrinsèques ; en outre, principalement dans ce contexte, je souhaite également développer une activité de conception d’antennes déformables,
- La modélisation conjointe antenne/canal avec des modèles d’abstraction statistiques d’antennes,

⁷⁷ A l’exclusion notable de l’estimation conjointe antenne/canal des performances des téléphones mobiles avec la définition du *MEG (Mean Effective Gain)* qui date de 1990 [R52].

- Le développement de « modèles génériques » d'antennes « typiques » (notamment ULB) pour petits terminaux ou capteurs, par exemple dans le cadre de l'*IoT*,
- L'optimisation d'antennes (voire d'autres dispositifs EM) par l'intermédiaire de modèles d'abstraction extraits de plans d'expérience réduits grâce à l'utilisation de méthodes statistiques d'interpolation évoluées (polynômes de chaos par exemple).

Je compte poursuivre les activités des 4 premiers axes, sur lesquelles nous travaillons depuis plus d'une dizaine d'années, en développant l'utilisation de méthodes statistiques « avancées » comme nous l'avons fait depuis 2015 dans le cadre de la thèse de Jinxin Du sur la modélisation des antennes déformables à partir de polynômes de chaos. Un projet ANR liés aux trois premiers axes a par exemple été soumis en 2018 (en cours d'évaluation à ce jour). Je souhaite de plus initier une nouvelle activité avec le 5^e axe, qui a déjà fait l'objet de travaux préliminaires avec Jinxin Du. En outre, je compte notamment orienter ces différents axes vers les systèmes multi-antennaires. Par exemple, à ma connaissance, la question de la prise en compte des interactions entre éléments rayonnants dans le contexte d'analyses conjointes antenne/canal de type *MIMO* semble avoir été relativement peu étudiée dans la littérature. Enfin, je souhaite développer certains de ces axes vers la montée en fréquence, dans le contexte du développement des standards de communication émergents et futurs. Les bandes envisagées dans la *5G* – quasi millimétrique (26-28 GHz), millimétriques (autour de 40 et 60 GHz), voire au-delà de 100 GHz (bandes dites « sub-THz ») – soulèvent des questions spécifiques, entre autre liées à la gestion des incertitudes, particulièrement intéressantes pour la recherche académique appliquée (en connexion avec le monde industriel). Le domaine millimétrique reste difficile, notamment expérimentalement : j'envisage donc cette orientation avec prudence, même si elle pourra notamment s'appuyer sur les moyens expérimentaux du laboratoire, disponibles jusqu'à 110 GHz aujourd'hui.

J'ai brièvement évoqué la question de la pertinence de la modélisation statistique des antennes dans l'introduction de la 2^e partie. Entendue au sens des besoins, on peut me semble-t-il la considérer comme avérée, notamment pour les systèmes de communication émergents et futurs, comme je l'ai évoqué précédemment. Cependant, l'une des difficultés de ces approches stochastiques tient à leur pertinence, cette fois-ci au regard de leur *représentativité*. On peut considérer qu'il s'agit encore d'un verrou pour certains des thèmes évoqués (tels que le développement de modèles statistiques « génériques »). Sur le plan pratique et/ou technique, le problème de l'accès à la statistique de l'espace d'entrée, et notamment aux éventuelles corrélations entre ses paramètres, constitue souvent une difficulté notable voire majeure. D'autres questions importantes telle que celle du compromis complexité/performance (représentativité et précision) se posent également, mais il s'agit d'un problème plus « classique », rencontré en modélisation statistique du canal radio par exemple.

Par ailleurs, je poursuivrai également une activité « antenne/canal » dans le domaine des communications « centrées sur l'utilisateur », notamment pour les réseaux corporels sans fil, en partie liée au 1^{er} axe déjà mentionné. Une thèse sur le sujet (influence de l'environnement en intérieur, recours à des méthodes statistiques performantes, etc.) a par exemple débuté en octobre 2017.

