Contribution à l'étude des Systèmes Multi-Antennes pour les Télécommunications et les Radars

Cyril Decroze

▶ **To cite this version:**

Cyril Decroze. Contribution à l'étude des Systèmes Multi-Antennes pour les Télécommunications et les Radars. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Limoges, 2013. tel-01163320

HAL Id: tel-01163320
https://hal.science/tel-01163320

Submitted on 12 Jun 2015

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

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

Travaux Scientifiques

présentés à l'Université de Limoges, en vue d'obtenir le diplôme

D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Par

Cyril DECROZE

Contribution à l'étude des Systèmes Multi-Antennes pour les Télécommunications et les Radars

Le 4 décembre 2013

Jury :

Président :

M. Rodolphe VAUZELLE	Professeur à l'Université de Poitiers

Rapporteurs :

M. Jean-Yves DAUVIGNAC	Professeur à L'Université de Nice-Sophia-Antipolis
M. Ghaïs EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
M. Alain SIBILLE	Professeur à Telecom Paris Tech

Examinateurs :

M. Thierry Monédière	Professeur à l'Université de Limoges
M. Bernard Jecko	Professeur à L'Université de Limoges

Sommaire

INTRODUCTION **5**

CHAPITRE I : CURRICULUM VITAE **9**

I.1. PARCOURS PROFESSIONNEL 10
I.2. PUBLICATIONS ET PRODUCTION SCIENTIFIQUE 11
I.3. ENCADREMENT DOCTORAL ET SCIENTIFIQUE 11
I.4. RESPONSABILITES SCIENTIFIQUES ET ADMINISTRATIVES 12
I.5. RAYONNEMENT 12
I.6. PARTICIPATIONS ET RESPONSABILITES DANS DES CONTRATS OU PROJETS DE RECHERCHE : 13
I.7. ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT 16

CHAPITRE II : SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE **19**

II.1. ANTENNES MULTIFONCTIONS 21
II.1-1. Antennes intégrées Miniatures *21*
II.1-2. Réseaux d'antennes *29*
II.1-3. Conclusion *31*
II.1-4. Références *32*
II.2. INSTRUMENTATION AVANCEE POUR L'EMULATION DE CANAL ET LA CARACTERISATION DES SYSTEMES MIMO 35
II.2-1. Systèmes antennaires et mesures passives *36*
II.2-2. Mesures actives de systèmes MIMO *50*
II.2-3. Conclusion *58*
II.2-4. Références *59*
II.3. SONDAGE DE CANAL 63
II.3-1. Méthode de sondage spatial du canal par déconvolution *64*
II.3-2. Sondeur spatio-temporel *67*
II.3-3. Conclusion *69*
II.3-4. Références *70*
II.4. ETUDE DE RELAIS COOPERATIFS EN CONTEXTE OUTDOOR TO INDOOR 73
II.4-1. Simulations réalistes de techniques de relayage *74*
II.4-2. Mesures de relayage coopératif *77*
II.4-3. Conclusion *81*
II.4-4. Références *82*
II.5. RADAR UWB MULTI-ANTENNES 85
II.5-1. Algorithme de minimisation des signatures dues aux multitrajets *85*
II.5-2. Validation en simulation et tests expérimentaux *88*
II.5-3. Conclusion *90*
II.5-4. Références *91*

CHAPITRE III : TRAVAUX EN COURS ET PERSPECTIVES **93**

III.1. REPARTITEUR RF PASSIF A RETOURNEMENT TEMPOREL POUR LA FORMATION DE FAISCEAU 95
III.1-1. Objectifs *95*
III.1-2. Bref état de l'art sur le retournement temporel *96*
III.1-3. Principe de fonctionnement et premières études *97*

III.1-4. Perspectives *103*
III.1-5. Références *107*
III.2. PLATEFORMES D'INSTRUMENTATION AVANCEE POUR L'EMULATION DE CANAL ET LA MESURE D'ANTENNES 111
III.2-1. Mesures « Over The Air » *111*
III.2-2. Emulateur de canaux air-sol-air *116*
III.2-3. Mesure d'antennes en CRBM *117*
III.2-4. Références *119*
III.3. RADAR MIMO 121

Annexe1 : Production Scientifique……123

Introduction

Ce mémoire résume un peu plus de 10 années de recherche, depuis ma thèse (soutenue en décembre 2002), jusqu'à aujourd'hui au département OSA (Ondes et Systèmes Associés) du Laboratoire XLIM à l'université de Limoges, où je suis maître de conférences depuis septembre 2005.

Mes activités de recherche s'intégraient initialement dans le domaine de l'électromagnétisme et des antennes (antennes multifonctions intégrées, réseaux d'antennes pour la formation de faisceau ou pour des applications de goniométrie) avec une connotation plus poussée sur les antennes miniatures. Par la suite, ce dernier axe de recherche s'est naturellement orienté vers l'étude des systèmes multi-antennes (MIMO), permettant notamment de lutter contre les évanouissements du canal radio, qui représentait un challenge important en terme d'intégration au sein d'un terminal mobile par exemple. Cependant, pour être pleinement couvert, ce domaine d'études nécessite de prendre en considération, non seulement les antennes, mais aussi le canal de propagation multitrajets, la mise en forme et les traitements numériques des signaux associés au système multi-antennes. C'est dans ce sens qu'une nouvelle équipe de recherche (« réseaux sans fil ») a été créée au sein du département OSA d'XLIM, et dont je suis responsable depuis 2006.

Les axes de recherche abordés concernent donc de manière générale le vaste domaine des systèmes de transmissions multi-antennes pour les communications et les radars, ainsi que le sondage de canal. Ils s'appuient sur une forte partie expérimentale par la mise en œuvre de bancs de mesures permettant la caractérisation active d'algorithmes liés aux traitements multi-antennes (codages MIMO, formation de faisceau, imagerie radar, …), en environnement maîtrisé (chambre réverbérante à brassage de mode, chambre anéchoïde multicapteurs) et en environnement réel.

Ce rapport est structuré en 3 chapitres. Le premier consiste en un Curriculum Vitae détaillé, résumant notamment mes activités d'encadrement doctoral et d'animation scientifique, mes implications et collaborations dans divers contrats et projets de recherche, ainsi que la présentation de mes activités d'enseignement.

Le second chapitre présente une synthèse de mes sujets de recherche. Comme évoqué ci-dessus, les axes scientifiques sont assez variés. Dans un souci de lisibilité, ce chapitre ne suit donc pas forcement un ordre chronologique, et est construit par thématiques sur 5 parties distinctes.

La première partie retrace les travaux initiaux développés dans le domaine des antennes et les techniques de miniaturisation associées, pour des applications diverses (antennes intégrées multifonctions, capteurs de goniométrie, systèmes à diversité à base de matériaux originaux, …).

Les parties suivantes sont plus spécifiquement associées aux activités débutées en 2006, et décrivent dans un premier temps les études relatives aux systèmes de transmissions multi-antennes (MIMO) pour les télécommunications. Elle présente plus précisément les travaux liés aux techniques de diversité d'antennes sur terminal mobile, qui ont constitué une continuité logique de mes activités initiales sur les antennes miniaturisées. Comme nous le verrons, cet axe de recherche s'est rapidement orienté vers une caractérisation expérimentale des systèmes MIMO, qui restait marginale à l'époque. Ainsi, j'aborde Les solutions qui ont été mises en œuvre pour la réalisation de plateformes d'instrumentation avancées multivoies dédiées à l'émulation de canaux de propagation maîtrisés en chambre réverbérante (canal isotrope) ou anéchoique (synthèse d'angles d'arrivées).

La troisième partie évoque les travaux liés à la caractérisation du canal radio. En effet, la connaissance du canal est primordiale pour dimensionner un système de communication et

optimiser les algorithmes de traitement numérique des signaux. Dans ce sens, nous nous sommes attachés à développer une méthode expérimentale originale de sondage de canal, associée à des techniques de débruitage (méthode CLEAN). Ces méthodes ont été testées en environnement réel (Outdoor to Indoor) afin d'obtenir des modèles de réponses impulsionnelles et de distribution d'angles d'arrivées pour des systèmes WiMax à 3.5 GHz.

Nos activités, à forte connotation expérimentale (sondage de canal, bancs de tests MIMO) nous ont amenés à nouer des relations avec un partenaire industriel (Radiall-sytems), pour l'étude et le développement de plateformes de transmission WIMAX-OFDM-MIMO dans un contexte outdoor-to-indoor. Dans ce cadre, nous nous sommes notamment intéressés aux techniques de relayage coopératif (notion de MIMO distribué) qui seront présentées dans une quatrième partie.

Finalement, après avoir traité le cas des systèmes MIMO pour les télécommunications, nous avons envisagé des applications multi-antennes pour des transmissions RADAR en environnement complexe. La dernière partie aborde donc le développement d'algorithmes de minimisation d'images fantômes (dues aux multitrajets) pour les radars, grâce à des techniques de balayage dissociées en émission et réception.

Pour terminer, le dernier chapitre évoque les travaux débutés récemment, et les perspectives envisagées à plus ou moins long terme. Certaines de ces perspectives découlent directement des axes de recherche abordés précédemment dans le domaine de l'instrumentation, comme l'émulation de canal pour la qualification de terminaux 4G MIMO en temps réel (mesures « Over The Air » en cours de standardisation), ou la caractérisation et génération de canaux air-sol-air large bande dans le domaine de l'aéronautique.

D'autre part, toujours dans le cas de plateformes instrumentales, les activités initiées autour de la génération de canaux en chambre réverbérante ont permis d'entrevoir d'autres possibilités offertes par ce moyen de mesure et de dégager des solutions innovantes de caractérisation d'antennes.

Nous souhaitons aussi élargir nos compétences dans le domaine large bande, par l'étude de radars MIMO qui offriront des solutions intéressantes pour la détection de cibles en environnement complexe. Mais les perspectives à plus long terme, dans ce cadre, concernent la conception de répartiteurs 1 voie vers N à retournement temporel grâce auxquels l'adressage des différentes antennes serait réalisé uniquement par la forme d'onde injectée en entrée. Les applications envisagées pour ces dispositifs originaux portent sur le balayage de faisceau entièrement passif ou la réalisation de démultiplexeurs de formes d'ondes orthogonales, dédiés aux systèmes MIMO UWB.

J'en profite ici pour remercier tous les doctorants et stagiaires que j'ai eu la chance d'encadrer et qui ont contribué majoritairement à l'aboutissement de tous ces travaux. Je tiens aussi à remercier toutes les personnes que je côtoie quotidiennement dans le cadre de la recherche et de l'enseignement, avec qui je travaille dans une ambiance amicale et chaleureuse. Je pense bien évidemment à mes collègues David Carsenat, Moctar Mouhamadou, qui, grâce à leurs idées originales et cogitations scientifiques permanentes, ont permis de faire émerger et évoluer les activités de recherche qui sont présentées dans ce mémoire.

Je souhaite également remercier chaleureusement Bernard Jecko et Thierry Monédière responsables du département, qui m'ont accordé leur confiance et leur soutien depuis ma thèse. Je crois sincèrement que, sans eux, mon parcours n'aurait pu être celui-ci. Je terminerai en associant à ces remerciements les différentes équipes dirigeantes d'XLIM que j'ai pu côtoyer depuis mon arrivée,

et qui font que ce laboratoire offre un environnement de recherche extrêmement favorable dans lequel j'ai la chance de pouvoir travailler.

Chapitre I : Curriculum Vitae

I.1. *Parcours Professionnel*

Maître de conférences **(depuis Sept 2005)**	Maître de conférences à la faculté des sciences de l'université de Limoges, en 63eme section. (département Physique). Responsable de l'équipe « réseaux sans fil » au sein du département OSA de l'institut de recherche XLIM (UMR CNRS 7252).
Ingénieur de Recherche CNRS **(2004-2005)**	Ingénieur de recherche CNRS (IR2) contractuel (CDD de 2 ans), au sein de l'équipe CREAPE de l'IRCOM. -Coordinateur au sein de l'équipe d'un Projet Intégré européen (BROADWAN) sur les réseaux de communication sans fils hétérogènes, à haut débit. -Développement d'outils de dimensionnement de réseaux, et étude d'antennes à balayage dans le cadre du projet BROADWAN -Etude d'antennes intégrées WiFi et de techniques de diversité d'antennes
Ingénieur d'études **(2003-2004)**	Contrat à durée déterminée de 12 mois comme ingénieur d'études au sein de CREAPE INGENIERIE. -Coordination du projet Européen BROADWAN. -Responsable de la finalisation d'antennes d'émission et réception aux fréquences de la téléphonie mobile dans le cadre d'un projet RNRT (LUTECE).
ATER **(2002-2003)**	A.T.E.R (Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche) à la faculté des sciences de Limoges. Travaux de recherches effectués au sein de l'équipe CREAPE de l'IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes) : -Etude de capteurs GSM dans le cadre du projet RNRT LUTECE -Mise en place du projet Européen BROADWAN
Thèse de doctorat **(1999-2002)**	Thèse effectuée à l'université de Limoges en tant qu'allocataire de recherche (bourse MENRT) au sein de l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM. Soutenue le 6 Décembre 2002. « Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application a des liaisons de proximite et utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande. »

I.2. *Publications et Production scientifique*

Nombre de brevets	Nombre de revues internationales à Comité de lecture	Nombre de communications internationales à Comité de lecture	Nombre de communications internationales sans Comité de lecture (Workshop)	Nombre d'articles et/ou communications invités	Nombre de communications nationales
2	**19**	**31**	**9**	**1**	**11**

La liste de ma production scientifique est détaillée dans l'Annexe 1.

I.3. *Encadrement Doctoral et scientifique*

Depuis janvier 2006, je suis responsable de l'équipe «réseaux sans fil » du département OSA d'XLIM. Cette équipe regroupe actuellement 4 enseignants chercheurs, 1 post doctorant, 2 doctorants (6 thèses soutenues depuis 2006).

Les thèmes de recherches développés dans cette activité sont les suivants :

- Caractérisation du canal de propagation
- Systèmes de transmissions sans fil multi-antennes (MIMO)
- Instrumentation avancée pour mesures actives de systèmes multi-antennes
- Radar multi-antennes ULB et techniques de retournement temporel

Mes travaux de recherches m'ont amené à encadrer 11 stages de Master-2, et à co-encader 9 thèses, dont deux en cours et 7 soutenues

Nombre de thèses co-encadrées	Nombre de stage de Master2 co-encadrés
7 soutenues + 2 en cours	**11**

Thèses co-encadrées :

- Majed KOUBEISSI : « Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler. Conception du dispositif de commande associé. ». Soutenue le 12 oct. 2007 – encadrement à 30% (co-directeur : Pr. T. Monédière)

- Charles TOUNOU : « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel ». Soutenue le 8 octobre 2008 - encadrement à 50% (co-directeurs : D. Carsenat et Thierry Monédière)

- Oussama AKHDAR : « Conception d'une méthode de déconvolution pour l'estimation des angles d'arrivée sur une antenne. Application au sondage spatio-temporel du canal de propagation. ». Soutenue le 15 octobre 2009 - encadrement à 40% (co-directeurs : D. Carsenat et Thierry Monédière)

- Adil BELHOUJI : « Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM. Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX ». Soutenue le 19 octobre 2009 - encadrement à 50% (co-directeurs : D. Carsenat et B. Jecko)

- Alaa CHOUMANE : «Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité». Soutenue le 24 Juin 2011 - encadrement à 40% (co-directeurs : D. Carsenat et B. Jecko)

- Laure HUITEMA : « Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles ». Soutenue le 28 sept. 2011 - encadrement à 50% (co-directeur : T. Monédière).

- Irina VERMESAN : "Research in improving the usage performances of the radio channel". Soutenue le 29 sept 2011. Encadrement à 20 % (co-directeurs : D. Carsenat et Tudor Palade, technical university of cluj – napoca, Roumania).

- Nabil ARSALANE : « Emulation de canaux réalistes multi-trajets en chambre réverbérante pour le test de terminaux mobiles ». Thèse en cours. Encadrement à 40% (Co-directeurs D. Carsenat et T. Monédière).

- Thomas FROMENTEZE : « Etude de composants focalisants à retournement temporel ». Thèse en cours. Encadrement à 50% (Co-directeur D. Carsenat).

I.4. *Responsabilités Scientifiques et administratives*

- Responsable de l'équipe «réseaux sans fil » du département OSA d'XLIM
- Membre élu de la commission d'expertise 63eme section de l'université de Limoges
- Membre élu au conseil de laboratoire d'XLIM.
- Responsable scientifique d'un projet européen, d'un projet ANR, et de 2 projets du pôle de compétitivité ELOPSYS.

I.5. *Rayonnement*

- **Examinateur de thèses** (extérieures à l'université de Limoges) :

- Pierre-Francois Morlat, « Evaluation globale des performances d'un recepteur multi-antennes, multi-standards et multi-cannaux », INSA de Lyon, Laboratoire CITI, soutenue le 15 décembre 2008.
- Cédric LÉVY-BENCHETON, « Étude de relais multi-mode sous contrainte d'énergie dans un contexte de radio logicielle », INSA de Lyon, Laboratoire CITI, soutenue le 28 juin 2011.
- Irina Vermesan, "Research in improving the usage performances of the radio channel", Technical University of Cluj – Napoca, Romania, 29.09.2011.
- Juan Diego Sánchez Heredia, "Measurement Techniques Enhancements for MIMO 4G Mobile Communication Systems. Extension of Mode Stirred Chambers (MSRCs) Emulation Capabilities", Universidad Politécnica de Cartagena, Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, Spain, soutenue le 9/11/2012.

- **Expertises :**

- Expertise d'un projet ANR non thématique 'blanc' (année 2008), et d'un projet ANR 'blanc international' (2011).
- reviewer d'un chapitre de livre issu du le COST 2100 'Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications'. Editeur : Springer London Ltd; Édition : 2012 (3 janvier 2012).
- Reviewer pour la revue IEEE AWPL (Antennas and Wireless Propagation Letters).
- Membre du « Technical Program Comittee » du workshop « International Workshop on Propagation and Channel Models for Next Generation Wireless Systems, (INSA de Lyon 2011).

- **Collaboration extérieures** et implications dans des programmes de recherche :

Participation à 3 projets ANR, 2 projets Européens, 1 FUI, 3 projets FIL du pôle de compétitivité Elopsys, 1 collaboration internationale ELIARE Network Sudoe, et 5 contrats de recherches industriels.

I.6. *Participations et responsabilités dans des contrats ou projets de recherche :*

→ Participation (durant la thèse) au projet Européen (Eurimus) ALLIGATOR «ALL InteGraTed meteRing », coordonné par la société Schlumberger (2000-2002) : conception d'antennes coplanaires intégrées en technologie MID (Moulded Interconnect Devices).

→ Responsable scientifique du projet Européen BROADWAN (Projet Intégré du 6eme PCRDT, Septembre 2003 – Décembre 2005). L'objectif de ce projet, coordonné par l'opérateur Norvégien TELENOR, et incluant 25 partenaires (opérateurs, industriels et universitaires).était de développer de nouvelles architectures de réseaux de communication sans fil hétérogènes, pour permettre l'accès aux services haut débit pour tous.
J'ai été chargé de la gestion administrative et financière de ce projet, ainsi que de la coordination et la définition des différentes activités dans lesquelles nous étions impliqués au sein du projet :
-Développement d'outils de dimensionnement théoriques pour le déploiement de réseaux haut débit à 40 GHz, en termes de couverture et capacité.
- Conception d'antennes de station de base, à dépointage dans le plan horizontal pour répondre aux futurs systèmes TDD à 40 GHz, et à diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical pour permettre une meilleure couverture des abonnés.
- Déploiement de réseaux expérimentaux et tests de services : plateforme LMDS 40 GHz

→Participation au projet RNRT LUTECE (Septembre 2002 – Juillet 2004)
LUTECE est un projet RNRT coordonné par la société THALES Communications qui visait au développement d'un système de localisation de personnes en détresse par détection de signaux émis par leur téléphone portable. Particulièrement orienté vers le sauvetage de victimes d'avalanches, ce système était destiné à être embarqué à bord d'un hélicoptère pour une grande rapidité d'intervention. Ayant participé au développement de ce dispositif durant mon année d'ATER (2002-2003), j'ai pris en charge (de septembre 2003 à Juillet 2004) au sein de l'équipe CREAPE de L'IRCOM,

la finalisation des antennes du projet LUTECE, en vue de leur intégration sous les hélicoptères de la société Mont Blanc Hélicoptère.

→Responsable scientifique du projet ANR ORIANA – (décision n° 2006 TCOM 007 06 ORIANA) – «Optimisation de Réseaux Interopérables sans fils à base de systèmes multi-ANtennes et relAis coopératifs ». Durée 36 mois – Démarrage : 01/12/2006.
Le projet ANR ORIANA (en collaboration avec Radiall-systems, CEA LETI, France Telecom, ENST Paris et ETSA), consistait à développer des technologies innovantes de retransmetteurs (relais), utilisant des techniques de diversité d'antennes, pour optimiser les couvertures des sytèmes WiMax à 3,5 GHz.

→ Participation au projet ANR NAOMI – (ANR n°07 TCOM 012 08) - « Nouvelle génération d'antennes miniatures et agiles à base de matériaux composites pour terminaux mobiles ». Durée 36 mois – Démarrage 05/12/2007. En collaboration avec Thomson, SATIMO, CEA LETI, université de Rennes (IETR), université de Brest (LEST), université de Nantes (IREENA), université de Nice (LEAT).

→ Responsable de la partie « transmissions MIMO et canal radio » du projet SYSMART – Pôle de compétitivité ELOPSYS - en collaboration avec Radiall-Systems et le centre de transfert CISTEME. Projet de recherche et développement sur l'étude des futurs réseaux WiMax (fixes ou mobiles), utilisant des systèmes à diversité d'antennes, dans un contexte « Outdoor » vers « Indoor ». Durée 42 mois – Démarrage : 06/01/2006

→ Participation au projet WOBNET – Pôle de compétitivité ELOPSYS - en collaboration avec Legrand et le centre de transfert CISTEME. Projet de recherche et développement sur la conception d'un outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil en milieu intérieur (Zigbee, Bluettoth, WiFi, …) en termes de couverture et capacité, tout en optimisant la cohabitation de ces différents réseaux (gestion des interférences). Durée 36 mois - Démarrage 04/07/2006

→Participation au projet LABSYS – Pôle de compétitivité ELOPSYS – en collaboration avec ANOVO-Brive et le centre de transfert CISTEME. Projet de recherche et développement se basant sur l'utilisation d'une base de mesure spécifique pour créer des scénarios électromagnétiques (construction d'un canal maîtrisé), et ainsi évaluer l'efficacité de la diversité d'antennes sur des terminaux mobiles. Durée 42 mois - Démarrage 10/07/2006

→ Collaboration initiée en juin 2009 avec le laboratoire GIMRE (université de Carthagène, Espagne) et la société EMITE ing. (Espagne), sur les mesures de systèmes MIMO en canal maîtrisé multi-trajets. Cette collaboration c'est concrétisée par la mise en place d'un programme ELLIARE Network Sudoe, et l'échange d'un post doctorant sur 2 ans (Avril 2011 – Avril 2013).

→ Participation au FUI « E-monitor'age », coordonné par legrand. Notre objectif dans ce projet est de développer des solutions innovantes de capteurs dédiés à la détection de chutes de personnes en milieu hospitalier (1er octobre 2012-30 septembre 2015)

→ Participation à 5 contrats industriels listés dans le tableau suivant, en collaboration avec notre centre de transfert CISTEME.

Type de projet	Nom	dates	coordinateur	rôle
Européen (Eurimus)	ALLIGATOR	2000-2002	Schlumberger	Conception d'antennes coplanaires MID
RNRT	LUTECE	2002-2004	Thales	Conception de capteurs de goniométrie, et d'antennes d'émission GSM/DCS/UMTS
Européen (IP 6ème PCDRT)	BROADWAN	2003-2005	TELENOR	Responsable scientifique (couverture des réseaux LMDS à 40 GHz, antennes à balayage)
Contrat industriel	-	2004	Axon-câbles	Conception d'antennes intégrées 802.11abg
Contrat industriel	-	2006	TRIXELL	Conception d'antennes intégrées 802.11abg
ANR	ORIANA	2006-2009	Radiall-Systems	Responsable scientifique (sondage de canal outdoor-to-indoor, démonstrateur de relais coopératifs)
Pôle de compétitivité ELOPSYS	LAPSYS	2006-2009	ANOVO	Emulation de canal en chambre anéchoïde
Pôle de compétitivité ELOPSYS	WOBNET	2006-2009	Legrand	Conception d'un Outil de couverture et de déploiement (Zigbee, WiFi)
Pôle de compétitivité ELOPSYS	SYSMART	2006-2010	Radiall-systems	Sondage de canal, développement d'une plateforme WiMaX-MIMO
ANR	NAOMI	2007-2010	Thomson Multimédia	Développement d'antennes à diversité, à base de matériaux originaux
ELLIARE	MIMOSO	2010-2011	XLIM	Emulation de canal en chambre réverbérante
Contrat industriel	-	2010	Sicma-Aeroseat	Simulation de Couverture et capacité Wifi dans un avion
Contrat industriel	-	2010-2011	Adeunis RF	Conception d'antennes intégrées à 868 MHz
Contrat industriel	-	2012	Anovo Bouygues Telecom	Mesures « OTA » de terminaux 4G MIMO en chambre réverbérante
FUI	E-monitro'age	2012-2015	Legrand	Capteurs Doppler et UWB pour la détection de chutes

Tableau I.6-1 : Récapitulatif des projets de recherche et contrats industriels

I.7. *Activités d'Enseignement*

Depuis ma nomination en tant que maître de conférences en 2005, j'effectue mes enseignements au département Physique de la faculté des sciences de l'université de Limoges.

A titre indicatif, le service réalisé pour l'année 2011-2012 est indiqué dans le tableau ci-dessous, ainsi que les responsabilités au sein des différentes formations :

- Service d'enseignement 2011-2012 :

Formation	Elément pédagogique	Nature	Nb. Heures equiv. TD
L3 Sciences et technologies de l'ingénieur	CAO et TP des Circuits Electroniques HF	TD, TP	30
L3 Sciences et technologies de l'ingénieur	Automatique et Asservissement	Cours	18
L3 pro. systèmes radiofr optiques télécomm	projets tuteurés	encadrement de projet	4
Master 1 ARTICC	Architecture systèmes de télécommunications	Cours, TD, TP	52
Master 1 Techniques hyperfréquences électroniques et opt.	Circuits microondes passifs et actifs bas niv. / Antennes	TD, TP	30
Master 1 Techniques hyperfréquences électroniques et opt.	Projet d'études et de recherche	encadrement de projet	4
Master 2 ARTICC	Antennes	Cours, TD, TP, projets	59
Master 2 ARTICC	Réalisation professionnelle (Stage obligatoire)	suivi de stage	10
Master 2 Techniques hyperfréquences électroniques et opt.	systèmes télécoms	Cours	15
Master 2 Techniques hyperfréquences électroniques et opt.	Canal radio	Cours	8
		Total (eq. TD) :	230

- Responsabilité dans les différentes formations :

- Responsable des UE « automatique et asservissement » et « TP des circuits analogiques » en Licence 3ème année iXeo
- Responsable des UEs « Architecture des systèmes de télécommunications » en Master 1 ARTICC, et « Antennes » en Master 2 ARTICC
- Responsable de la formation par l'apprentissage au sein du master ARTICC

Depuis septembre 2008, j'interviens, pour une bonne partie de mon service, dans le cadre du MASTER ARTICC (M1, M2) qui forme des ingénieurs aux métiers des communications sans fil et optique, et des radars. L'objectif pour l'étudiant, est d'acquérir des connaissances solides sur les architectures d'émission et de réception des principaux systèmes de communications, aussi bien sur les aspects *systèmes* et traitements numériques que sur le *front-end RF* (filtres, amplis, antennes, …).

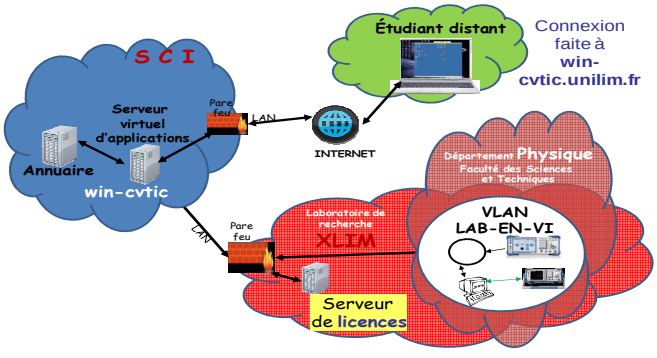

Figure I.7-1 : Plateforme d'enseignement à distance

Ce MASTER, initié par Denis Barataud, offre une expérience nouvelle et très enrichissante en terme d'enseignement, puisqu'il s'agit d'une formation entièrement en ligne, particulièrement adaptée à l'apprentissage (présence permanente de l'étudiant dans l'entreprise).

Les étudiants suivent les cours théoriques via une plateforme dédiée (Figure I.7-1) : video, visio-conférence, … . Ils ont également accès à une plateforme d'application à distance pour leur formation aux outils de simulations (ADS, CST MS, HFSS, Matlab …) et au pilotage d'instruments de mesures (Labview, matlab).

Dès la création du Master ARTICC j'ai pris en charge les UEs « architecture des systèmes de télécommunications » du M1, et « antennes » du M2. Dans ce cadre, j'ai eu beaucoup de plaisir à mettre en œuvre des Travaux Pratiques originaux sur les systèmes de modulations numériques (TP de transmission sans fil et synchronisation : Figure I.7-2), le canal radio (TP de sondage de canal), les mesures d'antennes (Figure I.7-3) et les systèmes radar (caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes ULB, et imagerie radar).

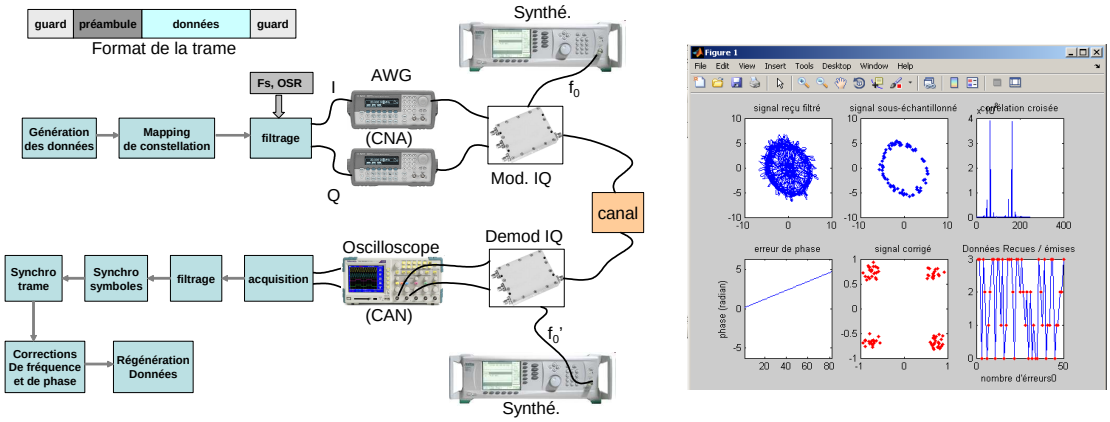

Figure I.7-2 : TP de systèmes de transmission numériques pour l'étude des techniques de synchronisations.

Ces TPs permettent à l'étudiant de réaliser des mesures à distance, grâce à la plateforme LABenVie (Laboratoire d'enseignement Virtuel : Figure I.7-1). L'adressage des instruments distants est alors réalisé au travers d'un réseau local virtuel (VLAN « LABENVI ») au sein duquel ils sont interfacés [I.1]-[I.4]. Les programmes de pilotage sont développés sous matlab incluant notamment la boite à outil « Instrument Control tollbox » compatible avec le standard VISA (Virtual Instrument Standard Architecture), qui permet de communiquer avec les instruments sur n'importe quel bus.

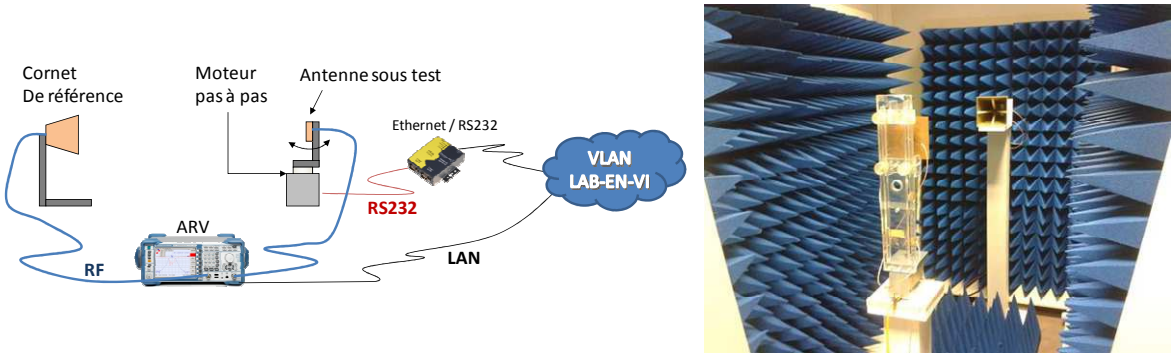

Figure I.7-3 : Base de mesure d'antennes en salle de TP microondes, accessible à distance (M2 ARTICC) ou pour des TP en présentiel (Licence pro Telecom, M1 et M2 iXeO).

[I.1] D. Barataud, G. Neveux, O. Tantot, D. Rousset, L. Hagerman, P. Leproux, P. Labanowski, J.P. Laine, “LAB-EN-VI : LABoratoire d’ENseignemen Virtuel : un outil d’apprentissage par les TICE des technologies microondes et optiques”, CIUEN 2010 (Colloque International de l’Université à l’Ere Numérique), Strasbourg, France, Juin 2010

[I.2] D. Barataud, G. Neveux, O. Tantot, C. Decroze, D. Rousset, L. Hagerman, P. Labanowski, J.P. Laine, R. Foinet, V. Mergnac, P. Leproux, “LABoratoire d’ENeignement VIrtuel - Expériences et méthodes pédagogiques de gestion de travaux pratiques à distance ” Université Vivaldi 2010 - UNR Poitou-Charentes Limousin - Limoges - 17 Mars 2010 – 2010.

[I.3] Barataud D., Neveux G., Tantot O., Decroze C., Rousset D., Labanowski P., Benachenhou A., Farah S., Mergnac V., Leproux P. , « Mise en œuvre de nouvelles pratiques pédagogiques pour l'enseignement à distance des travaux pratiques en électronique radiofréquence pour les formations de Master », Séminaire international Université Lille 1 & UMAB, Algérie (2010)

[I.4] G. ANDRIEU, D. BARATAUD, C. DECROZE, S. FARAH, G. NEVEUX, O. TANTOT, « Interfaçage web et contrôle de bancs de caractérisation microonde pour la FOAD », 12èmes Journées Pédagogiques du CNFM, 28-29-30 novembre 2012 – Saint-Malo

Chapitre II : Synthèse des activités de recherche

II.1. *Antennes multifonctions*

II.1-1. Antennes intégrées Miniatures

La multiplicité des procédés de télécommunications mobiles apparus depuis le milieu des années 90 avec l'avènement des techniques numériques a conduit à considérer l'antenne comme une partie essentielle du système, pouvant fortement contribuer à ses performances. Les éléments clés traduisant l'évolution dans la conception des antennes sont alors globalement liés à la complexité croissante des systèmes de communications, et aux besoins de réduction des tailles des terminaux.

Contrairement au cas des circuits électroniques, la taille des antennes pour une application donnée n'est pas directement liée à la technologie utilisée, mais est déterminée par les lois de la physique : cette taille (liée à la longueur d'onde de travail) correspond au paramètre ayant une influence prépondérante sur ses caractéristiques de rayonnement. De nombreux travaux de recherche se sont attachés à miniaturiser les antennes en vue de leur intégration dans des systèmes toujours plus compactes. L'enjeu consiste alors à trouver le meilleur compromis entre les caractéristiques électriques (bande passante), l'efficacité de rayonnement et le volume occupé par l'antenne.

L'essor de la téléphonie mobile fut un des catalyseurs clef dans cette course à l'intégration. De nombreuses solutions [II.1-1], telles que la modification géométrique (méandres, fractales, …), l'utilisation de charges locales (court-circuit, capacités CMS, …), ou réparties (substrats diélectriques, méta-matériaux) ont permis de miniaturiser conséquemment la taille des antennes.

Cependant pour des applications de téléphonie mobile par exemple, l'antenne dans son contexte atteint rarement les limites physiques telles qu'elles sont définies par Wheeler [II.1-2], ou Chu [II.1-3]. En effet, le résonateur à fort facteur de qualité constitué par l'antenne intrinsèque, vient se coupler aux éléments proches (carte PCB), qui s'apparentent à des « pertes utiles » favorisant bande passante et efficacité de rayonnement.

A contrario, l'émergence des micro-objets communicants à faible consommation (réseaux de capteurs pour des applications domotiques ou médicales), associée à l'évolution des techniques de fabrication (System on Chip, techniques MID, LTCC, stéréo-lithographie 3D…) rendent l'ensemble du système électriquement petit [II.1-4]. Il devient dès lors difficile d'envisager des antennes capables de couvrir totalement les bandes passantes des systèmes pour lesquels elles sont conçues.

D'autre part, l'apparition des techniques multi-antennes (MIMO), qui nécessite l'intégration de plusieurs antennes au sein du même terminal, pose le problème du couplage entre ces éléments rayonnants.

Ces diverses applications demandent donc toujours des alternatives innovantes en termes de miniaturisation (micro-antennes agiles en fréquence à base d'éléments actifs [II.1-5], utilisation de matériaux magnétodiélectriques [II.1-6], …)

C'est sur cette thématique que j'ai initié mes activités de recherche depuis 2002. Dans cette première partie, je retrace les travaux que j'ai effectués depuis ma thèse dans ce domaine.

II.1-1-a L'antenne « fil-plaque »

Sous sa forme la plus classique, la structure de cette antenne est identique à celle d'une antenne imprimée, comme le montre la Figure II.1-1. Elle est constituée d'une pastille métallique de forme arbitraire placée sur la face supérieure d'une lame diélectrique. La face inférieure de cette lame est entièrement métallisée et constitue le plan de masse de l'antenne.

L'alimentation peut être réalisée par une sonde coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat diélectrique afin d'être connectée à l'élément métallique supérieur (appelé toit capacitif).

La particularité de cette antenne est de posséder un ou plusieurs fils connectant le toit de l'antenne au plan de masse. Ces fils sont souvent appelés fils de retour à la masse ou fils de court-circuit. La présence de ces fils à proximité de la sonde est à l'origine du fonctionnement original de l'antenne.

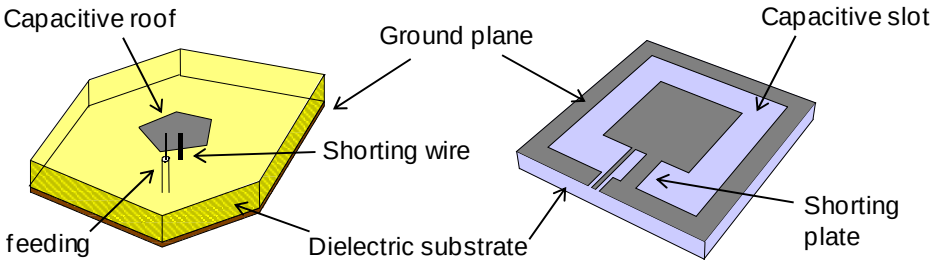

Figure II.1-1 : Topologies de l'antenne « Fil-plaque », et sa version coplanaire

L'introduction d'un fil de masse sur une antenne imprimée classique a été largement étudiée. Ce fil sert en général à éliminer certains modes de cavité non désirés de l'antenne, à contrôler l'impédance d'entrée [II.1-7], déplacer la fréquence de fonctionnement ou modifier la polarisation du champ rayonné [II.1-8]. Il est également à l'origine du fonctionnement des antennes P.I.F.A. où il permet de court-circuiter le mode fondamental (en $\lambda_0/2$) de l'antenne imprimée dans un plan de court-circuit métallique [II.1-9].

Cependant, ces études ont été réalisées à des fréquences proches de celle des modes de résonance de cavité de l'antenne, négligeant un phénomène de résonance situé beaucoup plus bas en fréquence. Ce phénomène dû à l'introduction du fil de masse sous le toit de l'antenne fut découvert lors de l'étude de la susceptibilité des antennes plaquées face aux parasites électromagnétiques dans le domaine spatial [II.1-9].

Sans le fil de retour, l'antenne se comporte en basse fréquence comme un circuit résonnant série dû à la self propre de la sonde d'alimentation et à la capacité formée par le toit supérieur (Figure II.1-2). L'ajout d'un fil de retour sur l'antenne fait alors apparaître une résonance parallèle à la place de la résonance série citée précédemment. Ceci s'explique par le fait que l'inductance du fil de reprise de masse vient court-circuiter la capacité de l'antenne formée entre le plan de masse et le toit supérieur. Les densités surfaciques de courants circulant sur l'antenne sont d'ailleurs majoritairement concentrées sur le fil de court-circuit. Le rayonnement est donc identique à celui d'un monopôle, à polarisation rectiligne et à symétrie de révolution.

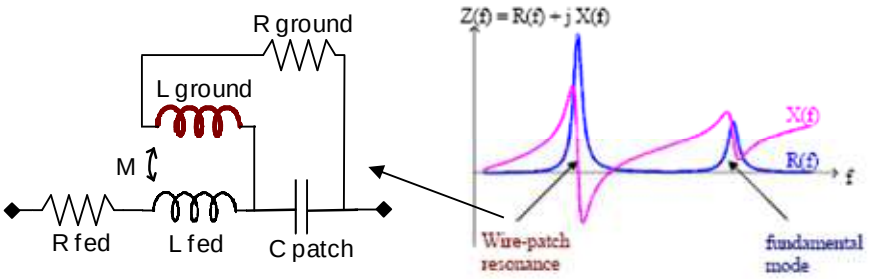

Figure II.1-2 : Schéma équivalent du comportement de l'antenne fil-plaque

Dans sa version coplanaire, l'antenne est constituée d'une fente capacitive composée d'un élément métallique central et d'un plan de masse périphérique imprimés sur un substrat diélectrique.

Durant ma thèse, j'ai contribué au développement des ces antennes, afin de pousser encore plus loin le degré de miniaturisation.

Une des solutions a consisté à réaliser une topologie de l'antenne coplanaire à capacité inter digité (Figure II.1-3), permettant d'augmenter sensiblement la capacité de l'antenne, et d'atteindre des dimensions très réduites devant la longueur d'onde.

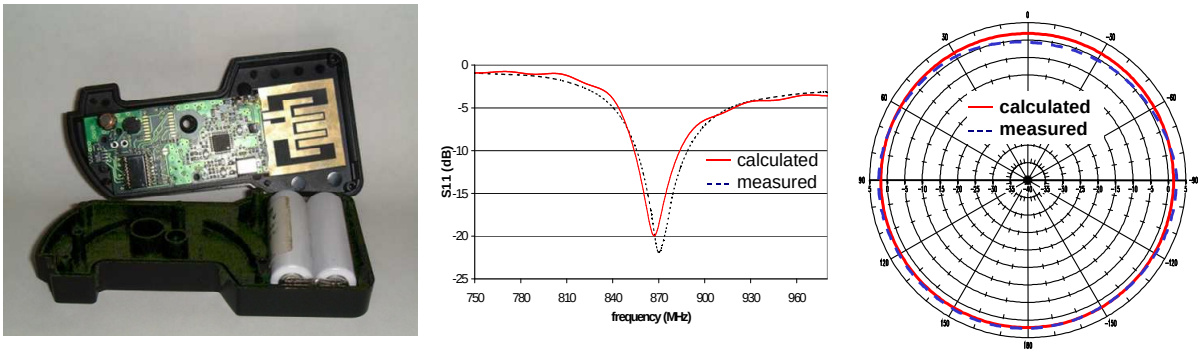

Figure II.1-3 : Antenne coplanaire à capacité inter-digité, en technologie MID.

Les propriétés attractives de cette structure ont permis d'envisager son utilisation dans le cadre d'un projet Européen EURIMUS (EUREKA Industrial Initiative for Microsystems) : ALLIGATOR (ALL InteGraTed MeteRing). L'objectif de ce projet (coordonné par la division RMS de la société SCHLUMBERGER) était de développer une technologie innovante en matière de systèmes de mesure pour les opérations de gestion d'énergie (compteur d'eau, de gaz, d'électricité, etc …). La finalité du projet était donc de proposer des modules de communication totalement intégrés permettant des relevés à distance par liaison hertzienne (à 868 MHz). Une des originalités du projet consistait à imprimer l'antenne directement sur les faces internes du module en technologie M.I.D (Molded Interconnect Devices). Les dispositifs MID peuvent être définis comme un substrat thermoplastique moulé par injection, incorporant une empreinte de circuits conducteurs, et intégrant à la fois des fonctions mécaniques et électriques.

Les solutions d'antennes développées dans ce cadre ont montré d'excellentes performances et ceci malgré des contraintes de fonctionnement délicates (forte intégration, présence d'éléments parasites : batteries, résine d'étanchéité, …).

Dans un contexte différent, divers développements ont ensuite été effectués afin d'étendre les performances intrinsèques des antennes « fil-plaque » vers des dispositifs rayonnants multibandes et multifonctions :

- Antenne large bande :

Dans ce cas, l'étude s'est plus particulièrement portée sur une configuration de l'antenne fil-plaque coplanaire située au dessus d'un plan de masse et alimentée par une sonde verticale (Figure II.1-4).

Des caractéristiques intéressantes concernant la bande passante de ce type d'aérien ont pu être développées. En effet, la présence d'un mode parasite proche du lieu d'adaptation initial de l'antenne a permis d'élargir conséquemment la bande passante. A partir de ces constatations, une antenne possédant une bande passante de 28 % a été développée pour couvrir les bandes de téléphonie mobile DCS et UMTS. Le diagramme de rayonnement sur cette bande reste relativement uniforme et peut être comparé à celui d'une antenne imprimée classique en ce qui concerne la polarisation principale. Par la suite, cette antenne fait l'objet d'une étude en collaboration avec l'équipe optique [R3], pour des solutions de réseaux d'antennes large bande déphasées par fibres optiques dispersives, dans le but de concevoir des stations de bases intelligentes.

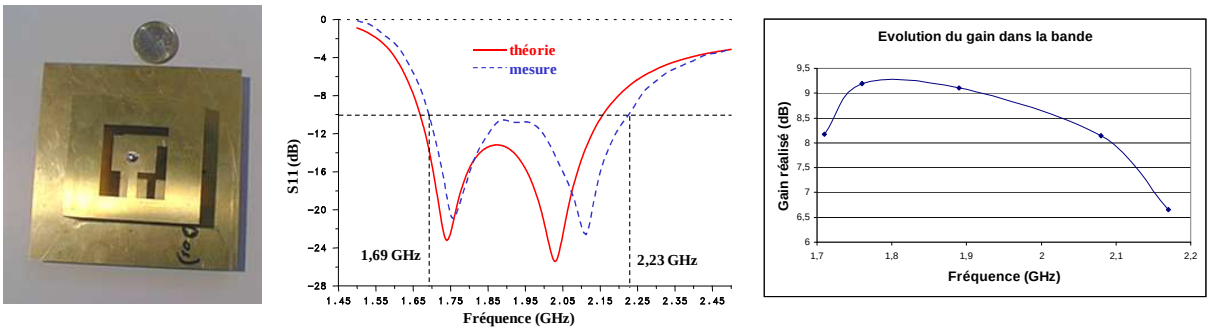

Figure II.1-4 : Antenne large bande

- **Antenne Bi-fonctions :**

Les antennes multifonctions regroupent plusieurs éléments rayonnants en un seul dispositif, ceux-ci pouvant travailler en émission ou réception sur leur mode propre à des fréquences différentes et indépendantes.

Mises à part les performances requises en terme d'adaptation ou de rayonnement, ces antennes doivent répondre à de fortes contraintes d'encombrement et présenter des dimensions réduites afin d'être intégrées facilement.

De tels dispositifs à base d'antennes fil-plaque superposées ou imbriquées avaient déjà été étudiés dans le département [II.1-11] et permettent d'obtenir des dispositifs rayonnants multibandes de faible encombrement appliqués au cas de la téléphonie pour l'automobile. D'autres études ont permis de développer des antennes multifonctions afin d'ajouter les fonctions GPS ou aide à l'atterrissage dans le cas de l'avionique [II.1-12]. Cependant, l'obtention d'antennes mulifonctions nécessite généralement l'utilisation de différentes structures rayonnantes multicouches, possédant chacune leur propre alimentation, augmentant ainsi les contraintes et coûts de fabrication.

L'objectif était ici de proposer une nouvelle solution d'antenne multifonction compacte et ne possédant qu'une seule entrée/sortie. Il s'agit en fait de regrouper deux modes de fonctionnement

particuliers en une seule antenne, en intégrant une antenne fil plaque coplanaire dans le toit d'une antenne fil plaque monoplaire.

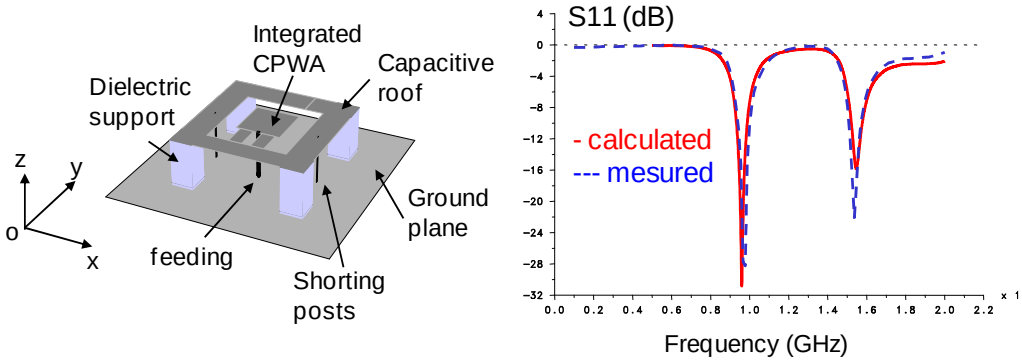

Figure II.1-5 : Antenne bi-fonctions

Le prototype de la Figure II.1-5 a permis de montrer que les caractéristiques intrinsèques de chaque antenne ne sont pas dégradées dans ce contexte particulier.