Bibliographie

- [R1] Giuseppe Thadeu Freitas de Abreu, Craig John Mitchell, Ryuji Kohno, “On the design of orthogonal pulse-shape modulation for UWB systems using Hermite pulses,” *Journal of Communications and Networks*, vol 5, n° 4, Dec. 2003.
- [R2] A. C. Lepage, X. Begaud, “A compact ultrawideband triangular patch antenna,” *MOTL*, vol. 40, n° 4, Fév. 2004.
- [R3] M. Klemm, G. Troster, “Characterisation of an aperture-stacked patch antenna for ultra-wideband wearable radio systems,” 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Warsaw, Poland, May 2004.
- [R4] L.-M. Aubert, B. Uguen and F. T. Talom, “Deterministic simulation of MIMO–UWB transmission channel,” *Comptes Rendus Physique (Académie des Sciences / Elsevier Masson)*, vol. 7, n° 7, Déc. 2006, pp. 751-761.
- [R5] R Tamas, J Chilo, P Saguet, “Evaluation of the Impulse Response of an Ultra-Wide Band Antenna by Deconvolution Using the Method of Moments,” International workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, IWAT '07, Cambridge, March 2007.
- [R6] Tan-Phu Vuong, Anthony Ghiotto, Yvan Duroc, Smail Tedjini, “Design and characteristics of a small U-slotted planar antenna for IR-UWB,” *MOTL*, vol. 49, n° 7, Jul. 2007.
- [R7] B. Uguen, F. T. Talom, G. Chassay, “UWB Radio Link Modeling for Multipath Environment,” *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 7*, 2007, pp 816-823.
- [R8] J. Kunisch, “Lorentz reciprocity and the apparent phase centre of ultra-wideband antennas,” ICEAA, Torino, Italy, Sept. 2009.
- [R9] D.-C. Chang, C.-H. Liao, P. Hsu, “Performance Analysis of Energy Pattern and Power Patterns for UWB Antenna and Narrowband Antenna,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E95.B, n° 1, 2012, pp. 2-9.
- [R10] D.-C. Chang, C.-H. Liao, “Performances of UWB antenna and array,” *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Cape Town, South Africa, Sept. 2012.
- [R11] AA Khan, S Tarannum, “Scaling the Effectiveness of Existing Techniques towards Enhancing Performance of UWB Antenna,” *International Journal of Computer Applications*, vol. 116, n° 6, April 2015.
- [R12] A. Sibille, “Statistical modeling of the radio-electric properties of wireless terminals in their environment,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, n° 6, 2012, pp. 117-129.
- [R13] X Zeng, F Mani, A Sibille, “On the Impact of Antenna Disturbances by Urban Furniture on Deterministic Propagation Simulations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 8, 2014, pp. 4251-4258.
- [R14] X. Zeng, A. Sibille, “Statistical modeling of antenna: Urban equipment interactions for LTE access points,” *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- [R15] X. Zeng, A. Sibille, “Statistical modeling of antenna-wall interactions,” 15th Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Toulouse, June 2012.
- [R16] A. Sibille, MA Mellah, “A statistical model of handsets effective gain accounting for user influence and local propagation,” Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Barcelona, April 2010.
- [R17] A. Sibille, “Statistical antenna modeling,” 29th URSI General Assembly, 2008.
- [R18] A. Sibille, “Statistical modeling of antennas in the context of radio channel modeling,” XXXIth General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014.
- [R19] A. Sibille, “Statistical approach to account for terminal variability in radio access simulators,” COST 2100 TD(09)733, Braunschweig, Germany, Feb. 2009.

- [R20] A. Sibille & M. A. Mellah, "Frequency wise statistical model of the effective gain incorporating terminals and local propagation variability," COST 2100 TD(09)735, Braunschweig, Germany, Feb. 2009.
- [R21] A. Sibille & M. A. Mellah, "A statistical model of handsets effective gain accounting for user influence and local propagation," EuCAP, Barcelona, Spain, April 2010.
- [R22] A. Sibille & A. J. Braga, "Propagation aware statistical modeling of MIMO terminal antennas," Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Toronto, Canada, July 2010.
- [R23] A. Chelouah, A. Sibille, P. Rosson, J.P. Couvy, "Angular diversity based on beam switching of circular arrays for HIPERLAN terminals," *El. Letters*, vol. 36, n° 5, March 2000, pp. 387-388.
- [R24] R. Merritt, "UWB Rallies Forces in the IoT – DecaWave preps alliance, new chip," *EE | Times*, 23 February 2018 (https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1332995).
- [R25] G. A. Deschamps, "I. Le principe de réciprocité en électromagnétisme. II. Application du principe de réciprocité aux antennes et aux guides d'ondes," *Revue du CETHEDDEC (Paris)*, pp. 71-101, 1966.
- [R26] Y. T. Lo and S. W. Lee, Ed., *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design*, Van Nostrand, Reinhold, 1988.
- [R27] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Artech House, 2005.
- [R28] IST-4-027756 WINNER II, "D1.1.2 V1.2: WINNER II Channel Models," Feb. 2008.
- [R29] IST-2003-507581 WINNER, "D5.4 v.1.4: Final Report on Link Level and System Level Channel Models," Nov. 2005.
- [R30] R. D'Errico and A. Sibille, "Single and multiple scattering in UWB bicone arrays," *Eurasip International Journal on Antennas and Propagation* vol. 2008 (2008), Article ID 129584.
- [R31] R. D'Errico, A. Sibille, A. Giorgetti, and M. Chiani, "Antenna Diversity in UWB Indoor Channel," *International Conference on UWB (ICUWB) 2008*, Hannover, Germany, September 2008.
- [R32] R. D'Errico and A. Sibille, "Interaction between close radiators in UWB arrays," *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA) 2007*, Torino, Italy, September 2007.
- [R33] R. D'Errico and A. Sibille, "A scattering model of interactions within UWB multiple antennas," *International Conference on UWB (ICUWB) 2007*, Singapore, September 2007.
- [R34] R. D'Errico and A. Sibille, "Scattering vs. Coupling in UWB Multiple Antennas", 2nd McM COST2100, Lisbon February 2007.
- [R35] IST-2003-507581 WINNER, "D5.2: Determination of Propagation Scenarios," Jul. 2004.
- [R36] A. Shlivinski, E. Heyman and R. Kastner, "Antenna characterization in the Time Domain," *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, vol. 45, n° 7, 1997, pp. 1140–1149.
- [R37] F. M. Tesche: "On the Use of the Hilbert Transform for Processing Measured CW Data," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, n° 3, Aug. 1992.
- [R38] Y. Lohanen, G. Gougeon, S. Bories and A. Sibille, "A Deterministic Indoor UWB Space-Variant Multipath Radio Channel Modelling Compared to Measurements on Basic Configurations," *EuCAP 2006*, Nice, France, 6-10 Nov. 2006.
- [R39] H. Ghannoum, S. Bories, and R. D'Errico, "Small-size UWB planar antenna and its behaviour in WBAN/WPAN applications," *IEE Seminar on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, London, UK, April 2006.
- [R40] R. J. Cramer, R. A. Scholtz, M. Z. Win, "Evaluation of an Ultra-Wideband propagation channel," *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, vol. 50, n° 2, pp. 561–570, May 2002.
- [R41] G. Marroco, "The Art of UHF RFID Antenna Design Impedance Matching and Size Reduction Techniques," *AP Mag.*, vol. 50, n° 1, Feb. 2008, pp. 66-79.
- [R42] W. Choi, H. W. Son, C. Shin, J.-H. Bae and G. Choi, "RFID Tag Antenna with a Meandered Dipole and Inductively Coupled Feed," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Albuquerque, NM, July 2006, pp. 6 19-622.