Le premier mode de fonctionnement est lié à l'antenne fil-plaque monopolaire et se caractérise par un rayonnement à polarisation verticale, omnidirectionnel en azimut. Le second mode lié à l'antenne fil-plaque coplanaire, possède une polarisation principale horizontale avec une directivité maximale au zénith. Cette antenne mixte apparaît donc comme une solution intéressante pour les systèmes multifonctions (liaisons terrestre et satellite par exemple).

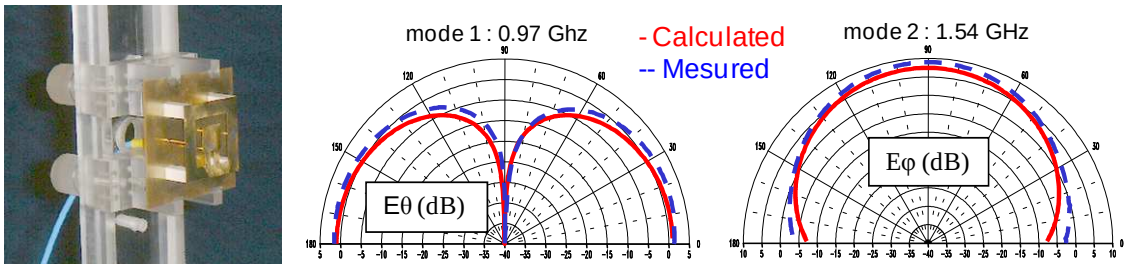

Figure II.1-6 : diagrammes de rayonnement de l'antenne bi-fonctions

- **Antenne Multi-bandes :**

A la différence des antennes multifonctions, les antennes multi-bandes doivent présenter des diagrammes de rayonnement identiques à chaque fréquence de fonctionnement. Une antenne de ce type a été étudiée pour un fonctionnement bibande (Figure II.1-7).

Figure II.1-7 : Antenne bi-bandes intégrée sur une balise ARGOS

Le principe consiste à découper une fente dans le toit capacitif d'une antenne « fil-plaque ». Cette technique permet de dissocier l'antenne en deux éléments rayonnants, possédants les mêmes propriétés de rayonnement.

Grâce à ce principe, ce type d'antenne a été optimisé pour fonctionner sur les voies montantes et descendantes d'une balise Argos.

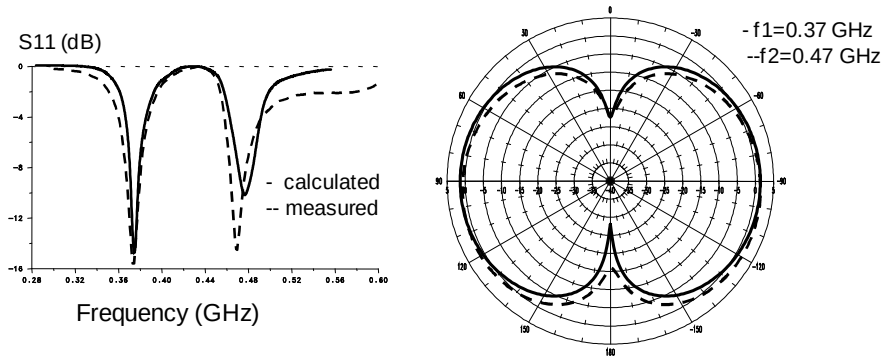

Figure II.1-8 : caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne bi-bandes

A la suite de mes activités de thèse, j'ai travaillé ponctuellement sur des contrats de recherche industrielle dédiés au développement d'antennes à forte contrainte d'intégration sur les bandes ISM. Dans ce cadre, les solutions proposées s'appuyaient généralement sur notre savoir faire en termes de simulations électromagnétiques (code FDTD « maison ») avant la généralisation des logiciels commerciaux tels que CST Microwave Studio. L'expérience acquise sur les antennes fil-plaques nous a permis de proposer des solutions originales d'antennes intégrées dans différents contrats de recherche (Tableau I.6-1).

On peut noter par exemple la collaboration (en 2006) avec la société TRIXELL spécialisée dans les détecteurs numériques à rayons X planaires pour des applications médicales en radiologie. L'objectif était ici d'intégrer un système WiFi (couverture des bandes 802.11 b/g et a) au sein d'une mallette de radiologie pour la transmission des images à haute définition. L'antenne développée consistait à associer deux éléments « fil-plaques » couplés pour garantir des bandes passantes et une efficacité suffisantes tout en restant miniature.

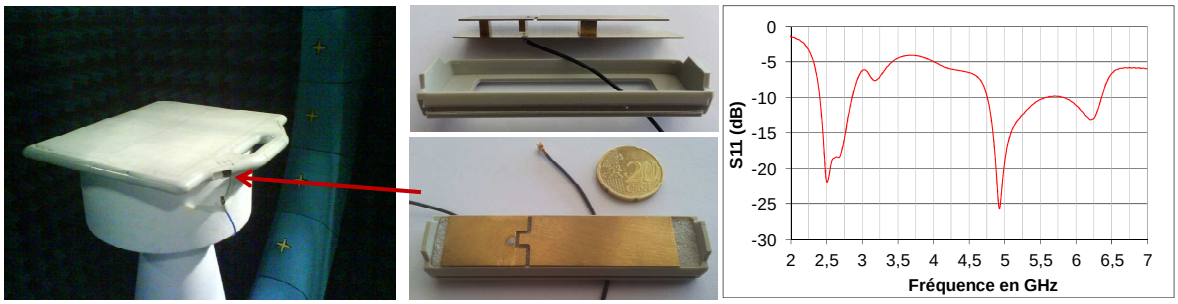

Figure II.1-9 : Antenne WiFi intégrée

II.1-1-b Antennes miniatures à base de matériaux originaux

Depuis le milieu des années 90, les techniques d'intégration d'antennes ont été largement explorées, grâce notamment à l'essor de la téléphonie mobile. Les outils de simulations modernes offrent maintenant la possibilité d'adapter aisément les solutions éprouvées de miniaturisation

(utilisation de courts-circuits, conformation de la géométrie, …) dans des contextes d'intégration complexes. Cependant, la nécessité toujours plus forte en termes de débits et de qualité de service a poussé la communauté des télécommunications à mettre en œuvre de nouvelles architectures, impactant aussi bien les traitements numériques en bande de base que le « front end » RF. Du point de vue antennaire, ces évolutions se sont traduites par l'utilisation des systèmes Multi-antennes, qui ont fait l'objet de nombreux travaux de recherches ces dernières années. Cette approche (qui sera développée plus en détails dans le paragraphe II.2.) a amené de nouvelles contraintes d'intégration, et tout particulièrement sur les terminaux mobiles.

C'est dans ce sens que nous avons exploré, dans les travaux de thèse de Laure Huitema (2008-2011), les possibilités offertes par des matériaux originaux (céramiques de forte permittivité, magnéto-diélectriques) pour la réalisation de systèmes à diversité d'antennes miniatures.

Les premières études se sont focalisées sur l'utilisation de céramiques de forte permittivité pour la réalisation d'antennes à résonateurs diélectriques (Figure II.1-10). L'objectif initial était de développer un système à diversité multibandes, tout en respectant un encombrement très réduit.

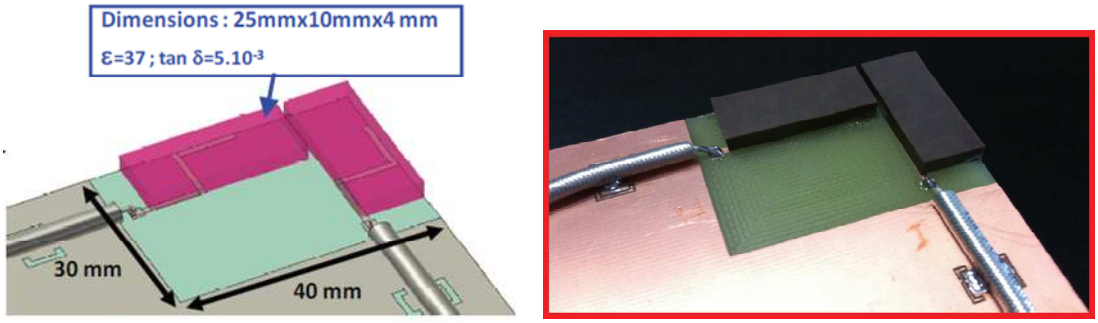

Figure II.1-10 : Antennes multi-bandes à résonateurs diélectriques pour des opérations de diversité (2 accès orthogonaux)

Le concept mis en œuvre, pour chaque antenne, a consisté à exciter des modes du résonateur diélectrique tout en utilisant conjointement la ligne d'alimentation comme un monopôle imprimé. Le dispositif de la Figure II.1-10 fut optimisé pour un fonctionnement tri-bandes: DVB-H (monopôle imprimé), 802.11 b/g (mode $TE_{11\delta}$) et WiMAX (mode $TE_{21\delta}$).

Pour des opérations de diversité, les forts couplages inhérents à ce type de structures, électriquement proches, sont visibles sur la fréquence basse DVB-H (Figure II.1-11) où le mode de fonctionnement reste lié aux lignes imprimées. Par contre, la disposition orthogonale des résonateurs offre l'avantage de minimiser ces couplages sur les modes $TE_{11\delta}$ et $TE_{21\delta}$.

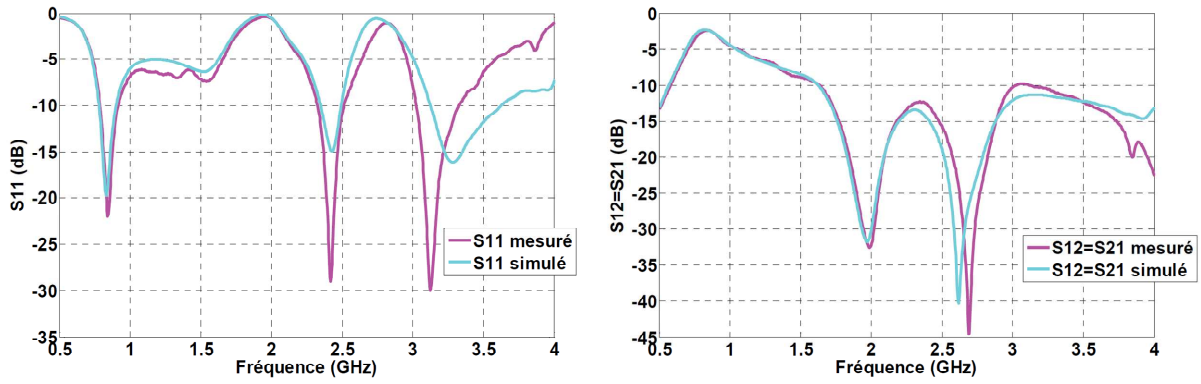

Figure II.1-11 : Coefficients de réflexion des prototypes réalisés

Les performances en diversité (Tableau II.1-1), qui sont fortement dépendantes du niveau de couplage, ont été mesurées en canal isotrope grâce à une plateforme expérimentale en chambre réverbérante, dont le principe est détaillé dans la partie II.2. . Les résultats obtenus font apparaître de très bonnes performances aux fréquences hautes, et nettement moindres à la fréquence basse, mais qui restent tout à fait acceptables pour des applications DVB-H.

Fréquences	DVB-H	802.11 b/g	802.16
Efficacité totale	35 %	85%	85%
Coefficient de corrélation	0,35	6.10^{-3}	1.10^{-2}
Gain de diversité effectif	5 dB	10 dB	11 dB

Tableau II.1-1 : récapitulatif des performances des antennes diélectriques

Dans un second temps, les travaux de thèse de Laure Huitema ont trouvé une application directe dans le cadre du projet ANR NAOMI. Ce projet était dédié à l'optimisation d'antennes miniatures à base de matériaux originaux pour les Récepteurs DVB-H (470 MHz- 862 MHz). Il posait le problème délicat de l'adaptation d'antennes intégrées sur une bande relative de 60% (couverture des différents canaux DVB-H), pour des longueurs d'onde supérieures à 35 cm. En effet, il est bien connu, qu'une miniaturisation poussée devient critique en termes de bande passante et d'efficacité. Pour atteindre les contraintes dimensionnelles imposées par le cahier des charges (de l'ordre de $\lambda/50$ à 470 MHz), les études se sont portées sur deux axes :

- l'intégration de composants actifs, qui permettent de rendre l'antenne agile en fréquence [II.1-5] en faisant varier sa bande instantanée (un canal utilisateur) sur la totalité du spectre couvert par l'application.
- l'utilisation de matériaux Magneto-Dielectiques pour l'optimisation de la bande instantanée de l'antenne. Les matériaux possédant une perméabilité >1 permettent de repousser les limitations en bande passante, comparé à un matériau diélectrique possédant un indice de réfraction équivalent.

Pour la réalisation du prototype, un nouveau matériau (Ni0,5Zn0,3Co0,2Fe2O4 [II.1-13]) a été développé par le laboratoire LabSticc (Brest). Pour des fréquences inférieures à 1 GHz, ce matériau possède une permittivité ε' autour de 5.5 pour une tangente de à 0.01 et une perméabilité μ' autour de 3.5 pour une tangente de perte se situant entre 0.07 et 0.09.

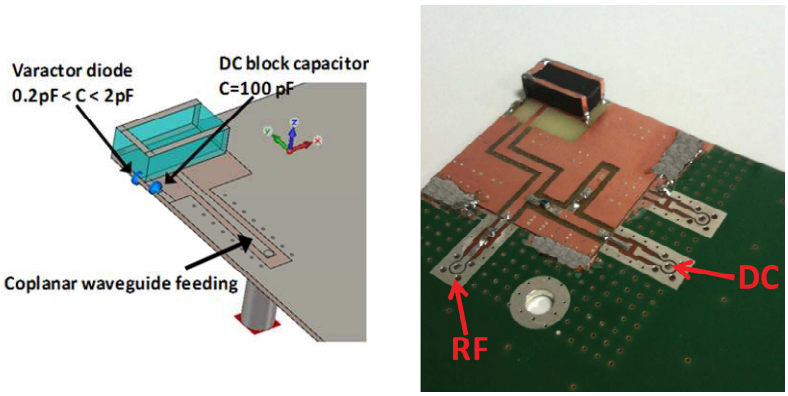

Figure II.1-12 : Antenne IFA 3D imprimée sur matériau magnéto-diélectrique

Le prototype réalisé (structure IFA 3D imprimée sur matériau magnéto-diélectrique) présente une bande instantanée de l'ordre de 7%, et intègre une diode varicap pour la couverture complète

de la bande DVB-H. Cette antenne, de dimensions 13.5 mm x 12 mm x 4.3 mm, possède une efficacité totale variant entre 10% et 32 % entre 470 MHz et 870 MHZ. Ces performances, qui sont bien entendu liées aux pertes du matériau utilisé et à la résistivité de la diode varicap, restent suffisantes pour l'application DVB-H visée.

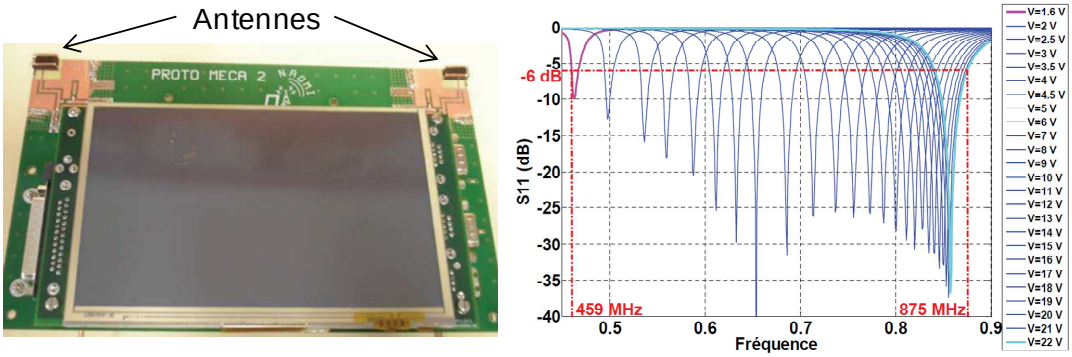

Figure II.1-13 : Prototype de récepteur DVB-H à diversité, intégrant deux antennes à matériau magnéto-diélectrique agiles en fréquence (évolution de l'adaptation en fonction de la tension de polarisation de la diode)

II.1-2. Réseaux d'antennes

En parallèle des études sur les antennes intégrées, mes activités post-doctoral (2002-2005), m'ont amené à travailler sur des architectures de réseaux d'antennes, dans le cadre d'un projet RNRT (LUTECE) et d'un projet Européen (BROADWAN).

Le projet RNRT LUTECE, coordonné par la société THALES Communications visait au développement d'un système de localisation de personnes en détresse par détection de signaux émis par leur téléphone portable. Particulièrement orienté vers le sauvetage de victimes d'avalanches, ce système était destiné à être embarqué à bord d'un hélicoptère pour une grande rapidité d'intervention.

Le système LUTECE comporte un simulateur de station de base destiné à éveiller le mobile, quel que soit son opérateur. Ce simulateur est capable de forcer le téléphone à répondre sur une voie balise donnée, même si ce portable est déjà en contact avec le réseau (dans ce cas une technique de brouillage du réseau existant est utilisée). La direction d'incidence du signal renvoyé par ce mobile est alors déterminée à l'aide de l'analyse des signaux reçus par un réseau de capteurs. Cette analyse, basée sur un algorithme de type MUSIC [II.1-14], effectue l'estimation conjointe des angles d'arrivée et des temps de retard sur chaque capteur, tout en séparant les signaux provenant de plusieurs sources (cas de plusieurs usagers dans la zone visée).

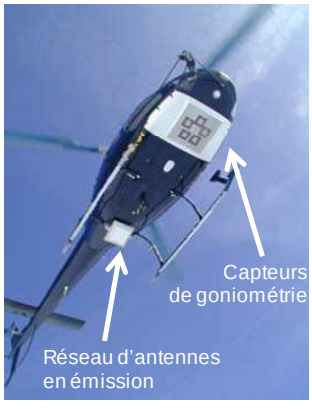

Figure II.1-14 : Démonstrateur LUTECE

Ayant participé au développement de ce dispositif durant ma dernière année de thèse, et mon année d'ATER (2002-2003), j'ai pris en charge (de septembre 2003 à Juillet 2004) au sein de

l'équipe CREAPE de L'IRCOM, la finalisation des antennes du projet LUTECE, en vue de leur intégration sous les hélicoptères de la société Mont Blanc Hélicoptère.

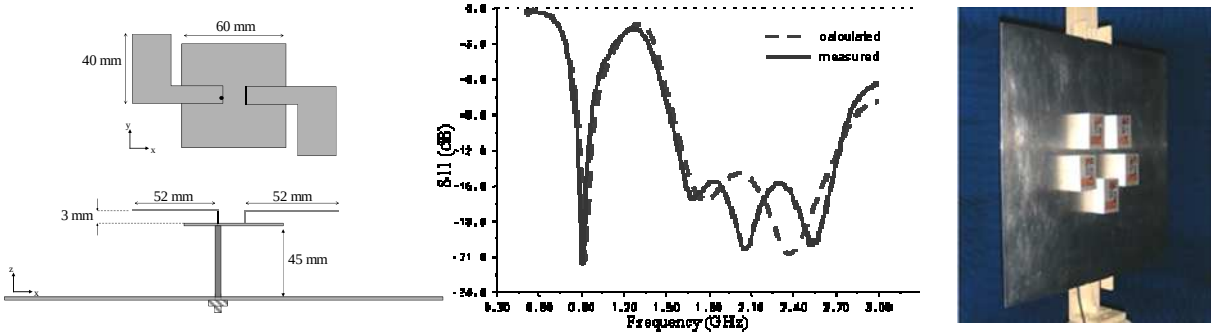

Figure II.1-15 : Caractéristiques des capteurs de goniométrie

Ces antennes devaient répondre à de fortes contraintes d'encombrement, imposées par l'espace alloué sous l'hélicoptère et à l'algorithme de goniométrie (espacement inter-capteurs de l'ordre de la demi-longueur d'onde), tout en couvrant les bandes de téléphonie GSM, DCS et UMTS.

Pour répondre au cahier des charges, l'antenne élémentaire, développé dans le cadre des travaux de thèse de Guillaume Villemaud [II.1-15], est constituée d'un dipôle replié, situé sur un plan de masse limité (la rupture d'impédance provoquée par la limitation du plan de masse favorise l'élargissement de la bande passante sur les modes supérieurs).
A partir de cet élément, deux types d'antennes distinctes ont été développées pour LUTECE : un réseau d'émission, offrant un gain important avec un rayonnement conique sous l'appareil (45° d'ouverture), et cinq capteurs de réceptions disposés en cercle, à ouverture plus large pour autoriser une goniométrie efficace.

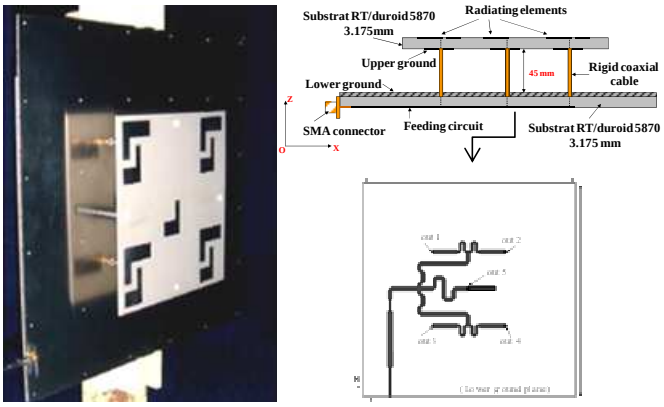

Figure II.1-16 : Réseau d'émission GSM/DCS/UMTS

Dans un tout autre contexte, l'objectif du projet Européen BROADWAN (Projet Intégré du 6eme PCRDT, Septembre 2003 – Décembre 2005), coordonné par l'opérateur Norvégien TELENOR, et incluant 25 partenaires (opérateurs, industriels et universitaires) était de développer de nouvelles architectures de réseaux de communication sans fil hétérogènes, pour permettre l'accès aux services haut débit pour tous.

En tant que responsable scientifique du projet Européen BROADWAN, j'ai été chargé de la coordination et de la définition des différentes activités dans lesquelles nous étions impliqués au sein du projet. Une de ces tâches concernait notamment la conception d'antennes de station de base, à dépointage dans le plan azimutal pour répondre aux futurs systèmes TDD à 40 GHz, et à diagramme en cosécante carrée en élévation pour permettre une meilleure couverture des abonnés.

Cette antenne, développée dans la thèse de Majed Koubeissi (dont j'ai participé partiellement à l'encadrement) utilise un réseau de distribution basé sur une architecture originale de Matrice de Buttler standard (utilisation de coupleurs hybrides 90°) permettant l'obtention d'un

faisceau axial. En effet, seules les matrices non standards, qui utilisent des coupleurs hybrides {-3dB, 180°} permettent initialement d'obtenir un faisceau dans l'axe.

Cependant ces coupleurs possèdent des inconvénients impropres à une utilisation dans le domaine millimétrique. Ils sont asymétriques et contradirectifs ce qui pose des problèmes au niveau de la conception et ajoute des pertes à la matrice par des suppléments de croisements non désirés. De plus ces coupleurs possèdent une bande passante beaucoup plus étroite (de quelques pourcents). Dans sa thèse, Majed Koubeissi a donc proposé une nouvelle méthode de conception pour autoriser un faisceau axial sur des matrices standards.

L'antenne développée dans le cadre du projet BROADWAN offre donc 4 directions de pointage (de -21° à 21°) dont une dans l'axe, sur une bande comprise entre 41 et 42 GHz.

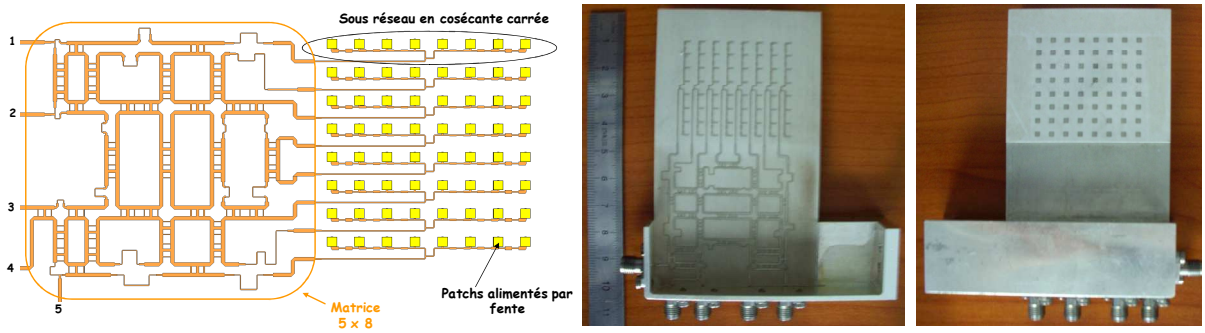

Figure II.1-17 : Matrice de Buttler alimentant des sous-réseaux de patchs en cosécante carrée pour des applications LMDS à 40 GHz.

II.1-3. Conclusion

Cette première partie a synthétisé les activités de recherche que j'ai menées dans le domaine des antennes. Les premiers travaux (au cours de ma thèse) ont porté sur l'analyse de l'antenne « fil-plaque » (brevetée initialement au laboratoire) et de sa version coplanaire. Divers déclinaisons de ces antennes ont été proposées pour réaliser des dispositifs rayonnants originaux, alliant compacité et efficacité de rayonnement. L'association par combinaison ou couplage de plusieurs éléments rayonnants a permis de développer des concepts antennaires pour des applications multibandes ou multifonctions. Dans des contextes à fort degré d'intégration, une solution d'antenne coplanaire à capacité inter-digitées a pu être dégagée pour être imprimée directement sur les faces internes d'un module de communication en technologie MID (Molded Interconnected Devices).

Par la suite, j'ai pu élargir mon champ d'activité dans le domaine des antennes, en participant au développement et à la réalisation d'un système de localisation de téléphones mobiles embarqué sous hélicoptère, intégrant des capteurs de goniométrie, et un réseau d'émission. Des essais sur site (dans les Alpes avec la collaboration des Gendarmes de Haute Montagne et de Mont-Blanc Hélicoptères) ont permis de valider les fonctionnalités du prototype expérimental en conditions réelles.

De plus, mon implication dans le projet Européen BROADWAN m'a permis de m'intéresser à des applications dans le domaine millimétrique, grâce notamment aux travaux réalisés dans la thèse de Majed Koubeissi sur la conception d'une nouvelle topologie de matrice de Buttler dédiée à la formation de faisceau pour les stations de base LMDS à 40 GHz.

Même si la majorité de mes travaux c'est rapidement écartée de l'axe purement antennaire, j'ai continué à m'intéresser à ce domaine en co-encadrant notamment la thèse de Laure Huitema sur

l'utilisation de matériaux originaux pour la miniaturisation. Les solutions développées, à base de deux résonateurs diélectriques orthogonaux de forte permittivité, ont permis de concevoir des dispositifs à diversité, multibandes, tout en minimisant les couplages entre antennes. Ces travaux pourraient être étendus vers la conception d'une seule antenne à résonateur diélectrique possédant des modes dégénérés pour des opérations de diversité. En effet, l'excitation indépendante de chaque mode permettrait de reconfigurer le diagramme de rayonnement avec un seul élément antennaire.

De plus, l'étude de structures accordables en fréquence à base de matériaux magnéto-diélectriques a offert la possibilité de couvrir l'intégralité de la bande DVB-H sur un volume occupé très restreint, de l'ordre de λ0/47 xλ0/53 xλ0/160 à 470 MHz. Ces performances encourageantes nous ont conduits à intégrer ce dispositif sur un récepteur à diversité DVB-H fonctionnel, réalisé dans le cadre du projet ANR NAOMI.

Même si ces nouveaux concepts ont parfaitement répondu à l'application visée dans le cadre du projet NAOMI, quelques perspectives peuvent être dégagées pour généraliser leur utilisation :

- la première concerne les matériaux magnéto-diélectriques, qui autorisent une miniaturisation poussée sans dégrader conséquemment la bande passante. Cependant, leur utilisation reste pour l'instant limitée, puisqu'ils possèdent des pertes importantes et sont inutilisables pour des fréquences supérieures au Gigahertz. Il semble donc intéressant d'envisager des collaborations transverses avec des spécialistes en matériaux pour étendre les performances de ce type d'antennes.

- un autre axe est lié à l'utilisation des diodes varactors pour le balayage en fréquence. En effet, les faibles puissances d'entrée supportées par ces diodes limitent leur utilisation uniquement en réception (cas d'un récepteur DVB-H). Pour des transmissions bidirectionnelles, des études de conception conjointe éléments actifs/Antenne seraient intéressantes pour optimiser à la fois la compacité et l'efficacité du système.

II.1-4. Références

[II.1-1] Christophe Delaveaud, "Micro-antenne agile en bande UHF", Conférence « Nouvelles Technologies et techniques de conception pour les antennes RF et Hyperfréquence », Salon Microwave & RF, 4 Avril 2012, Paris.

[II.1-2] H.A. Wheeler, « Fondamental limitations of small antennas », Proceedings of the IRE, 35, December 1947, pp. 1479-1484.

[II.1-3] Chu, L.J., "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas," Journal of Applied Physics , vol.19, no.12, pp.1163,1175, Dec 1948

[II.1-4] Mickaël Jeangeorges, "Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP", thèse de doctorat, Université de Nice - Sophia Antipolis, LEAT, Soutenue le 2 décembre 2010.

[II.1-5] Libo Huang; Russer, P.; , "Electrically Tunable Antenna Design Procedure for Mobile Applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.56, no.12, pp.2789-2797, Dec. 2008

[II.1-6] Ikonen, P.M.T.; Rozanov, K.N.; Osipov, A.V.; Alitalo, P.; Tretyakov, S.A.; , "Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization: Potential and Limitations," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.11, pp.3391-3399, Nov. 2006

[II.1-7] A. ALI-KHAN, W.F. RICHARDS, S.A. LONG, « Impedance control of microstrip using reactive loading », I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 37, n°2, February 1989,pp. 247-251.

[II.1-8] D.H. SCHAUBERT, F.G. FARRAR, A. SINDORIS, S.T. HAYES, « Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity », I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, n°1, January 1981,pp. 118-123.

[II.1-9] M. SANAD, « Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas », Proc. of I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium, Seattle, Washington, USA, 1994, Vol. 2, pp. 794-797.

[II.1-10] J.P. SEAUX, A. REINEIX, B. JECKO, « Susceptibilité aux impulsions électromagnétiques parasites des antennes plaquées sur substrat diélectrique », Annales des Télécommunications, 45, n°3-4, 1990, pp. 215-223.

[II.1-11] B. JECKO, F.JECKO , P. DUFRANE, F. PASQUET, «Multifonction antennas for mobiles», Millenium conference on Antennas and Propagation, April 2000, Davos, Vol. 1, pp 141-142.

[II.1-12] P. ROY, « Etude et réalisation d'antennes imprimées multifonctions. Application au regroupement des dispositifs de radiocommunications sur les mobiles », Thèse de Doctorat, n°47-98 - U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 1998.

[II.1-13] Mattei, J.-L.; Huitema, L.; Queffelec, P.; Pintos, J.-F.; Minard, P.; Sharahia, A.; Jamnier, B.; Ferrero, F.; Staraj, R.; Souriou, D.; Thakur, A.; , "Suitability of Ni-Zn Ferrites Ceramics With Controlled Porosity as Granular Substrates for Mobile Handset Miniaturized Antennas," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.47, no.10, pp.3720-3723, Oct. 2011

[II.1-14] S. VALAEE, « Array processing for detection and localization of narrowband, wideband and distributed sources », Thèse de doctorat, Université McGill, Montréal, mai 1994.

[II.1-15] G. Villemaud, "etude d'antennes ruban tridimensionnelles compactes pour liaison de proximite. application a des systemes de telemesure et de localisation de telephones cellulaires", thèse de doctorat, Université de Limoges, 11 décembre 2002.

II.2. *Instrumentation avancée pour l'émulation de canal et la caractérisation des systèmes MIMO*

Les systèmes de communication modernes doivent assurer des transmissions avec des débits toujours plus élevés, tout en garantissant une bonne efficacité spectrale et une certaine robustesse vis-à-vis des imperfections du lien radio. Les techniques à mettre en œuvre pour réaliser ce cahier des charge doivent permettent d'adapter le signal à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence (bande de cohérence du canal inférieur à la bande du signal), de nombreux standards (WLAN, DVB, WiMAX, LTE) utilisent la technique OFDM, qui consiste à multiplexer les symboles à transmettre sur des sous porteuses orthogonales bandes étroites. Cette dernière est souvent associée aux techniques de diversité (et notamment la diversité d'antennes), permettant de lutter contre les évanouissements liés aux recombinaisons multi-trajets (canal « bande étroite »).

L'approche de diversité d'antennes, qui consiste à associer plusieurs antennes à l'émission et / ou à la réception (systèmes MIMO : Multiple Input Multiple output) exploite la dimension spatiale comme support d'information. Suivant la stratégie adoptée et les propriétés statistiques du canal, les systèmes MIMO peuvent être utilisés pour augmenter le débit (techniques de multiplexage [II.2-1]), ou fiabilisé la liaison (codage spatio-temporel [II.2-2], techniques de recombinaisons en réception).

L'élude réaliste des systèmes multi-antennes nécessite de prendre en considération les aspects liés au canal radio, aux antennes dans leur contexte, mais aussi aux techniques numériques de traitement du signal associées.

Cette thématique, qui offrait un axe de recherche complémentaire au savoir faire du département OSA d'XLIM, a permis de constituer les premiers travaux de l'équipe « réseaux sans fil ». Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à étudier les paramètres influant sur les performances de systèmes de diversité en réception pour des antennes intégrées sur terminaux mobiles. Par la suite, nos investigations se sont concentrées plus particulièrement sur la caractérisation expérimentale de terminaux MIMO. Pour ce faire, des plateformes d'instrumentation multivoies ont été développées pour la réalisation de mesures passives et actives en canal maîtrisé (émulation de canal en chambre réverbérante ou anéchoïde).

La suite de ce document synthétise les activités menées dans ce contexte, ainsi que la démarche adoptée pour le développement d'outils expérimentaux.

II.2-1. Systèmes antennaires et mesures passives

II.2-1-a Diversité d'antennes et outils de simulations

Les systèmes à diversité d'antennes jouent un rôle primordial pour améliorer la qualité des transmissions sur des canaux fortement multi-trajets, présentant des évanouissements profonds. Ces techniques sont loin d'être récentes, et font l'objet de nombreux travaux depuis plus d'un demi siècle [II.2-3]. Cependant, cette thématique de recherche reste fortement considérée par la communauté scientifique du domaine. Ceci est dû à l'évolution majeure des techniques de transmissions numériques qui ont offert de nouvelles opportunités, et à la miniaturisation des terminaux, impactant notamment sur les performances des antennes intégrées.

Comme évoqué en introduction, nous nous sommes tout d'abord penchés sur les aspects liés à la miniaturisation des antennes à diversité et les techniques de recombinaisons associées (thèse de Charles Tounou : 2005-2008). Ces techniques sont basées sur le fait que l'on peut approximer un système multi-antennes comme une combinaison quasi linéaire de plusieurs systèmes indépendant (sous réserve de bonnes propriétés statistiques du canal radio). Les méthodes classiquement utilisées sont : la sélection, la combinaison à gain égal (EGC : Equal Gain Combining), la combinaison à gain maximum (Maximum Ratio Combining). La méthode de sélection consiste à scruter les signaux reçus par les antennes de réception et de sélectionner la voie présentant le meilleur SNR. Il s'agit d'une méthode simple à mettre en œuvre (et particulièrement pour des dispositifs analogiques) puisqu'elle ne nécessite qu'une seule chaîne de réception en aval du réseau d'antennes. Les techniques de sommation EGC et MRC exploitent la totalité des signaux reçus sur les différentes voies. Elles deviennent donc plus complexes à implémenter puisqu'il faut associer une chaîne de réception complète à chaque antenne de réception et réaliser une estimation du canal en temps réel. Globalement, cette estimation de canal revient à calculer la phase résultante, due à la recombinaison des multi-trajets, sur chaque voie du récepteur. Cette information est alors exploitée par les techniques de recombinaisons EGC et MRC pour réaliser une sommation cohérente des signaux en bande de base. Ces méthodes sont donc équivalentes à une formation numérique de faisceau (adaptation du diagramme résultant au canal), en réalisant une pondération de phase pour l'EGC et une pondération d'amplitude et de phase pour le MRC (minimisation de l'amplitude sur les voies présentant de faibles SNR). La combinaison MRC permet typiquement d'obtenir un SNR total maximisé, égal à la somme des SNR de chaque voie du système à diversité.

Les performances d'un récepteur multi-antennes sont évaluées par un métrique appelé « Gain de Diversité », basé sur l'analyse de la fonction de répartition du SNR (ou puissance) normalisé(e) (CDF : Cumulative Distribution Function). Le gain de diversité correspond alors à la marge obtenue en terme de SNR, par rapport à un système de référence mono-antenne, pour une probabilité de coupure admissible de 1%.

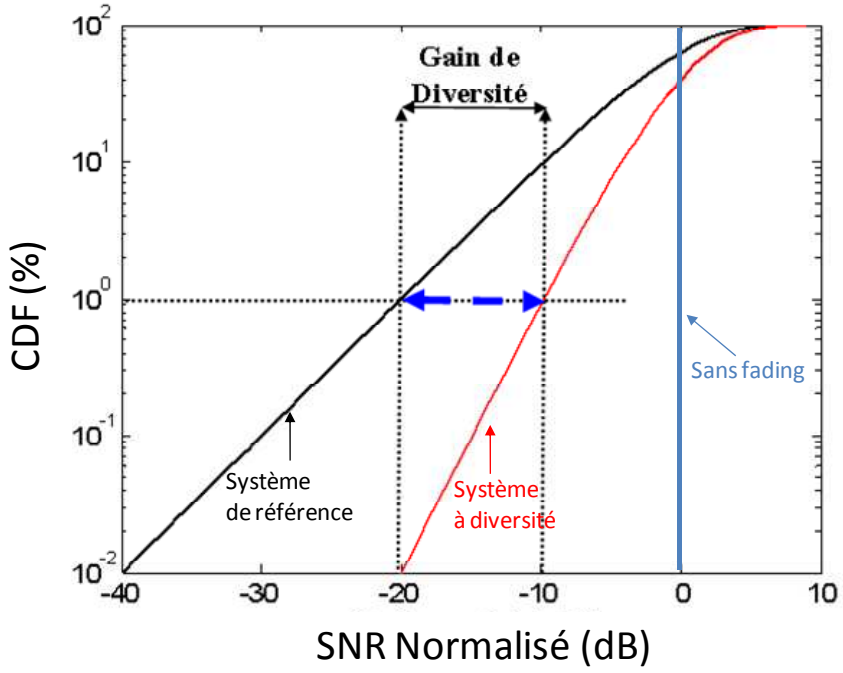

Figure II.2-1 : Fonction de répartition du SNR, et définition du gain de diversité

Pour atteindre un gain de diversité optimal, il est bien évidement nécessaire d'assurer une puissance moyenne reçue identique sur chaque voie (calcul du MEG : Mean Effective Gain [II.2-4]). Mais ce gain est aussi étroitement lié au niveau de corrélation des signaux en aval de chaque antenne. Le coefficient de corrélation d'enveloppe, pour deux antennes X et Y, peut s'estimer selon l'expression suivante dans l'hypothèse d'un canal de Rayleigh :

$$\rho_e \approx \frac{\left| \oint \left(XPD \cdot E_{\theta X}(\Omega) \cdot E^*_{\theta Y}(\Omega) \cdot p_\theta(\Omega) + E_{\phi X}(\Omega) \cdot E^*_{\phi Y}(\Omega) \cdot p_\phi(\Omega) \right) d\Omega \right|^2}{\oint \left(XPD \cdot G_{\theta X}(\Omega) \cdot p_\theta(\Omega) + G_{\phi X}(\Omega) \cdot p_\phi(\Omega) \right) d\Omega \cdot \oint \left(XPD \cdot G_{\theta Y}(\Omega) \cdot p_\theta(\Omega) + G_{\phi Y}(\Omega) \cdot p_\phi(\Omega) \right) d\Omega} \qquad \textbf{II.2.1}$$

Où $E_{\theta,\phi}$, $G_{\theta,\phi}$ représentent le diagramme de rayonnement en champ et le gain suivant la polarisation, *XPD* le taux de polarisation croisée, et $p_{\theta,\phi}$ la distribution des angles d'arrivée suivant la polarisation.

Il est communément admis que le coefficient de corrélation d'enveloppe doit être inférieur à 0,5 pour assurer une bonne indépendance des signaux (le gain de diversité atteint dans ce cas une valeur optimale).

Les performances en diversité dépendent donc des propriétés du canal, mais aussi du diagramme de rayonnement complexe de chaque antenne. D'autre part, l'intégration d'éléments rayonnant multiples pose bien évidement les problèmes de dégradations des performances liés à la miniaturisation, et favorise les pertes par couplages (diminution d'efficacité de rayonnement).

On peut trouver dans la littérature [II.2-5], [II.2-6] de nombreux modèles analytiques pour le calcul du coefficient de corrélation ou du gain de diversité. Cependant ces formulations nécessitent de réaliser des hypothèses simplificatrices fortes. Par exemple, en considérant une distribution

uniforme des angles d'arrivée et des antennes ponctuelle isotrope, on peut facilement montrer que le coefficient de corrélation en fonction de la distance de séparation (*d*) des antennes s'exprime sous la forme d'un sinus cardinal : $\varphi_e = \sin c\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)$ pour un canal 3D, et sous la forme d'une fonction de Bessel $\varphi_e = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)$ pour un canal 2D.

Ces approches analytiques on fait apparaître les notions de distance de cohérence (diversité d'espace), de diversité de diagramme, ou de polarisation, qui s'avèrent peu réalistes si l'on ne considère pas les antennes dans leur contexte d'intégration (couplages, diagrammes de rayonnement difficilement maîtrisables, …).

Notre objectif initial a donc consisté à développer des outils de simulations et expérimentaux pour quantifier les performances de systèmes à diversité d'antennes intégrées sur terminaux portables. Dans sa thèse (2005-2008), Charles Tounou a développé un outil de simulation générique sous Matlab (Figure II.2-2) incluant :

- la génération des angles d'arrivée qui peuvent être distribués selon des modèles statistiques, ou grâce à des simulations en tracé de rayon pour des environnements connus.
- La prise en compte des diagrammes de rayonnement complexes des antennes, issues de simulations réalisées sous CST Microwave Studio ou de mesures.
- Le calcul des signaux reçus et du signal résultant des techniques de recombinaison (*EGC*, *MRC* ou *Switch*)
- Le calcul des coefficients de corrélation et des gains de diversité résultants.

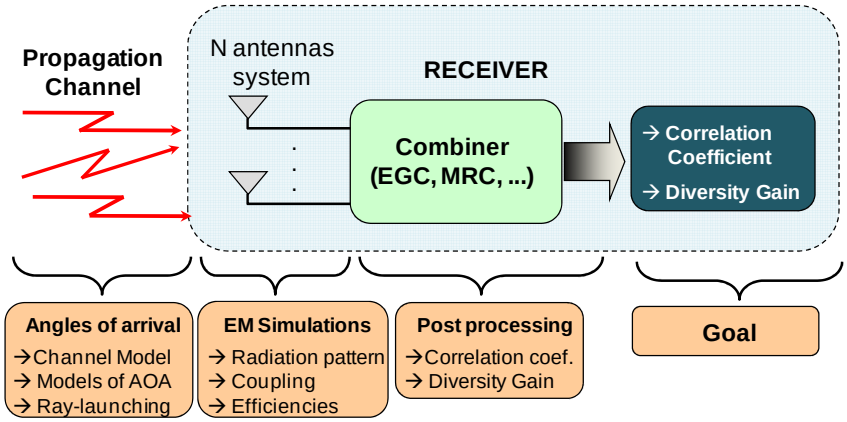

Figure II.2-2 : synoptique du simulateur de diversité d'antennes

Notons que les performances multi-antennes sont souvent analysées en prenant comme référence l'une des antennes du système. Pour toutes nos études, il nous a semblé plus pertinent de comparer le système à diversité à un système de référence mono-antenne qui serait intégré avec les mêmes contraintes d'encombrement. Ceci permet de juger de manière réaliste l'apport de la

configuration multi-antennes vis-à-vis du cas mono-antenne qui possède des performances optimales, sans subir de dégradations apportées par d'autres éléments parasites.
Le gain de diversité calculé correspond alors au gain de diversité effectif : la puissance de normalisation pour le tracé des CDF correspond à la puissance moyenne reçue par le système de référence. De cette manière, l'efficacité totale des antennes à diversité est prise en compte.

Grâce à l'outil de simulation développé, nous avons cherché à connaître l'impact du couplage sur des dispositifs simples avec des antennes fortement rapprochées (monopôles imprimés sur carte PCB : figure). L'analyse du coefficient de corrélation en fonction de la distance entre antennes a été effectuée en décomposant les diagrammes de rayonnement complexes de chaque antenne pour définir plusieurs types de diversité :
- la diversité d'espace (ou *diversité sans couplage*), obtenue en dupliquant le diagramme de l'antenne de référence sur chaque port d'entrée du simulateur (dans ce cas, seul la différence de phase liée à l'espacement entre antenne est calculée)
- la *diversité globale* liée au diagramme de rayonnement complexe de chaque antenne du système à diversité en présence de l'autre chargée sur 50 Ohms.
- la *diversité de phase*, qui utilise uniquement la phase des diagrammes du système à diversité (module considéré comme isotrope pour chaque voie)
- la *diversité d'amplitude*, où seuls les modules des diagrammes sont considérés (phase isotrope)

Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence que le couplage est finalement un facteur bénéfique sur le coefficient de corrélation, comme on peut le constater sur la Figure II.2-3 (simulation en canal de Rayleigh isotrope).

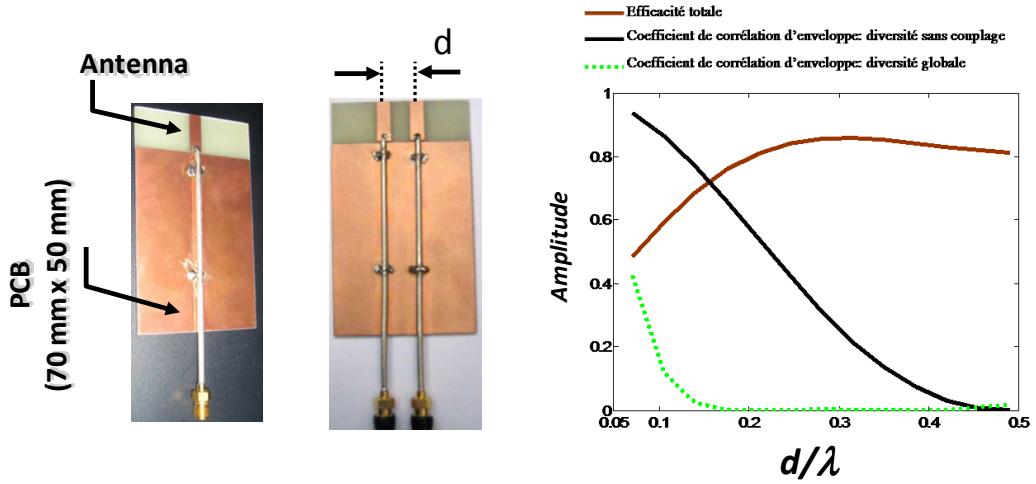

Figure II.2-3 : Antennes simples de type monopôles imprimés, et coefficient de corrélation simulé

On retrouve alors l'allure théorique du coefficient de corrélation lorsque que le couplage n'est pas pris en compte. Par contre, dans le cas réel (diversité globale), il atteint rapidement des valeurs inférieures au seuil de 0,5 pour des distances de séparation de l'ordre de $\lambda/10$. Ces résultats s'expliquent simplement par le fait que le couplage modifie la répartition des courants (en amplitude et phase) sur les éléments rayonnants : antennes et carte PCB. Cette nouvelle distribution de courants engendre une modification des diagrammes de rayonnement, venant renforcer la diversité d'espace. Les études menées en dissociant la phase et le module des diagrammes (Figure II.2-4) ont confirmé cette analyse, et montré que la diversité de phase est largement prédominante dans un

canal fortement multi-trajet (typiquement isotrope). Notons que des études similaires ont été réalisées à l'époque dans [II.2-7], et convergent vers les mêmes résultats.

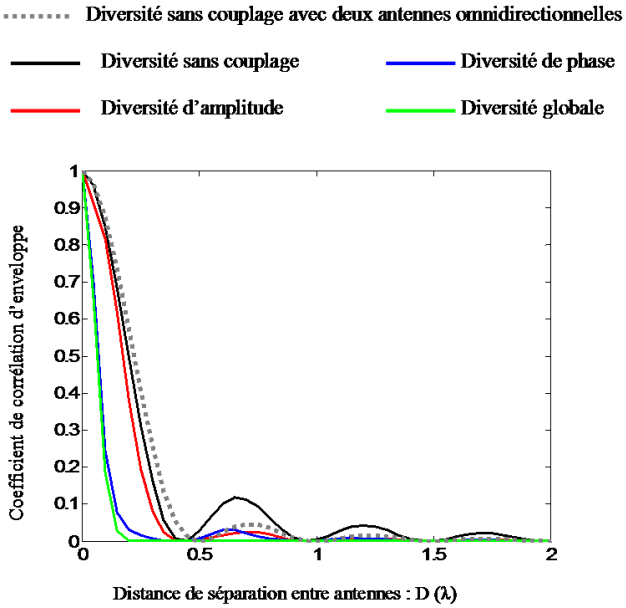

Figure II.2-4 : Evolution du coefficient du coefficient de corrélation en canal isotrope en fonction des différents types de diversité.

Même s'il est bénéfique sur la corrélation, le rapprochement des antennes entraine bien évidement des pertes non négligeables sur l'efficacité totale qui vont dégrader le gain de diversité. L'optimisation globale consiste alors à trouver un compromis entre le niveau de corrélation et l'efficacité.