- [R43] H. W. Son and C. S. Tyo, "Design of RFID Tag Antennas Using an Inductively Coupled Feed," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 18, September 2005, pp. 994-996.
- [R44] T. K. Sarkar, S. Park, J. Koh, and M. S. Rao, "Application of the Matrix Pencil Method for Estimating the SEM Poles of Source-Free Transient Responses from Multiple Look Directions," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 4, April 2000, pp. 612-618.
- [R45] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the Matrix Pencil Method to Estimate the Parameters of a Sum of Complex Exponentials," *IEEE AP Magazine*, vol. 37, no. 1, Jan. 1995.
- [R46] Y. Hua and T. K. Sarkar, "On SVD for Estimating Generalized Eigenvalues of Singular Matrix Pencil in Noise," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 39, no. 4, April 1991, pp. 892-900.
- [R47] Y. Hua and T. K. Sarkar, "On the total least squares linear prediction method for frequency estimation," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-38, December 1990, pp. 2186-2189.
- [R48] R. D'Errico and L. Ouvry, "A Statistical Model for On-Body Dynamic Channels," *Int. J. of Wireless Information Networks*, 2010.
- [R49] G. Blatman, and B. Sudret, "Adaptive sparse polynomial chaos expansion based on least angle regression," *Journal of Computational Physics*, vol. 230, no. 6, pp. 2345-2367, 2011.
- [R50] J. B. Andersen et al, "Room electromagnetics," *IEEE Antennas & Propagation Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 27-33, Apr. 2007.
- [R51] C. F. Eyring, "Reverberation Time in "Dead Rooms"," *J. Acoust. Soc. Am.*, 1930.
- [R52] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 2, pp. 117-131, May 1990.

Annexe

Sélection d'articles

1. **Jinxin Du and Christophe Roblin**, "Stochastic Surrogate Models of Deformable Antennas based on Vector Spherical Harmonics and Polynomial Chaos Expansions: Application to Textile Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n° 7, July 2018, pp. 3610-3622.
2. **Francesco Guidi, Alain Sibille, Christophe Roblin, Valerio Casadei, and Davide Dardari**, "Analysis of UWB tag Backscattering and Its Impact on the Detection Coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 8, August 2014, pp. 4292-4303.
3. **Christophe Roblin**, "A statistical assessment of ambient electromagnetic field using body-worn multi-axial sensors," *Comptes Rendus Physique (Académie des Sciences / Elsevier Masson)*, vol. 16, n° 9, November 2015, pp. 802-818.
4. **Anis Krayni, Abdelhamid Hadjem, Alain Sibille, Christophe Roblin, Joe Wiart**, "A novel methodology to evaluate uplink exposure by personal devices in wireless networks," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, n° 3, June 2016, pp. 896-906.
5. **Yun-fei Wei and Christophe Roblin**, "Multislot Antenna with a Screening Backplane for UWB WBAN Applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi Publishing Corporation, 2012.
6. **Hassan Ghannoum, Christophe Roblin & Xavier Begaud**, "Investigation and Modeling of UWB On-Body Propagation Channel," *Wireless Personal Communications, Special Issue on Latest Trends in Wireless Communications* (Springer), Vol. 52, Issue 1, Jan 2010, p. 17.
7. **Christophe Roblin**, "Ultra Compressed Parametric Modelling of UWB Antenna Measurements (solicited)," First European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 06, Nice, 6-10 Nov., 2006.