L'implantation de plusieurs antennes rapprochées le plus souvent dans la partie haute du terminal, a été largement étudiée par la *communauté antenniste*. Les travaux ont visé à optimiser l'isolation par le positionnement relatif des éléments rayonnants (« modes » orthogonaux) [II.2-8], [II.2-9], ou la modification du plan de masse (découpe de fentes sur la carte PCB) pour perturber la répartition des courants entre antennes [II.2-10],[II.2-11]. D'autres approches sont basées sur l'utilisation de lignes suspendues dites de « neutralisation », pour l'isolation d'antennes PIFA [II.2-12]. Finalement, pour des volumes alloués très restreints, les solutions développées consistent à combiner des éléments rayonnants hétérogènes dans le même espace [II.2-13].

Pour minimiser le couplage du système présenté en Figure II.2-3, Charles Tounou a utilisé une technique simple, consistant à découper une fente résonante ($\lambda/4$) entre les antennes (Figure II.2-5). Cette solution revient à réaliser un résonateur *stop-bande* permettant de canaliser les courants circulants sur la carte PCB. Pour les prototypes réalisés (d = 0,14 λ) l'efficacité de chaque antenne du système à diversité passe de 67% à 83% grâce à l'insertion de la fente. En canal isotrope, les coefficients de corrélation sont négligeables, et le gain de diversité effectif en recombinaison MRC atteint 11dB pour le système avec fente, contre 10dB pour le système sans fente (cette différence est uniquement liée à l'efficacité des antennes). Avec la technique EGC qui réalise uniquement une pondération de phase, les gains de diversité obtenus sont généralement inférieurs de 1dB par

rapport à la technique MRC. En ce qui concerne la commutation, les performances dépendent du choix sur l'impédance de charge de la voie isolée. En effet, si celle-ci est en circuit ouvert, l'antenne sélectionnée garde son efficacité intrinsèque (avec un diagramme modifié par l'influence de l'antenne « parasite » mais qui n'a pas d'influence en canal isotrope). Par contre, dans ce cas le coefficient de corrélation reste fortement lié au rapprochement des antennes. Le choix d'une impédance de charge de 50 Ohms ramène aux mêmes résultats que ceux étudiés précédemment en terme de corrélation, mais avec des performances sous optimales sur le gain de diversité par rapport à la technique MRC.

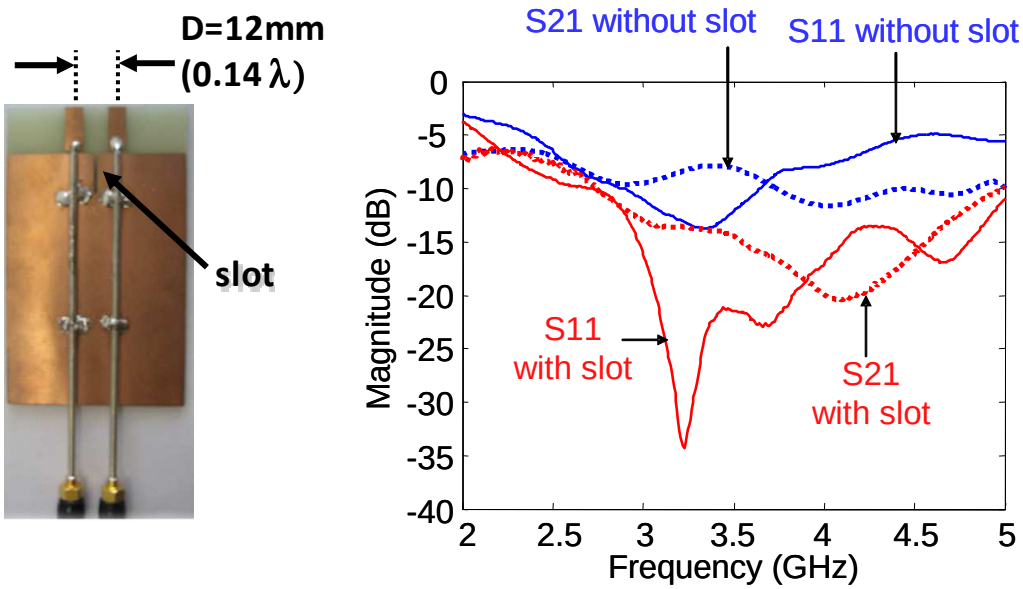

Figure II.2-5 : Influence d'une fente de découplage sur les paramètres S.

Par la suite, d'autres structures rayonnantes plus réalistes ont été étudiées (Figure II.2-6) pour des applications multibandes, en utilisant un principe similaire de découplage. Les structures réalisées sont basées sur une approche classique d'antenne PIFA sur laquelle sont intégrés des éléments résonants de type fente et ruban à méandre pour offrir différentes fréquences de résonances.

Ces fréquences d'adaptation ont été ajustées pour des fonctionnements sur les standards IEEE 802.11bg (2,4-2,48 GHz), 802.16 (3,4-3,6 GHz), et 802.11a (5,15 – 5,85 GHz).

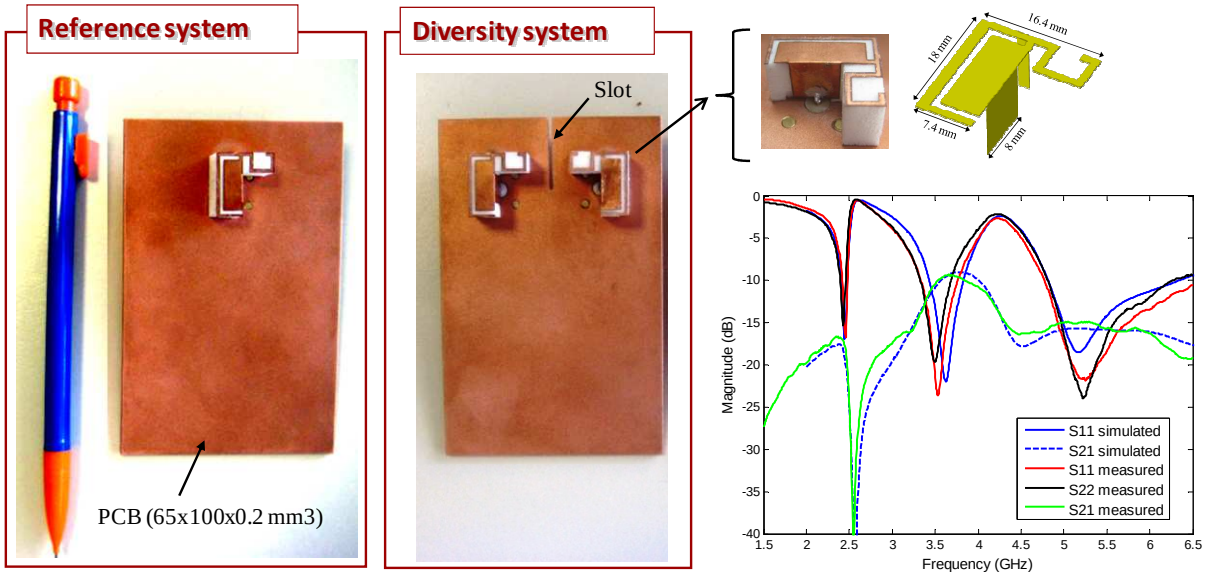

Figure II.2-6 : Antennes Tribandes PIFA

Les résultats en canal isotrope (Tableau II.2-1) montrent également des coefficients de corrélation négligeables et des gains de diversité effectifs supérieurs à 11dB en simulation. Comme évoqué précédemment ces résultats sont uniquement liés aux différences d'efficacité totale entre le système à diversité et celui de référence.

Frequency (GHz)	Total efficiency (%)			Correlation Coefficient	E-DG (dB)
	Reference antenna	Antenna 1	Antenna 2		at 1%
2.44	91	93	93	5.10^{-3}	12.5
3.5	94	86	86	6.10^{-3}	11.8
5.5	99	93	93	2.10^{-3}	11.6

Tableau II.2-1 : performances simulées des antennes tri-bandes

Dans la suite de ces travaux, nous nous sommes attachés à chercher des solutions expérimentales pour valider les résultats de simulations.

II.2-1-b Mesures passives des performances en diversité

Pour qualifier expérimentalement les systèmes antennaires à diversité, une première approche consiste à réaliser des mesures, dites « passives », qui sont basées sur une analyse des paramètres de transmission (S_{ij}). Elles reflètent uniquement les performances intrinsèques du système antennaire dans un canal donné.

Mais pour cela, il est nécessaire de pouvoir générer un environnement multi-trajets, présentant une distribution statistique des évanouissements représentative de la réalité. Une première solution évidente consiste à utiliser une chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM), qui offre un environnement électromagnétique maîtrisé et reproductible.

Une CRBM est une cavité métallique surdimensionnée, équipée de brasseurs métalliques motorisés. La rotation de ces brasseurs revient à modifier dynamiquement les conditions aux limites de la chambre, et donc la distribution modale des champs électromagnétiques. Un brassage suffisant assure une distribution homogène et isotrope [II.2-14] du champ dans un volume de test situé généralement au centre de la chambre. Il a été démontré [II.2-15] que la densité de probabilité du module de chaque composante de champ suit une loi de Rayleigh (distribution gaussienne des parties réelle et imaginaire). La puissance reçue par une antenne de réception au sein du volume de test suit alors une distribution en χ^2 avec deux degrés de liberté (distribution exponentielle) [II.2-16]. D'autre part, certain chercheurs ont montré que les modes brassés de la cavité pouvaient être décomposés en une somme d'ondes planes [II.2-17], avec une répartition uniforme du spectre angulaire [II.2-18].

Les chambres réverbérantes, initialement utilisées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique possèdent donc des propriétés intéressantes pour l'émulation de canaux multi-trajets. En effet, elles permettent de générer des canaux de Rayleigh dynamiques (statistiquement isotropes), correspondant typiquement à ceux observés en environnement Indoor en condition de non visibilité directe. Même si l'aspect isotopique 3D peut s'écarter de la réalité, il n'en reste pas moins un modèle idéal pour réaliser des mesures de référence et comparatives.

Nous avons décidé de profiter de la chambre réverbérante de l'équipe CEM du département pour mettre en place un banc de test de systèmes à diversité d'antennes. L'objectif initial consistait d'une part à valider les résultats de simulations obtenus, mais aussi à développer au laboratoire des compétences expérimentales dans le domaine de l'émulation de canal et la mesure de terminaux MIMO. Il nous semblait effectivement opportun de travailler dans cette voie, où peu d'équipes de recherche s'étaient investies. A notre connaissance, les premières utilisations de CRBM dans ce domaine datent de 2001 pour la mesure du coefficient de corrélation [II.2-19] (Laboratoires d'Ericson en Suède) et de 2002 pour la mesure du gain de diversité [II.2-20], [II.2-21] à travers les équipes de P.S. Kildal (université de *Chalmers* et sa SpinOff *Bluetest*).

La plateforme de mesure que nous avons développée (Figure II.2-7) est donc composée d'une chambre réverbérante de 3,6x2,5x2,5 m^3 offrant des conditions isotropes à partir de 400 MHz. Elle est excité par une antenne cornet ou log-périodique orientée vers le brasseur, afin de minimiser les composantes non brassées telles que le trajet direct, et favoriser un environnement de Rayleigh. Afin d'augmenter le nombre d'échantillons significatifs, la rotation des brasseurs est complétée par une rotation du dispositif sous test. L'acquisition des paramètres de transmission est réalisée pour chaque itération par un analyseur de réseaux vectoriel 4 voies. Pour automatiser la mesure, l'ensemble du banc (brasseur, moteur d'antennes, analyseur) est piloté via Matlab.

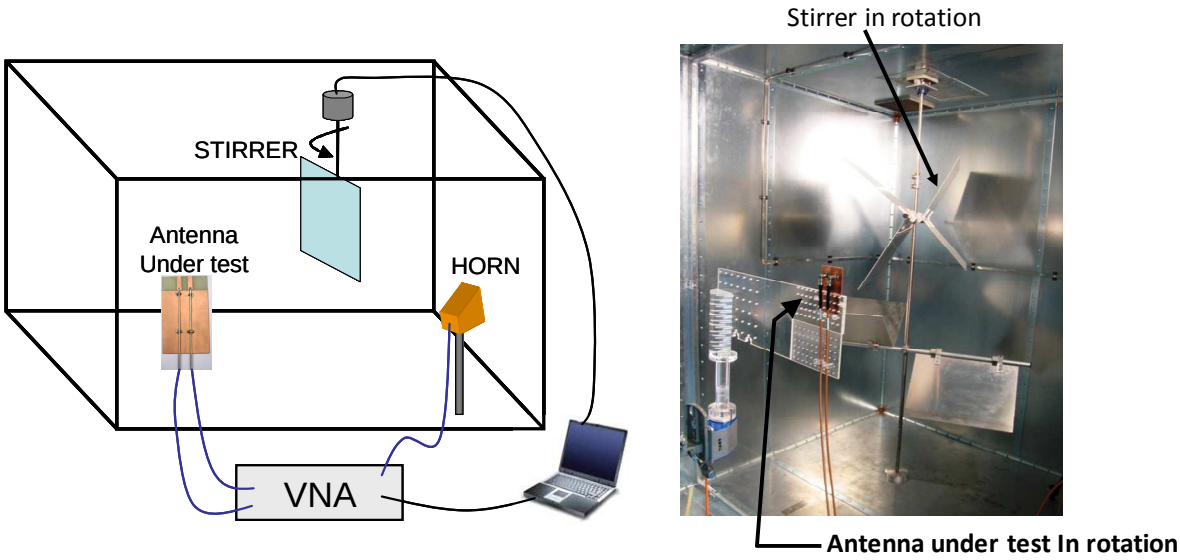

Figure II.2-7 : Mesures passives de systèmes à diversité dans la chambre réverbérante d'XLIM

Cette plateforme a permis d'une part de confirmer les analyses effectuées en simulation, et d'autre part de qualifier les différents systèmes antennaires développés, dans le cadre notamment de projets collaboratifs (projet Elopsys SYSMART, ANR ORIANA, et ANR NAOMI).

On peut noter, à titre d'exemple les résultats obtenus sur la Figure II.2-8 et la Figure II.2-9. La première propose une comparaison avec les simulations des systèmes à monopôles imprimés en canal de Rayleigh isotrope. Outre la très bonne adéquation simulation/mesure sur les fonctions de répartition (et donc sur le gain de diversité), l'analyse des puissances moyennes à permis de retrouver les différences d'efficacité entre chaque antenne. Par ailleurs, en comparant la puissance moyenne du signal recombiné en MRC avec la puissance moyenne reçue par une des voies du système à diversité on retombe sur la valeur théorique attendue de 3 dB. Ces résultats valident donc l'isotropie du canal généré.

La Figure II.2-9 montre un exemple d'étude sur l'influence de l'utilisateur sur le gain de diversité de l'antenne tri-bande. Les résultats, normalisés par la puissance moyenne de l'antenne de référence, traduisent les pertes apportées par la main « *fantôme* ». Les gains de diversité effectifs mesurés atteignent respectivement 6dB, 8dB et 9 dB en MRC pour les 3 fréquences de fonctionnements considérées (2,4 ; 3,5 et 5.5 GHz). Ces gains, dont les valeurs sont de l'ordre de 11 dB sans main, sont donc directement affectés par la diminution d'efficacité des antennes (ces diminutions sont d'autant plus importantes à 2,4 GHz que l'antenne qui possède une bande passante plus faible à cette fréquence reste plus sensible à la désadaptation causée par un élément parasite proche).

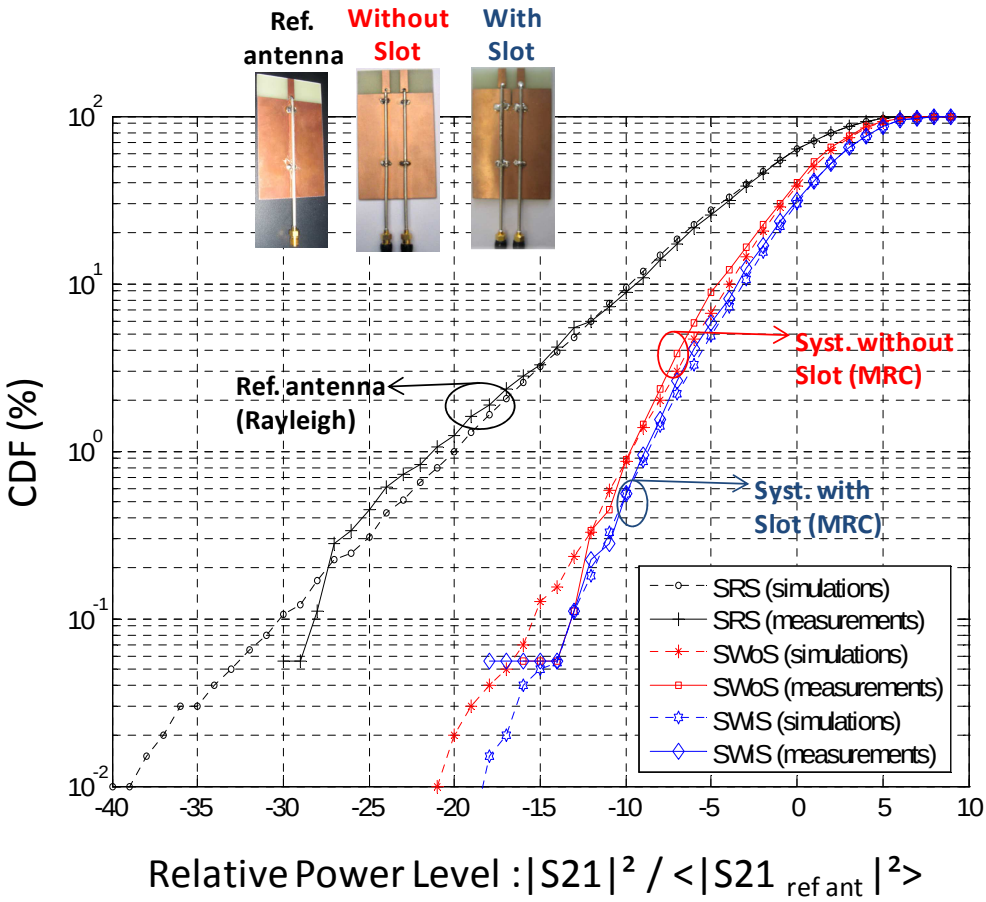

Figure II.2-8 : Fonctions de répartition mesurées des puissances transmises en chambre réverbérantepour les antennes monopôles imprimés.

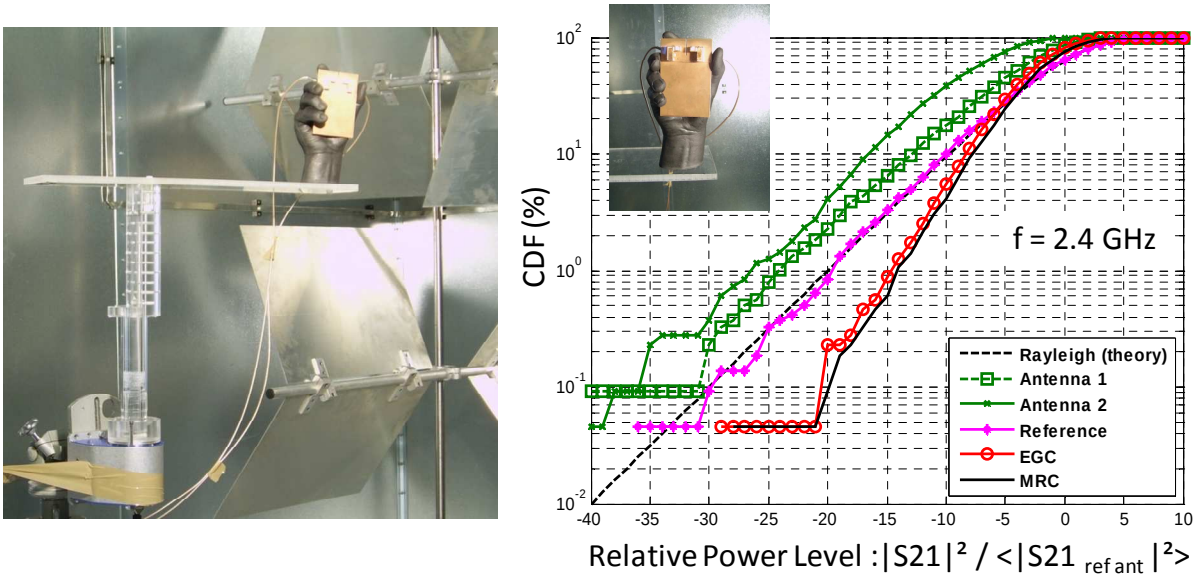

Figure II.2-9 : Mesure de l'influence de l'utilisateur sur un système à diversité en chambre réverbérante.

Comme on peut le constater, les mesures passives de gain de diversité en canal de Rayleigh isotrope sont uniquement liées à l'efficacité des antennes (étant donné les coefficients de corrélation négligeables dans cet environnement). Certain laboratoires (travaux de Holloway et Hill [II.2-22], puis de Lemoine [II.2-23]) ont cherchés à diversifier les possibilités d'analyses en générant d'autre types de modèles de canaux en chambre réverbérante. Une des possibilités est de générer un canal de Rice, qui correspond à un environnement multi-trajet, avec un trajet direct entre la station de base et le terminal. L'enjeu consiste alors à contrôler le facteur K qui correspond au rapport entre l'amplitude du trajet direct et celle moyennée des multi-trajets. Ceci revient à maîtriser la contribution des trajets brassés par rapport à celle des trajets non brassés (en optimisant par exemple l'orientation de l'antenne d'excitation vis-à-vis du dispositif sous test). D'autres approches ont été développées par l'université de Carthagène pour contrôler la distribution des évanouissements par une méthode de « *sample selection* » appliquée en post-traitement [II.2-24].

En ce qui concerne la distribution des angles d'arrivée, elle reste bien entendue très délicate à maîtriser en chambre réverbérante. Même si dans [II.2-25] les auteurs montrent une dépendance de l'étalement angulaire en modifiant fortement le facteur de qualité de la chambre (introduction de matériaux absorbants). La méthode proposée reste peu précise et ne permet pas de gérer les angles d'incidences en azimut et élévation. Une autre étude récente [II.2-26] propose de générer des fronts d'ondes plans par la technique du retournement temporel. Cependant, les performances de cette méthode restent fortement dépendantes de la bande passante des antennes sous test.

Pour réaliser des mesures de diversité avec un contrôle rigoureux des angles d'arrivée, nous nous sommes donc plutôt orientés vers une approche en chambre anéchoide associée à un système multi-émetteurs (Figure II.2-10). Cet axe de recherche a été abordé dans la thèse d'Alaa Choumane (2007-2011), et dans le cadre du projet Elopsys *LABSYS* en partenariat avec la société ANOVO (spécialisée en autres dans la qualification de téléphones mobiles).

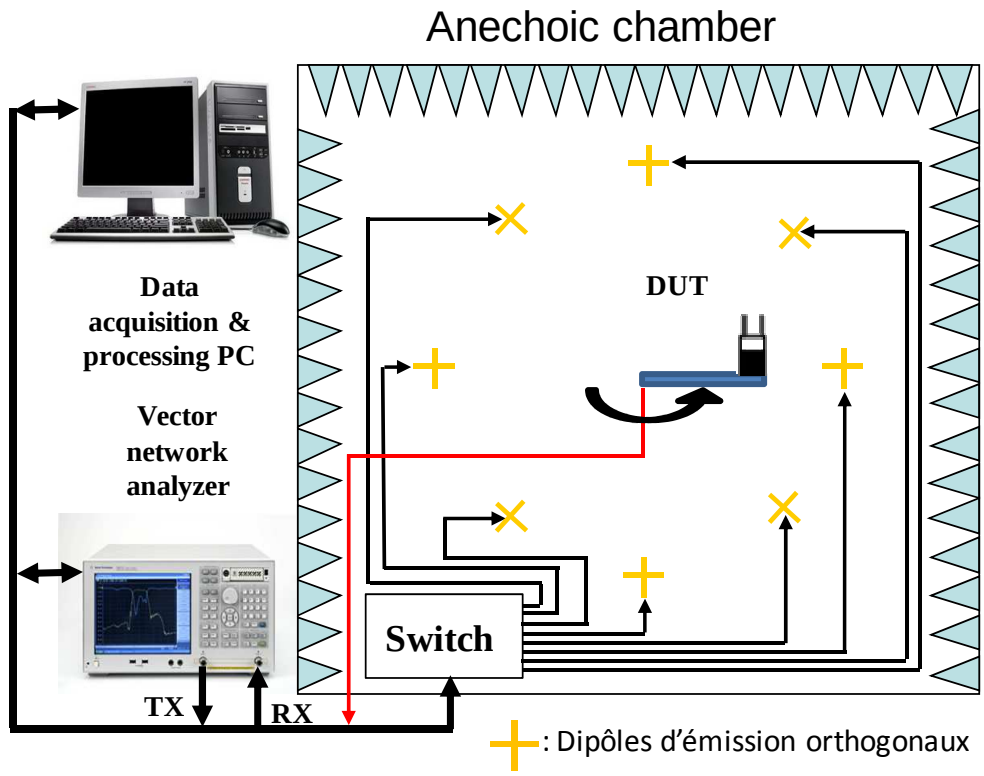

Figure II.2-10 : Système de mesure en chambre anéchoïde

Le principe général repose sur une méthode de pondération de la probabilité d'allumage des antennes d'émission (disposées en cercle dans le plan d'élévation) pour réaliser des distributions arbitraires d'angles d'arrivée en azimut et en élévation au niveau du dispositif sous test (DST). Ce dernier est positionné sur un moteur angulaire pas à pas pour une rotation dans le plan azimutal. De cette manière, une rotation complète revient à créer une répartition sphérique des antennes d'émission (Figure II.2-11).

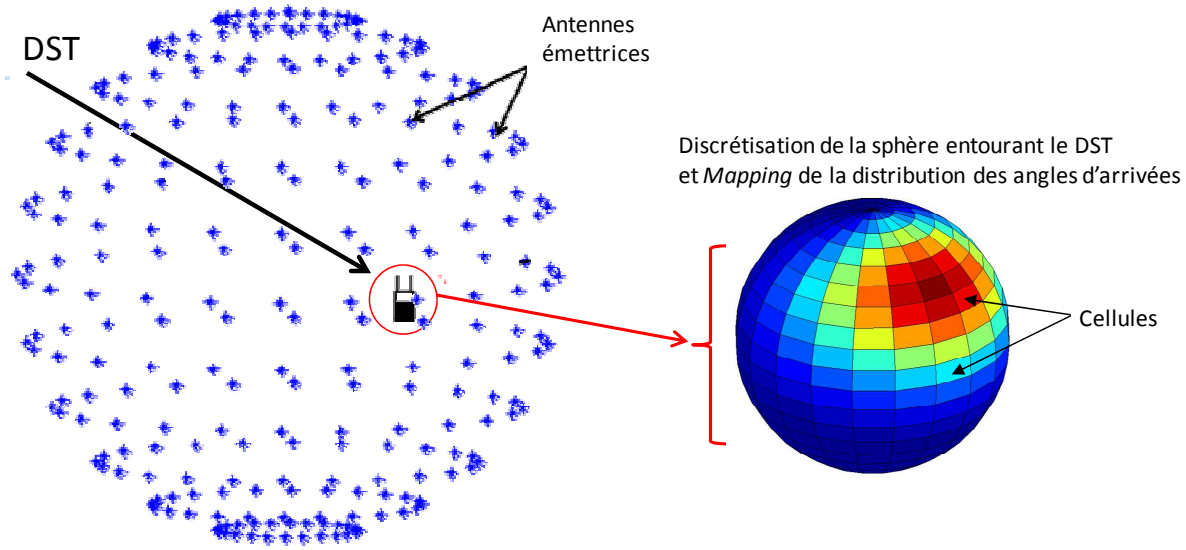

Figure II.2-11 : Principe de génération des angles d'arrivés

Pour simplifier la mise en œuvre expérimentale, aucun déphaseur n'est utilisé. Seul un commutateur permet de sélectionner l'antenne d'émission (ainsi que sa polarisation pour la gestion du taux de polarisation croisée du canal). Pour assurer une recombinaison de phase aléatoire au niveau du récepteur, celui-ci est déporté par rapport à l'axe de rotation.

Comme indiqué sur la Figure II.2-11, on discrétise une sphère virtuelle environnant le DST pour fixer la résolution angulaire du canal à émuler. Chaque cellule correspond alors à une probabilité d'angle d'arrivée définie en fonction de la densité de probabilité angulaire du modèle de canal choisi.

La technique consiste finalement à calculer la probabilité d'allumage des antennes (*P(ant)*) permettant de réaliser la probabilité prédéfinie « d'éclairage » de chaque cellule (*P(cell)*).
En considérant un total de *I* antennes, et de *NxM* cellules (azimut x élévation), les probabilités d'éclairage des cellules sont liées aux probabilités d'allumage des antennes par l'équation suivante :

$$\sum_{i=1}^{i=I} P\left(cell_{nm} \middle| ant_i\right) \cdot P\left(ant_i\right) = P\left(cell_{nm}\right) \qquad \textbf{II.2.2}$$

Avec $P\left(cell_{nm} \middle| ant_i\right)$ correspondant à la probabilité que la cellule *nm* soit éclairée sachant que l'antenne i est allumée.

Cette équation peut se mettre sous la forme matricielle ci-dessous :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P(cell_{11}|ant_1) & \dots & P(cell_{11}|ant_I) \\ \vdots & & \vdots \\ P(cell_{NM}|ant_1) & \cdots & P(cell_{NM}|ant_I) \end{bmatrix}}_{P} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P(ant_1) \\ \vdots \\ P(ant_I) \end{bmatrix}}_{A} = \underbrace{\begin{bmatrix} P(cell_{11}) \\ \vdots \\ P(cell_{NM}) \end{bmatrix}}_{H} \qquad \textbf{II.2.3}$$

La probabilité d'allumage des antennes (matrice [A]) peut donc être obtenue en résolvant ce système d'équations linéaires non carré (décomposition QR). Sachant que la matrice [H] correspond à la distribution du canal à émuler, et que [P] est construite au préalable par une simulation géométrique simple.

Cette méthode a été validée (Figure II.2-12) numériquement par des simulations en tracé de rayons reproduisant la plateforme expérimentale (rotation d'un récepteur sous test, allumage itératif des antennes avec les probabilités calculées, …).

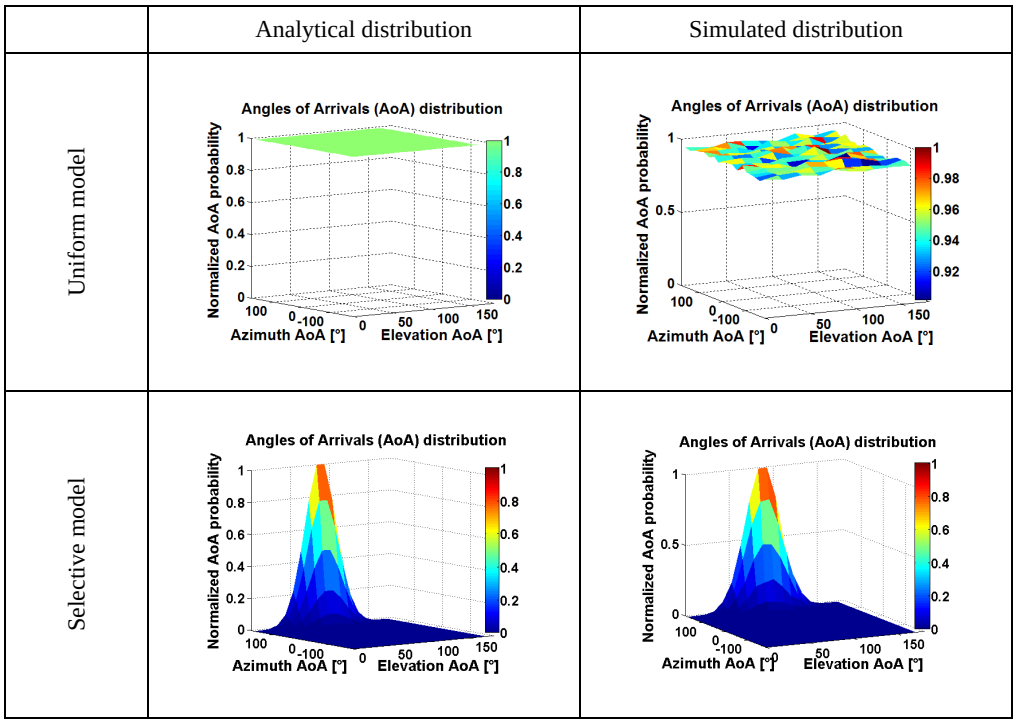

Figure II.2-12 : Validation numérique (tracé de rayon) de la méthode d'émulation de canal sur des distributions d'angles d'arrivés uniformes et gaussiennes.

Finalement, ce principe a été expérimenté dans la base *Stargate SG24* de la société Anovo Brive (Figure II.2-13). Les sondes de la base sont utilisées en émission et pilotées indépendamment grâce à un programme spécifiquement développé par SATIMO pour notre application. Durant sa thèse, Alaa Choumane a donc automatisé le système de mesure en pilotant l'analyseur de réseaux vectoriel, l'allumage des sondes et le positionnement du mât (notamment en élévation pour augmenter le nombre de sondes).

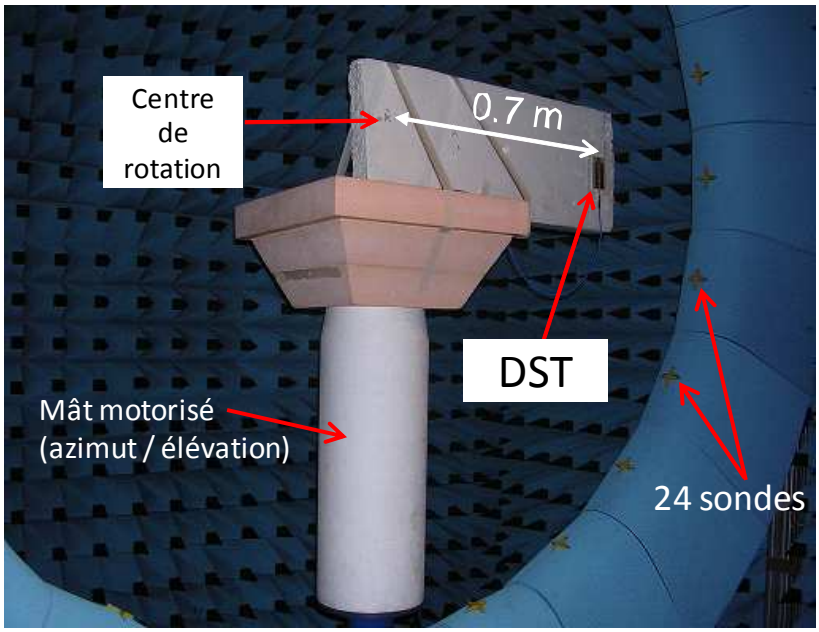

Figure II.2-13 : Emulation de canal en « Stargate SG24 »

Les campagnes de mesures ont montré que la méthode développée offre la possibilité de réaliser des mesures de diversité pour n'importe quel modèle d'angle d'arrivée avec un évanouissement de Rayleigh.

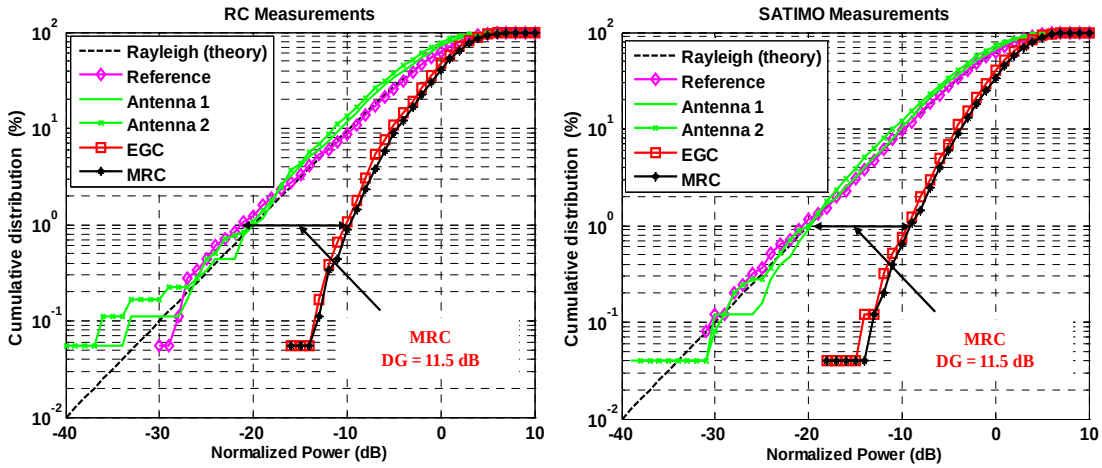

Figure II.2-14 : Mesure de diversité (monopôles imprimés) en canal isotrope - a) Chambre réverbérante - b) Stargate

A titre d'exemple, on peut noter sur la Figure II.2-14 la parfaite adéquation des résultats entre la mesure en chambre réverbérante et celle en Stargate avec l'émulation d'une distribution uniforme des angles d'incidence. La Figure II.2-15 compare les résultats de simulation et mesurés sur le même système à diversité, pour un canal gaussien en azimut et en élévation. La directivité du canal engendre, comme attendu, un déséquilibre entre les deux voies de réception (différence

significative du gain effectif moyen) et une augmentation du coefficient de corrélation, traduisant une diminution notable du gain de diversité.

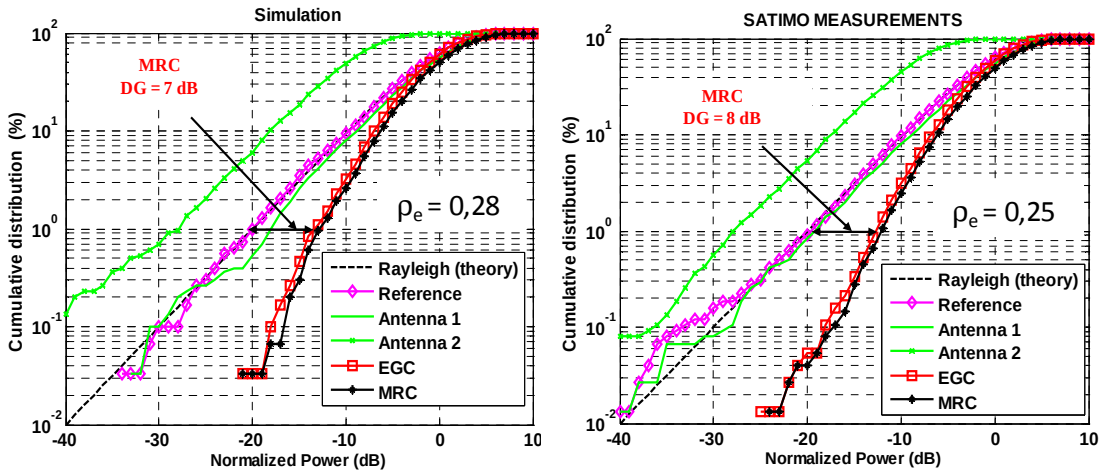

Figure II.2-15 : Mesure de diversité (monopôles imprimés) en canal gaussien - a) Simulations - b) Stargate

Les outils expérimentaux développés en chambre réverbérante ou anéchoïde offrent donc la possibilité d'émuler divers types de canaux radios bandes étroites pour l'étude d'antennes à diversité. Cependant, ces mesures passives permettent uniquement de caractériser les performances intrinsèques du système antennaire en considérant une estimation de canal parfaite (recombinaisons basées sur la mesure des paramètres S_{ij}).

Les mesures MIMO prennent finalement tout leur sens si l'on est capable d'intégrer la chaîne de transmission complète et les traitements numériques associés. On parle dans ce cas de mesures Actives qui sont décrites dans le paragraphe suivant.

II.2-2. Mesures actives de systèmes MIMO

Les mesures actives reposent sur la caractérisation complète d'une chaîne de transmission en reproduisant les distorsions du signal engendrées par les imperfections du canal. Contrairement aux mesures passives, il devient par exemple possible de prendre en considération les phénomènes d'interférences inter symboles (sélectivité fréquentielle), ou de qualifier des techniques MIMO plus complexes comme le codage spatio-temporel.

L'intérêt de cette approche est de pouvoir étudier finement les différents éléments du système, en considérant les antennes, mais aussi les traitements en bande de base (estimation de canal, synchronisation, égalisation, traitements MIMO, …). Les performances peuvent alors être analysées en termes d'EVM (Error Vector Magnitude), de rapport signal à bruit ou de taux d'erreurs.

II.2-2-a Plateforme active MIMO

Pour tester l'efficacité réelle des techniques multi-antennes, nous avons développé une plateforme expérimentale multivoies générique et évolutive qui intègre actuellement la plateforme PLATINOM d'XLIM. Les outils de test ainsi développés sont directement utilisables aussi bien en environnement réel (communications indoor, Outdoor to Indoor, ..) qu'en environnement maîtrisé (canal de transmission reproductible en chambre réverbérante). Les travaux autour de cet axe ont fait l'objet de la seconde partie de la thèse de Charles Tounou pour compléter les études passives en diversité d'antennes intégrées. Ils ont aussi été menés dans le cadre de la thèse d'Adil Belhouji (2006-2009) pour l'étude de systèmes MIMO sur le standard WiMax-OFDM (en collaboration avec Radiall-systems), et de la thèse de Nabil Arsalane (depuis 2010) pour l'émulation de Réponses impulsionnelles spécifiques dans un contexte LTE-4G.

Notons qu'à l'époque ou nous avons initié ces activités, la démarche était originale, puisqu'à notre connaissance peu de laboratoires travaillaient dans ce sens. On peut citer par exemple les travaux précurseurs de Kildal (2004) sur la mesure active des gains de diversité de terminaux DECT en CRBM [II.2-27], et ceux de Ferrara (2007) sur la mesure de taux d'erreurs binaire en GSM en fonction de l'étalement temporel d'une CRBM [II.2-28] en mode en SISO uniquement.

La plateforme mise en œuvre est donc basée sur une architecture PXI, sur deux châssis indépendants (émission / réception). La partie émission intègre quatre générateurs de signaux vectoriels (série 3000 d'Aeroflex) large bande (76MHz - 6GHz) pouvant fournir un niveau de puissance RF allant de -120dBm à +5dBm sur une bande passante de modulation de 36MHz. Le châssis de réception est composé de quatre numériseurs RF (330MHz - 6GHz) assurant une transposition en fréquence intermédiaire et la numérisation des signaux IQ démodulés avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 85 MHz.
Chaque châssis possède un contrôleur (PC intégré) pour le pilotage des instruments, la génération de trames du côté émission et le traitement des données reçues en réception.

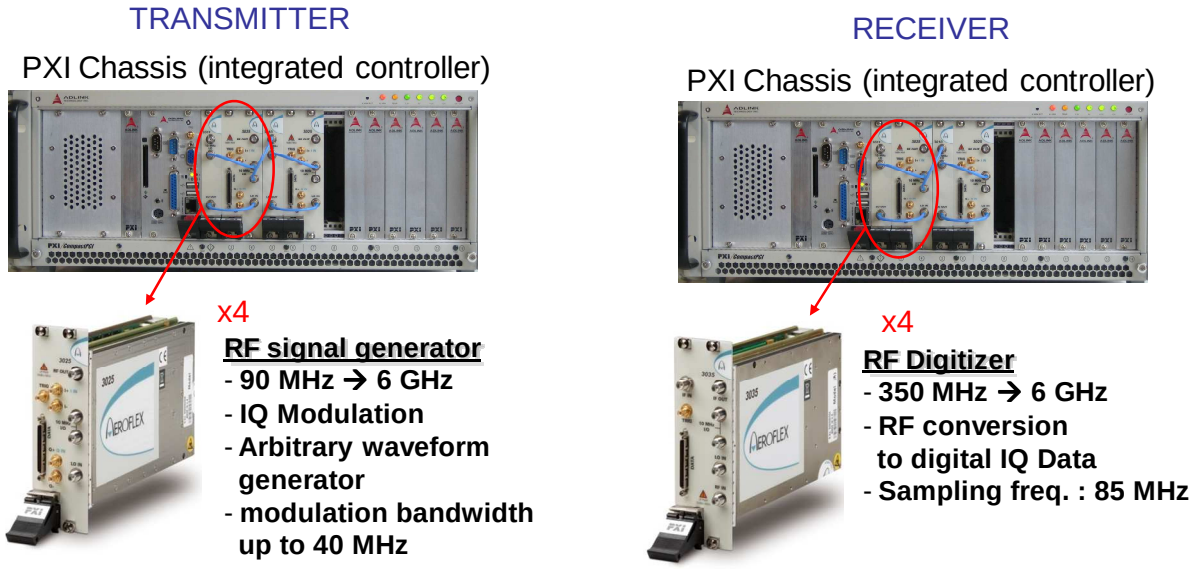

Figure II.2-16 : Plateforme MIMO 4 x 4

Pour la mise en forme des signaux et les traitements numériques en réception, nous avons choisi de développer des algorithmes sous matlab qui sont directement intégrés sur les contrôleurs

de chaque châssis. L'objectif est de pouvoir utiliser ces codes aussi bien en simulation qu'expérimentalement, sans aucune modification. La partie simulation permet de valider au préalable ces algorithmes, en prenant en compte les diagrammes d'antennes, les modèles de canaux ainsi que les imperfections RF selon une approche similaire à celle présentée précédemment sur la Figure II.2-2.

Les paragraphes suivants abordent les différentes études réalisées grâce à cette plateforme de mesure, qui se sont surtout concentrées sur l'émulation de canal en chambre réverbérante.

II.2-2-b Mesures de diversité en bande étroite

Pour l'étude de système SIMO (Figure II.2-17), une trame de données est transmise périodiquement. Cette trame est composée d'un préambule (connu du récepteur pour les phases de synchronisation), suivi de symboles utiles (pour le calcul du SNR et du taux d'erreurs). A la réception, les traitements numériques de synchronisations sont décomposés en plusieurs étapes identiques sur chaque voie :

- La synchronisation symboles qui consiste à détecter l'instant optimal de sous-échantillonnage (calcul de l'énergie maximale des échantillons)
- La synchronisation trame permettant de récupérer le début de trame, grâce à la corrélation du signal reçu avec le préambule connu.
- La synchronisation porteuse pour la correction du décalage fréquentiel (décalage Doppler, ou désynchronisation des oscillateurs locaux). Cette opération est réalisée simplement en estimant la dérive de phase entre les symboles reçus et connus du préambule.
- La correction des dés-appariements résiduels en amplitude et en phase des signaux IQ (grâce au préambule).

Les deux dernières étapes reviennent directement à estimer le canal pour une remise en phase sur chaque voie et l'application des algorithmes de recombinaisons (diversité).

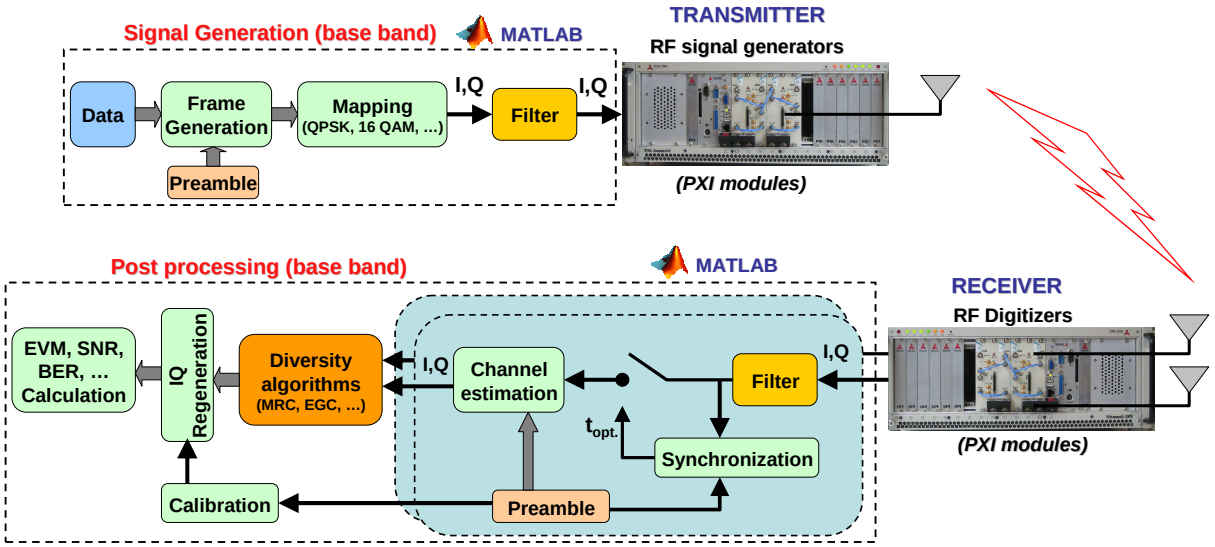

Figure II.2-17 : Synoptique du banc de test générique en configuration SIMO

Remarque : La sensibilité (réalisée en mode SISO câblé) de cette plateforme, atteint -83 dBm pour un taux d'erreurs de 10^{-3}, en modulation QPSK, avec un débit de 1Msymb/s, un facteur de sur-échantillonnage de 8 et un filtrage en racine de cosinus surélevé en émission et réception. Ceci

correspond à des pertes d'implémentation inferieur au dB sur le SNR obtenu par rapport à la réponse théorique (BER=f(SNR)), ce qui prouve l'efficacité de la technique adoptée.

Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à reproduire des mesures de diversité en CRBM avec les antennes développées précédemment (monopôles imprimés et PIFA tribande). L'analyse des gains de diversité peut donc être effectuée dans ce cas grâce au SNR réel du système. Celui-ci est calculé grâce à une mesure d'EVM (Error Vector Magnitude) selon l'expression suivante :

$$SNR = 20\log_{10}\left(\frac{1}{EVM_{rms}}\right) \qquad \textbf{II.2.4}$$

L'erreur vectoriel RMS (erreur entre les symboles mesurés et idéaux) étant calculée sur N symboles comme suit :

$$EVM_{rms} = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{r=1}^{N}\left|S_{idéal,r} - S_{mes,r}\right|^2}{\frac{1}{N}\sum_{r=1}^{N}\left|S_{idéal,r}\right|^2}\right]^{\frac{1}{2}} \qquad \textbf{II.2.5}$$

Pour comparer les gains de diversité actifs et passifs, il est nécessaire de s'affranchir de la sélectivité fréquentielle du canal et minimiser tout problème d'interférences entre symboles. Le choix d'un débit faible de 100 ksymb/s permet d'assurer une bande de cohérence du canal supérieure à celle du signal. De plus, aucun codage de canal n'est utilisé, afin d'obtenir les performances brutes du récepteur.

La Figure II.2-18 montre les résultats de mesures passives et actives (QPSK, 100 kSymb/s) de l'antenne PIFA tribande à 2,4 GHz. On retrouve des comportements similaires entre les deux types de mesures : performances identiques sur chaque antenne liée à l'isotropie du canal, ainsi qu'une distribution de Rayleigh. Par contre, on observe une différence plus marquée entre les gains de diversité EGC et MRC actifs, qui ne peut pas être mis en évidence sur des mesures passives. En effet en technique EGC (sommation équi-amplitude), le SNR résultant peut être nettement dégradé lorsque l'une des voies possède une SNR très faible par rapport à l'autre. En MRC le SNR total est toujours maximisé en réalisant un filtrage adapté spatial du canal.

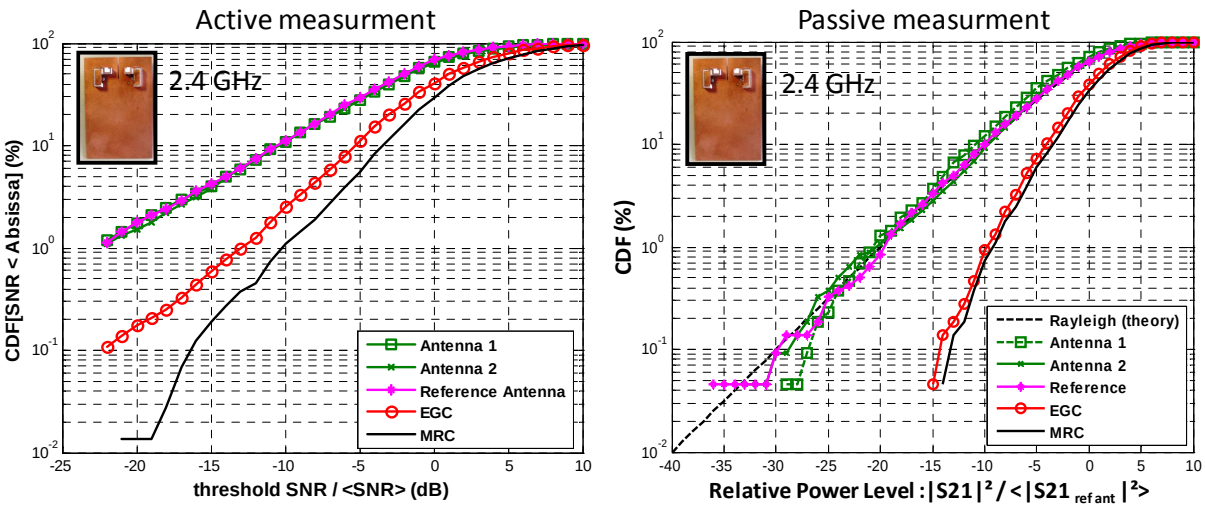

Figure II.2-18 : Comparaisons des mesures passives et active (QPSK, 100ksymb/s) en chambre réverbérante

Les mesures actives s'avèrent donc plus réalistes car elles permettent d'étudier simultanément l'aspect antennaire mais aussi les traitements numériques associés. Elles apportent de plus des métriques supplémentaires (SNR, BER) plus significatifs. Le tableau ci-dessous recense les performances générales mesurées du cas précédent. Le gain de diversité en MRC de l'ordre de 10 dB se traduit par une amélioration de quasiment 3 dB sur le SNR et d'une diminution du taux d'erreur binaire d'un facteur 50.

	Mean SNR (dB)	Bit Error Rate	Frame Error Eate	EDG (1%)
Reference	21	4.10^{-3}	3.10^{-2}	
EGC	23	4.10^{-4}	$3,5.10^{-3}$	7
MRC	23,8	1.10^{-4}	$1,3.10^{-3}$	10

Tableau II.2-2 : Performances générales de l'antenne PIFA en mesures actives CRBM à 2,4 GHz

II.2-2-c Emulation de canaux large bande

Par la suite, nous nous somme penchés sur l'étude de l'influence de canaux sélectifs en fréquence, et donc sur le contrôle de l'étalement temporel de la CRBM.
Certain chercheurs [II.2-29], [II.2-30], [II.2-31], se sont intéressés à cet aspect temporel et ont montré logiquement qu'il est possible de modifier la réponse d'une CRBM en modifiant sont facteur de qualité. La solution la plus évidente consiste à charger la chambre avec des matériaux absorbants.
L'étalement temporel RMS peut alors être exprimé simplement en fonction du facteur de qualité et de la fréquence de la manière suivante :

$$\tau_{rms} = \frac{Q_{total}}{2\pi f}. \qquad \text{II.2.6}$$

Pour mesurer l'étalement temporel moyen de la chambre en fonction de la quantité d'absorbants nous réalisons un sondage de canal pour chaque itération angulaire du brasseur. Les réponses impulsionnelles obtenues sont ensuite moyennées pour calculer l'étalement des retards en puissance (Power Delay Profil) résultants. Ce sondage de canal peut être effectué par corrélation de séquences PN (Pseudo Noise) transmises par la plateforme Aeroflex, ou bien par transformée de Fourier inverse du S21 mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

L'étalement RMS moyen est alors calculé selon la définition suivante:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum PDP.\tau^2}{\sum PDP} - \left(\frac{\sum PDP.\tau}{\sum PDP}\right)^2} \qquad \text{II.2.7}$$

Notons que pour des mesures comparatives, ce type d'expérimentations doit s'accompagner de certaines précautions sur les caractéristiques globales du canal émulé. En effet, le positionnement des matériaux absorbants doit être optimisé pour ne pas trop modifier l'isotropie moyenne, la distribution et l'écart type de l'amplitude du fading à puissance fixe.

La diminution relative de la puissance moyenne avec la quantité d'absorbant doit elle aussi être calibrée et pré-corrigée lors des mesures.

La Figure II.2-19 présente trois configurations de canaux émulés, ainsi que les gains de diversité obtenus (la bande passante du signal étant de 1Msymb/s). Notons que le profil des réponses temporel est en exponentielle décroissante (typique d'une cavité rectangulaire) qui correspond à la majorité des modèles de canaux.

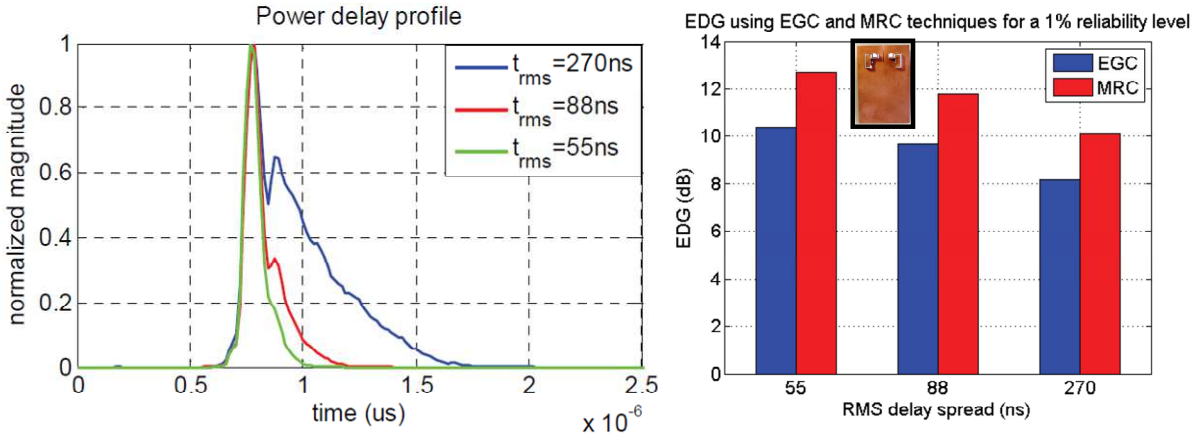

Figure II.2-19 : Contrôle de l'étalement temporel en chambre réverbérante, et gains de diversités résultants (pour l'antenne tribande PIFA à 3,5 GHz)

L'augmentation de la dispersion du canal s'accompagne d'une diminution logique du SNR (interférence inter symboles), et de l'écart entre les SNR de référence et recombinés. Ceci se traduit par une réduction sensible des gains de diversité.

Ces résultats sont bien entendu liés au fait que la diversité n'est utile que pour des canaux « plats », et ne permet pas de corriger les distorsions liées à des éclatements temporels trop élevés. L'apport des méthodes actives en CRBM développées ici est donc de pouvoir analyser la robustesse de techniques d'égalisation, ou multiporteuses généralement associées à la diversité en canal sélectif.

Ce point a d'ailleurs été traité pour la première fois en CRBM dans le cadre de la thèse d'Adil Belhouji (2006-2009) pour la qualification de systèmes OFDM. Il s'agissait d'une collaboration avec la société Radiall-Systems qui cherchait à développer des solutions WiMax en environnement Urbain et Sub-Urbain pour des communications Outdoor to Indoor. Adil Belhoudji a donc pu mettre en évidence les performances de transmissions WiMax-OFDM (Figure II.2-20), associée à des techniques MISO ou MIMO (Alamouti 2x1 ou 2x2) pour des canaux fortement sélectifs en fréquence. L'une des tâche préliminaire majeure de cette thèse a consisté à implémenter la couche physique *Downlink* WiMax sur la plateforme et développer les algorithmes de synchronisations en réception multivoies-OFDM (très sensibles au décalage de fréquence).

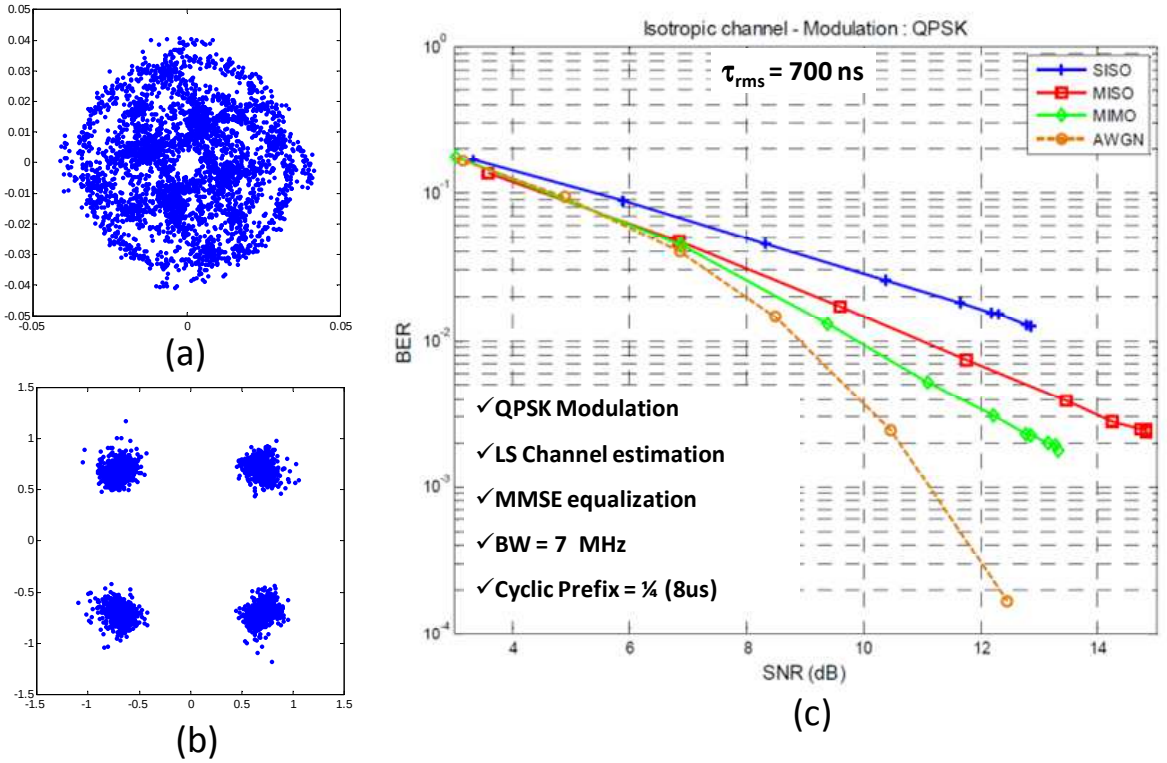

Figure II.2-20 : Reproduction des effets de la sélectivité du canal sur un système WiMax-OFDM à 3.4 GHz, (a) : symboles QPSK reçus avant égalisation, (b) : symboles après égalisation, (c) : mesure du BER en fonction du SNR (sans codage de canal) en mode SISO, MISO (Alamouti 2x1), et MIMO (Alamouti 4x4), et AWGN (mesure câblée).

II.2-2-d Techniques d'émulation de macro-trajets

Nos activités dans les domaines développés jusqu'ici nous ont permis de nouer des relations avec l'université de Carthagène (Espagne) et sa SpinOff EMITE en juin 2010 dans le cadre d'un programme «ELIARE NETWORK SUDOE» piloté par la région Limousin. Cette société qui réalise des chambres réverbérantes dédiées notamment à la mesure d'antennes MIMO souhaitait étendre ses compétences vers les expérimentations actives.
La thèse de Nabil Arsalane a donc été initiée (septembre 2010) en collaboration avec l'université de Carthagène sur des techniques d'émulation de canaux « multi-clusters » en CRBM. L'objectif était de générer de manière réaliste des environnements Micro-Urbain et Macro-Urbain pour étudier le comportement d'un système LTE associé à des techniques de diversité d'antennes en réception.

La plateforme expérimentale (Figure II.2-21) est basée autour d'une cellule réverbérante (ETS LINDGREN) possédant deux brasseurs rotatifs orthogonaux associée au banc Aeroflex pour L'émission et la démodulation des signaux LTE.
La solution adoptée pour générer les temps d'arrivé de macros-trajets (« clusters ») consiste à convoluer en bande de base le signal à émettre par la réponse impulsionnelle d'un modèle de canal prédéfini. La sortie RF de l'émetteur est connectée (via un diviseur) à deux cornets orientés vers chaque brasseur. L'étalement temporel intra-clusters est alors assuré par la chambre réverbérante, dont le facteur de qualité est modifié par des matériaux absorbants. La rotation des brasseurs permet, quand à elle, de simuler le déplacement du récepteur avec un fading de Rayleigh.

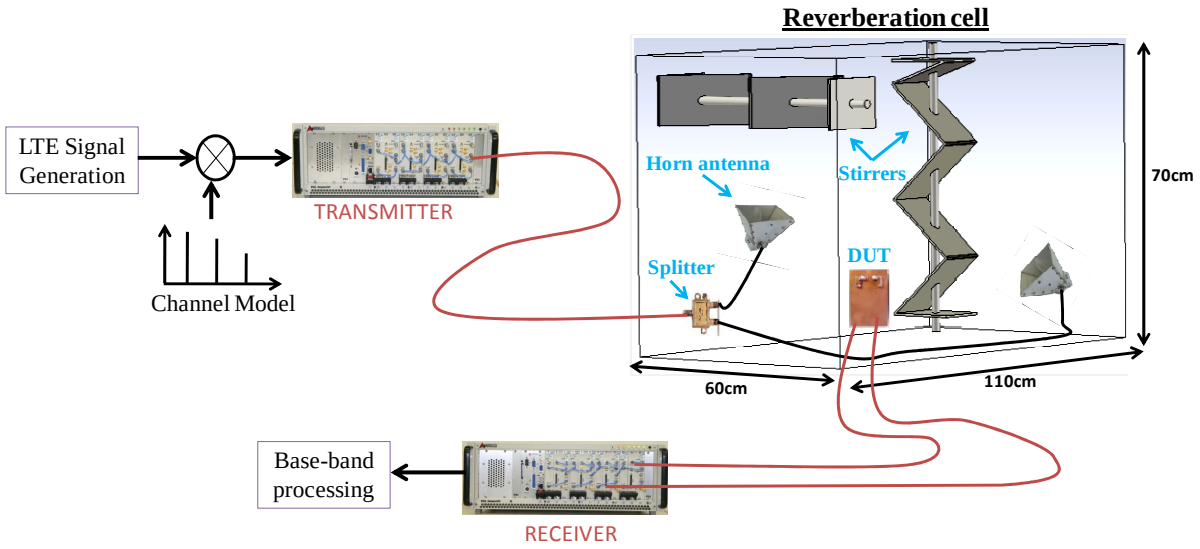

Figure II.2-21 : Emulation Multi-clusters en chambre réverbérante

Grâce à cette méthode, nous avons démontré la faisabilité d'émulation de modèles de canaux micro et macro urbains définis par le 3GPP. La Figure II.2-22 montre la comparaison entre le modèle macro urbain initial, et les résultats de mesures après sondage de canal pour un étalement intra-cluster fixé à 90 ns.

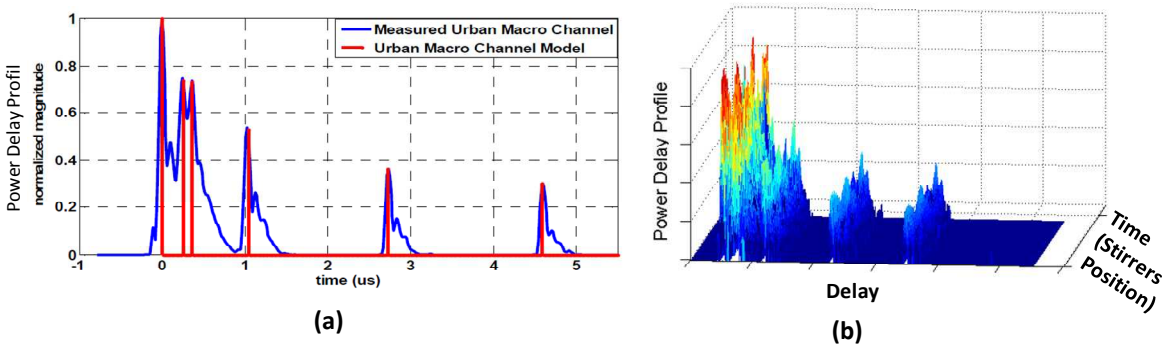

Figure II.2-22 : Exemple de génération d'un canal Macro-Urbain. (a) : comparaison entre le modèle 3GPP (rouge) et la mesure moyennée (bleu) pour un étalement intra cluster de 90 ns. (b) : Réponses instantanée mesurées en fonction du délai et de la position du brasseur.

L'apport des techniques de recombinaison MRC a donc pu être analysé sur une transmission LTE-OFDM en voie descendante, dans des configurations de canaux mono-cluster (un trajet, τ_{rms}=90ns), micro-urbain (étalement de 1 us), et macro-urbain (étalement de 4,6 us). Le mode de transmission implémenté sur le banc de mesures reproduit les spécifications de la couche physique du standard LTE. Le choix s'est porté sur une modulation 64 QAM avec une bande de 5MHZ autour d'une fréquence porteuse de 2.35 GHz.

La Figure II.2-23 (a) présente la comparaison des CDF de la puissance moyenne du signal après démodulation, pour les trois configurations de canaux. On peut remarquer, que malgré l'égalisation, la probabilité d'obtenir une puissance faible augmente avec l'étalement temporel du

canal. Ceci est dû au fait que chaque sous porteuse du signal OFDM subit des évanouissements plus marqués avec l'augmentation de cet étalement. La distribution de puissance à une fréquence particulière du spectre (une sous-porteuse bande étroite) correspond effectivement à celle de Rayleigh. On peut d'ailleurs vérifier que le SNR moyen mesuré passe de 26 dB en configuration mono-cluster à 8 dB pour le cas micro-urbain et 6,5 dB en macro-urbain.

La diversité de réception est donc tout à fait pertinente dans ce contexte. Comme le montre la Figure II.2-23 (b), le gain de diversité en recombinaison MRC sur 2 antennes augmente de manière significative avec la sélectivité du canal (notons que les coefficients de corrélation des évanouissements sur chaque voie restent inférieurs à 0,3 dans chaque cas, et n'influent donc pas sur les performances obtenues).

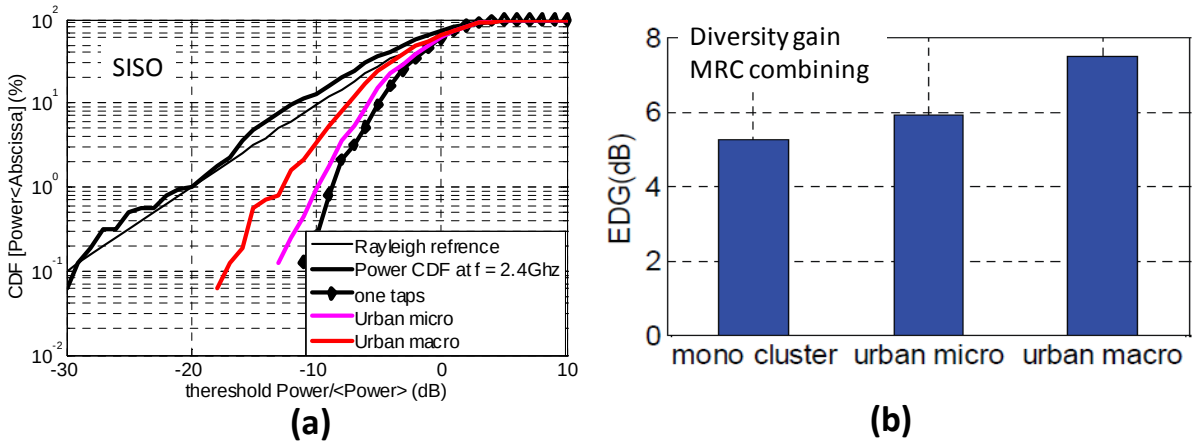

Figure II.2-23 : Mesures de transmissions LTE 64 QAM – 5MHz pour différents modèles de canaux. (a) : distribution des puissances moyennes, (b) : gains de diversité effectif en recombinaison MRC (1x2).

II.2-3. Conclusion

Cet axe de recherche débuté fin 2005 a initié les premières activités de l'équipe « réseaux sans fil » que j'anime au sein du département OSA d'XLIM. Dans un premier temps, les études se sont focalisées sur l'analyse des performances de systèmes à diversité d'antenne, qui constituait une continuité de mes activités sur les antennes intégrées. Le développement d'outils de simulations intégrant les antennes, le canal et les techniques de traitement numériques nous a permis de considérer l'ensemble des paramètres influant sur les performances en diversité, et de proposer des solutions antennaires optimisées en termes de gain de diversité et de compacité.

Les orientations prisent par la suite se sont rapidement tournées vers l'aspect expérimental, qui restait peu développé à l'époque par la communauté scientifique. L'objectif consistait à émuler un canal de propagation maîtrisé, pour les qualifications passives ou actives des performances de systèmes multi-antennes en chambre réverbérante ou anéchoïde. Les mesures passives permettent de caractériser les performances intrinsèques d'un système antennaire à diversité en fonction des conditions de fading. A travers la thèse de Charles Tounou, nous avons pu réaliser ce type de mesures en chambre réverbérante, qui offre la possibilité de générer un canal de référence isotrope avec une distribution des évanouissements de Rayleigh. Cette première approche expérimentale a notamment confirmé les résultats de simulations obtenus précédemment. Pour la gestion des angles

d'arrivée, nous avons travaillé, dans le cadre de la thèse de Alaa Choumane, et en partenariat avec Anovo (projet Elopsys LABSYS) sur le développement d'une méthode de synthèse spatiale de canal dynamique, en utilisant une base de mesure multi-capteurs (« Stargate » Satimo).

Pour étendre les possibilités de caractérisation, en considérant l'intégralité de la chaîne de transmission, nos études se sont focalisées vers la mise en oeuvre d'un banc de caractérisation actif multivoies. Ce banc, qui intègre la plateforme PLATINUM d'XLIM, a pour but d'analyser n'importe quel système de transmissions sans fil adaptées aux techniques multi-antennes. Les outils de test ainsi développés sont directement utilisables aussi bien en environnement réel, qu'en environnement maîtrisé. Ce dernier point rend possible la caractérisation et la comparaison de différents systèmes MIMO soumis aux mêmes contraintes de propagation électromagnétique.

Dans la continuité de la Thèse de Charles Tounou, nous avons pu réaliser les premières mesures de gain de diversité actif en canal isotrope. Ces travaux ont été étendus dans la thèse d'Adil Belhoudji à la caractérisation de systèmes WiMax-MIMO en CRBM, et la thèse de Nabil Arsalane sur l'émulation de canaux « multi-cluster » dans un contexte LTE.

Finalement, ces derniers travaux ont fait l'objet, en partenariat avec la société espagnole EMITE, de contributions aux groupes de travaux du CTIA (Cellular Telecommunication Industry Association) et du 3GPP, chargés de standardiser la qualification de terminaux 4G multi-antennes. Ces contributions avaient pour objectifs de démontrer les possibilités offertes par les CRBM pour l'émulation rigoureuse de canaux radio. La continuité logique de ces travaux concerne donc l'analyse temps réel de la sensibilité de terminaux 4G en canal maîtrisé : Mesures « Over the Air » (OTA), actuellement en cours de standardisation. Ces orientations seront évoquées dans la partie « perspectives » de ce document.

II.2-4. Références

[II.2-1] G. J. Foschini, Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas , Bell Labs Technical Journal, Vol. 1,

[II.2-2] No. 2, Autumn 1996, pp 41-59.Alamouti, S., "A simple transmit diversity technique for wireless communications," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on , vol.16, no.8, pp.1451,1458, Oct 1998

[II.2-3] Brennan, D. G., "Linear Diversity Combining Techniques," Proceedings of the IRE , vol.47, no.6, pp.1075,1102, June 1959

[II.2-4] W. Stone, "Handset Antennas for Mobile Communications: Integration, Diversity, and Performance", Review of Radio Science 1996-1999, Wiley-IEEE Press, p. 119 – 137, 1999

[II.2-5] R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception", Bell Syst. Tech. J., pp.957-1000, Jult-Aug. 1969.

[II.2-6] Derneryd, A.; Kristensson, G., "Antenna signal correlation and its relation to the impedance matrix," Electronics Letters , vol.40, no.7, pp.401,402, 1 April 2004

[II.2-7] A. Khaleghi "Diversity techniques with parallel dipole antennas: radiation pattern analysis", Progress In Electromagn. Res., PIER 64, pp.23 -42 2006

[II.2-8] G. Chi, B. Li and D. Qi, "A Dual-Frequency Antenna Fed by CPW", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1B, July 2005

[II.2-9] Y. Ge, K. P. Esselle and T. S. Bird, “Compact Diversity Antenna for Wireless Devices”, IEE Electronics Letters, vol. 41, n° 2, Jan. 2005

[II.2-10] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine and H. Shoki, “A Method to Improve the Correlation Coefficient and the Mutual Coupling for Diversity Antenna”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1A, July 2005

[II.2-11] G. A. Mavridis, J. N. Sahalos and M. T. Chryssomalis, “Spatial Diversity Twobranch for Wireless Devices”, IEE Electronics Letters, vol. 42, n° 5, Mar. 2006

[II.2-12] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, “Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, n° 11, Nov. 2006

[II.2-13] L. Rudant and C. Delaveaud, “Heterogeneous Combination for Compact Integrated Diversity Multi Antenna System”, EUCAP 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Nov. 2007

[II.2-14] G. Freyer and M. Slocum, Handouts from Reverberation chambers, Theory/experiment, Short curse, arranged by EMC Services and Bofors Missiles, Karlskoga, Sweden, Aug. 1999.

[II.2-15] J.G. Kostas and B. Boverie, Statistical model for a mode-stirred chamber, IEEE Trans Electromag Compat 33 (1991), 366-370.

[II.2-16] Hill, D.A., "Probability Density Function of Power Received in a Reverberation Chamber," Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.50, no.4, pp.1019,1019, Nov. 2008

[II.2-17] D.A. Hill, Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers, IEEE Trans Electromag Compat 40 (1998), 209-216.

[II.2-18] Rosengren, K. and Kildal, P.-S. (2001), Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for the characterization of antennas in a multipath environment. Microw. Opt. Technol. Lett., 30: 386–391. 2001

[II.2-19] P. Hallbjörner and K. Madsén, “Terminal Antenna Diversity Characterisation using Mode Stirred Chamber”, Electronics Letters, Vol.37, No.5, 1st March 2001.

[II.2-20] Kildal, P.-S., Rosengren, K., Byun, J. and Lee, J, “Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber.” Microw. Opt. Technol. Lett., 34: 56–59. 2002

[II.2-21] Kildal, P- S.; Rosengren, K., "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber," Communications Magazine, IEEE , vol.42, no.12, pp.104,112, Dec. 2004

[II.2-22] Holloway, C.L.; Hill, D.A.; Ladbury, J.M.; Wilson, P.F.; Koepke, G.; Coder, J., "On the Use of Reverberation Chambers to Simulate a Rician Radio Environment for the Testing of Wireless Devices," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.54, no.11, pp.3167,3177, Nov. 2006

[II.2-23] Lemoine, C.; Amador, E.; Besnier, P., "On the K-Factor Estimation for Rician Channel Simulated in Reverberation Chamber," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.59, no.3, pp.1003,1012, March 2011

[II.2-24] Sanchez-Heredia, J.D.; Gruden, M.; Valenzuela-Valdes, J.F.; Sanchez-Hernandez, D.A., "Sample-Selection Method for Arbitrary Fading Emulation Using Mode-Stirred Chambers," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.9, no., pp.409,412, 2010

[II.2-25] Valenzuela-Valdes, J.F.; Martinez-Gonzalez, A.M.; Sanchez-Hernandez, D.A., "Emulation of MIMO Nonisotropic Fading Environments With Reverberation Chambers," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.7, no., pp.325,328, 2008

[II.2-26] Cozza, A., "Emulating an Anechoic Environment in a Wave-Diffusive Medium Through an Extended Time-Reversal Approach," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.8, pp.3838,3852, Aug. 2012

[II.2-27] Bourhis, R.; Orlenius, C.; Nilsson, G.; Jinstrand, S.; Kildal, P- S., "Measurements of realized diversity gain of active DECT phones and base-stations in a reverberation chamber," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE , vol.1, no., pp.715,718 Vol.1, 20-25 June 2004

[II.2-28] Ferrara, G.; Migliaccio, M.; Sorrentino, A., "Characterization of GSM Non-Line-of-Sight Propagation Channels Generated in a Reverberating Chamber by Using Bit Error Rates," Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.49, no.3, pp.467,473, Aug. 2007

[II.2-29] Delangre, O.; De Doncker, P.; Lienard, M.; Degauque, P., "Delay spread and coherence bandwidth in reverberation chamber," Electronics Letters , vol.44, no.5, pp.328,329, Feb. 28 2008

[II.2-30] Xiaoming Chen; Kildal, P- S.; Orlenius, C.; Carlsson, J., "Channel Sounding of Loaded Reverberation Chamber for Over-the-Air Testing of Wireless Devices: Coherence Bandwidth Versus Average Mode Bandwidth and Delay Spread," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.8, no., pp.678,681, 2009

[II.2-31] Genender, E.; Holloway, C.L.; Remley, K.A.; Ladbury, J.M.; Koepke, G.; Garbe, H., "Simulating the Multipath Channel With a Reverberation Chamber: Application to Bit Error Rate Measurements," Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.52, no.4, pp.766,777, Nov. 2010

II.3. *Sondage de canal*

La connaissance du canal est essentielle pour dimensionner un système de communication ou optimiser les algorithmes de traitements numériques des signaux [II.3-1]. Les modèles de canaux étudiés par la communauté scientifique (et notamment les actions COST [II.3-2]) peuvent être utilisés pour optimiser les couvertures radio (modèles d'atténuations « bande étroite » empiriques ou physiques pour du déploiement réseau), ou pour réaliser des simulations de performances de systèmes de transmissions. Dans ce dernier cas il est nécessaire de connaître la réponse impulsionnelle du canal (canal « large bande » : sélectif en fréquence).

Les modèles les plus complets sont basés sur la réponse spatio-temporelle du canal (modèles large bande couplés à l'analyse des directions d'arrivée), qui permettent de prendre en compte le diagramme de rayonnement des antennes et qui sont plus adaptés à l'étude des systèmes MIMO. En général, les simulations systèmes utilisent des modèles géométriques statistiques qui génèrent une infinité de réponses stationnaires. La couche statistique peut par exemple correspondre à une loi de distribution des atténuations des trajets (typiquement Rayleigh ou Rice).

Pour l'établissement de ces modèles, la caractérisation initiale du canal peut être réalisée expérimentalement par la mise en œuvre de sondeurs de canaux. La mesure des réponses impulsionnelles est généralement bien maîtrisée (balayage de fréquences [II.3-3], corrélation glissante [II.3-4]), par contre l'estimation des angles d'arrivée reste plus délicate.

Dans la littérature (Figure II.3-1), Les mesures d'angles d'arrivée sont réalisées grâce à des techniques de goniométrie mettant en œuvre des réseaux de capteurs [II.3-5]. Par conséquent un sondeur de canal dédié à la modélisation spatio-temporelle doit être capable de mesurer plusieurs canaux simultanément. Cela supposerait d'inclure plusieurs chaînes RF. Le coût d'une telle solution est dissuasif car le nombre de capteurs peut être élevé. La solution la plus classiquement adoptée est la commutation ultrarapide grâce à des commutateurs électroniques. Cependant, les antennes multi-capteurs sont complexes à réaliser. Une solution alternative consiste à déplacer une antenne sur un rail afin de former virtuellement le réseau [II.3-6] et réaliser une formation de faisceau numérique. Cette solution est plus souple à mettre en œuvre mais augmente le temps de la mesure.

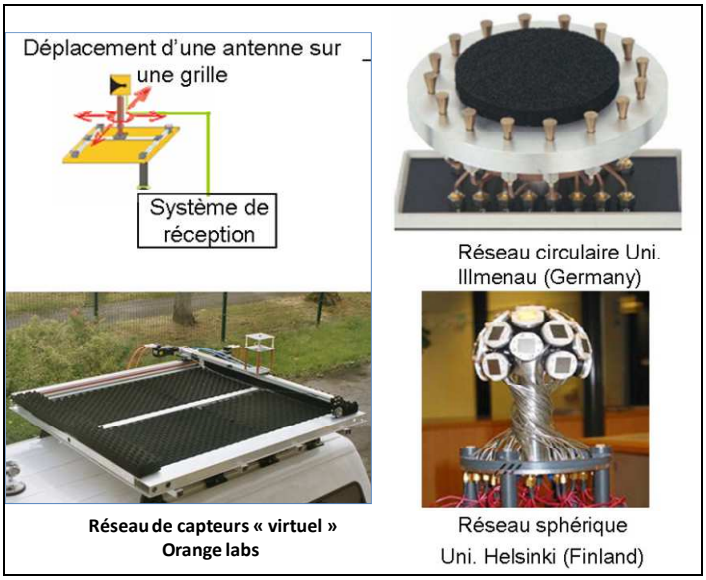

Figure II.3-1 : Exemple de sondeurs spatiaux basés sur des réseaux de capteurs virtuels, circulaires ou sphériques.

A partir des signaux mesurés sur un réseau de capteurs, il existe plusieurs méthodes qui traitent les problèmes de localisation de sources (directions d'arrivée). Les premières concernent les techniques de formation de faisceau numériques [II.3-7], mais qui sont limités en résolution et en rapport signal à bruit. D'autres techniques bien connues, telles que MUSIC [II.3-8] et ESPRIT [II.3-9], dites à haute résolution, sont largement utilisées pour le sondage de canal. Cependant, les sources à détecter doivent être décorrélées, et leur nombre doit être inférieur au nombre de capteurs. Cette dernière hypothèse reste difficile à respecter dans un environnement fortement multi-trajets de type INDOOR par exemple.

Dans le but de s'affranchir de ces différentes contraintes, nous avons développé (dans le cadre de la thèse d'Oussama AKHDAR : 2006-2009) une méthode innovante basée sur une technique de rotation d'antenne. Elle consiste à effectuer une déconvolution entre le diagramme de rayonnement complexe de l'antenne de réception et le signal mesuré lors de la rotation de l'antenne. Cette technique, associée à un algorithme débruitage spécifique (CLEAN), permet d'obtenir des résolutions nettement supérieures à l'angle d'ouverture du diagramme de l'antenne utilisée pour le sondage. Néanmoins, elle nécessite que le canal reste statique lors d'une rotation compète.

Ce travail a pu s'intégrer dans le cadre de deux projets collaboratifs. Le premier (projet SYSMART du pôle de compétitivité ELOPSYS portait sur l'étude des réseaux WiMax à 3,5 GHz, utilisant des systèmes à diversité d'antennes, dans un contexte « Outdoor » vers « Indoor ». Le deuxième (projet ANR ORIANA) concernait l'étude de relais coopératifs dans les bandes WiMax dans ce même contexte de pénétration à l'intérieur des bâtiments. A l'époque, les modèles de canaux « outdoor to indoor » étaient peu répandus à cette fréquence. La finalité était donc de proposer des modèles de cannaux « large bande » (réponse impulsionnelle en fonction de l'angle d'arrivé) pour alimenter les simulateurs réalistes de transmission WiMax développés dans le cadre des ces deux projets.

II.3-1. Méthode de sondage spatial du canal par déconvolution

En effectuant une rotation de l'antenne de réception d'un angle dans le plan azimutal, la tension normalisée mesurée s'écrit sous la forme du produit de convolution suivant :

$$V(\alpha) = \int_0^{2\pi} G(\alpha - \varphi) AOA(\varphi) d\varphi, \qquad \textbf{II.3.1}$$

soit : $V(\alpha) = G(\alpha) \otimes AOA(\alpha)$ **II.3.2**

Où G(φ) représente le diagramme de rayonnement complexe en champ de l'antenne en fonction de l'angle azimutal φ, et AOA(φ) les ondes planes incidentes sur cette antenne de réception dans le plan azimutal (AOA : Angle Of Arrival).

Le but de la rotation est de couvrir l'ensemble de l'espace angulaire en azimut. Afin de respecter les conditions d'échantillonnage de Shannon α doit être inférieur ou égal à la moitié de la résolution angulaire de l'antenne (angle d'ouverture à -3 dB).

Mathématiquement, la distribution angulaire des angles d'arrivés peut être déterminée simplement par l'opération suivante :

$$AOA(\alpha) = TF^{-1}\left(\frac{TF(V(\alpha))}{TF(G(\alpha))}\right). \qquad \textbf{II.3.3}$$

Bien entendu, cette opération ne sera uniquement réalisable que si le spectre du diagramme de rayonnement est infini (ce qui revient à considérer un diagramme de rayonnement sous la forme d'un Dirac). La tension reçue doit donc être filtrée au préalable pour minimiser le bruit après transformée de Fourier inverse. Typiquement une fenêtre dans le domaine des fréquences angulaires est appliquée sur la transformée de Fourier du signal mesuré. Ce fenêtrage revient à annuler les valeurs situées en dessous d'un seuil fixé par la sensibilité des équipements de mesure.

La réponse des angles d'arrivée présente donc des lobes secondaires importants en fonction du fenêtrage appliqué, et une résolution dépendante du diagramme de rayonnement de l'antenne.

L'objectif a donc été ici de proposer une technique originale permettant de « nettoyer » la réponse des angles d'arrivée des lobes parasites, tout en améliorant fortement la résolution intrinsèque du système.

L'élimination des lobes parasites présents dans le signal *AOA* revient à un problème d'extraction de sources existantes dans ce signal. Ce point de vue, a orienté nos recherches vers les méthodes de reconstruction d'images utilisées en astronomie. En effet, les images formées par les interféromètres sont obtenues en appliquant une transformée de Fourier inverse sur les données observées. Ces images souvent dégradées, ne peuvent pas fournir toutes les données nécessaires concernant l'objet recherché. Cet objet est un ensemble des points brillants souvent appelés points sources. L'extraction de ces sources constitue l'une des étapes essentielles de l'analyse des images en astronomie optique.

La méthode CLEAN, proposée pour la première fois par Högbom en 1974 [II.3-10], est l'une des méthodes les plus populaire pour ces applications. Elle s'appuie sur l'*a priori* que la scène astronomique à reconstruire est essentiellement un ensemble de points sources discrets. L'algorithme CLEAN a depuis été repris par d'autres chercheurs, pour la caractérisation de canaux Ultra large bande [II.3-11]. Nous avons donc appliqué cette méthode à notre contexte pour extraire les angles d'arrivé du canal.

Globalement, l'algorithme développé (Figure II.3-2) consiste à effectuer une recherche itérative des maximums dans la réponse des angles d'arrivées. Il suppose, pour chaque itération, que le signal AOA(α) obtenue par transformée de Fourier inverse est constitué d'une unique source (un angle d'arrivée). On extrait progressivement la contribution de ces maximums, tout en construisant une répartition finale des angles d'arrivées. L'algorithme prend fin dès que la contribution des différentes sources identifiées permettent de reconstituer la tension initialement mesurée expérimentalement par rotation de l'antenne (la répartition obtenue ne contient alors que des angles d'arrivée réels). Le détail de la méthode a été publié dans [R6].

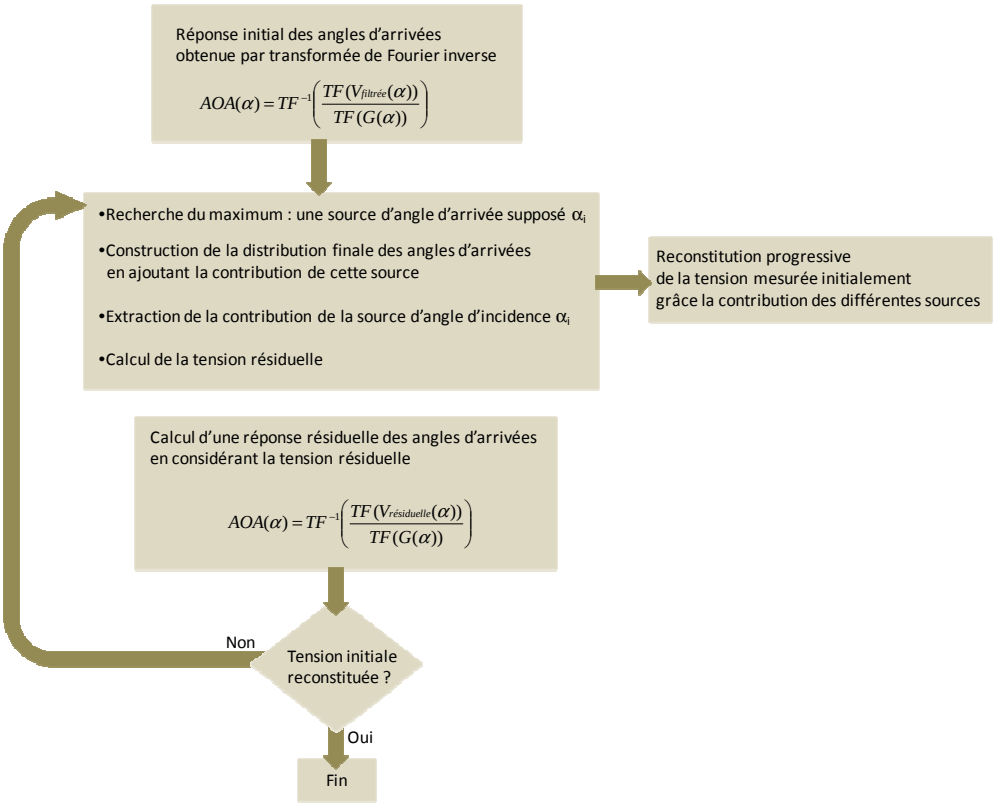

Figure II.3-2 : Synoptique de l'algorithme CLEAN pour la recherche des angles d'arrivée

Cette méthode a été validée dans un premier temps en chambre anéchoïde (Figure II.3-3), en utilisant une simple antenne patch en réception, éclairée par 3 sources possédant des gains différents.

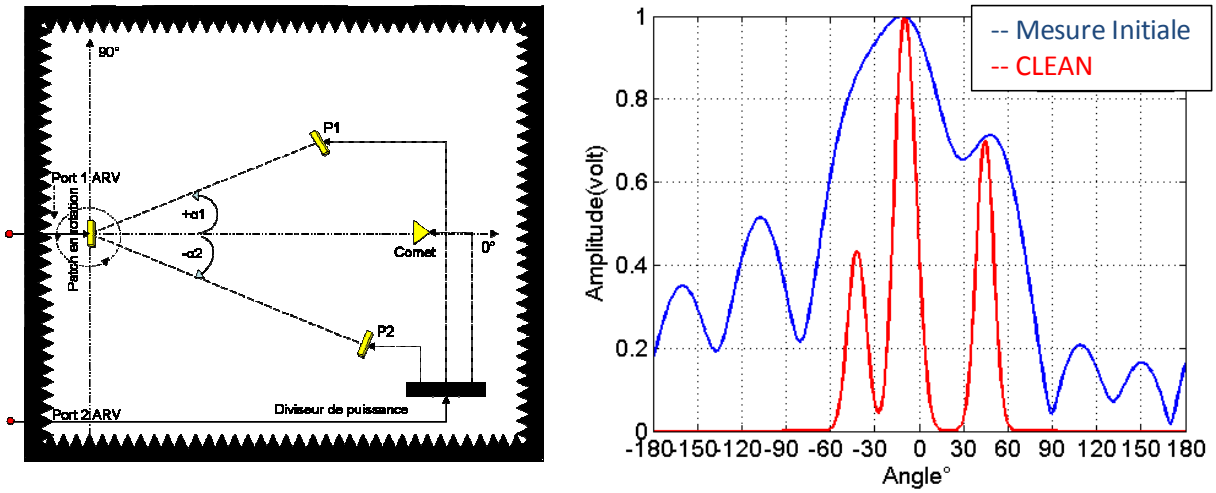

Figure II.3-3 : Résultats de mesure en chambre anéchoïde pou la détection de 3 directions d'arrivée

Les résultats de la Figure II.3-3 montrent la réponse initialement obtenue par transformée de Fourier inverse, où l'on peut noter le manque de résolution et l'apparition de lobes secondaires

parasites dus au filtrage. Les imperfections du résultat brut sont alors entièrement gommées grâce au traitement CLEAN qui permet d'extraire les 3 sources avec une bonne précision angulaire.

En ce qui concerne les performances de cette méthode, elles ont été déterminées en termes d'erreur angulaire et de pouvoir séparateur en fonction de l'angle d'ouverture de l'antenne et du SNR sur le signal mesuré.

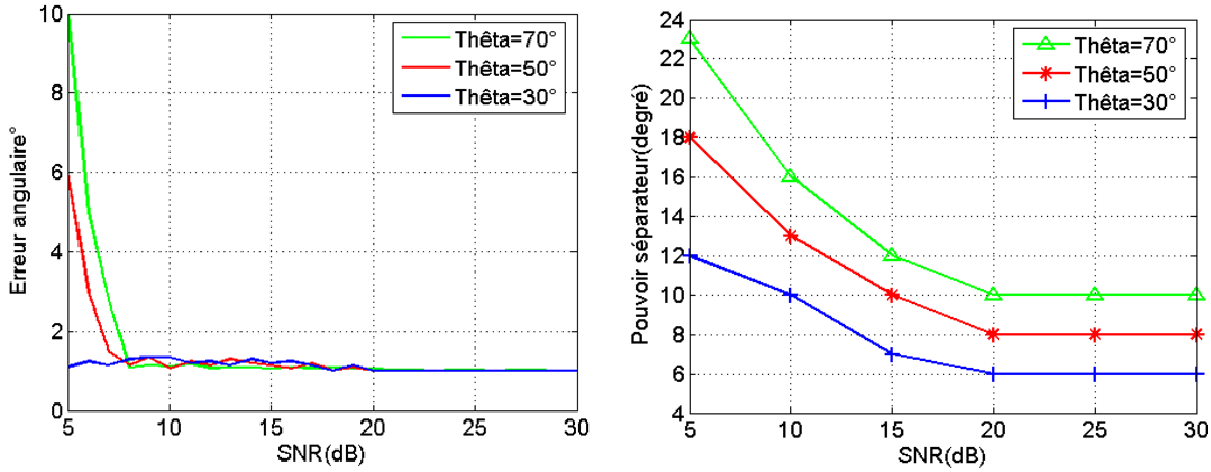

Figure II.3-4 : Erreur angulaire et pouvoir de séparation simulés

On peut noter que pour des SNR supérieurs à 8 dB, l'erreur angulaire est de l'ordre de 1°, et ce quel que soit l'ouverture du diagramme de l'antenne. La précision du système n'est donc dépendante de l'ouverture du diagramme que pour des SNR faibles. Le pouvoir séparateur montre la capacité de la méthode à discriminer deux sources. Cette discrimination reste dépendante de l'antenne utilisée, mais avec une nette amélioration de la résolution. Pour des SNR supérieurs à 20 dB, Il est en effet possible de distinguer 2 sources séparées de 10° avec une antenne possédant un angle d'ouverture 7 fois plus large.

Un autre avantage de la méthode CLEAN, est qu'elle donne une information assez précise sur l'amplitude des angles d'arrivée. L'erreur sur les amplitudes ne dépasse pas 10% pour des SNR supérieurs à 7 dB, quel que soit l'angle d'ouverture de l'antenne.

II.3-2. Sondeur spatio-temporel

Pour la mesure de canal en environnement réaliste, nous avons développé un sondeur spatio-temporel, combinant la méthode CLEAN pour l'extraction des angles d'arrivée et une méthode classique de corrélation pour la détermination des délais dans le domaine temporel.

Le sondeur comprend un générateur de signaux vectoriels pour la transmission (modulation BPSK) de séquences PN (Pseudo-Noise) orthogonales. En réception, la caractérisation du canal est réalisée sur une plateforme PXI (Figure II.3-5) comprenant deux numériseurs RF assurant la transposition du signal reçu et la démodulation IQ. La partie soft de la plateforme a été automatisée sous Matlab, pour le pilotage des instruments, la rotation du moteur, ainsi que l'acquisition et le traitement numérique des données.

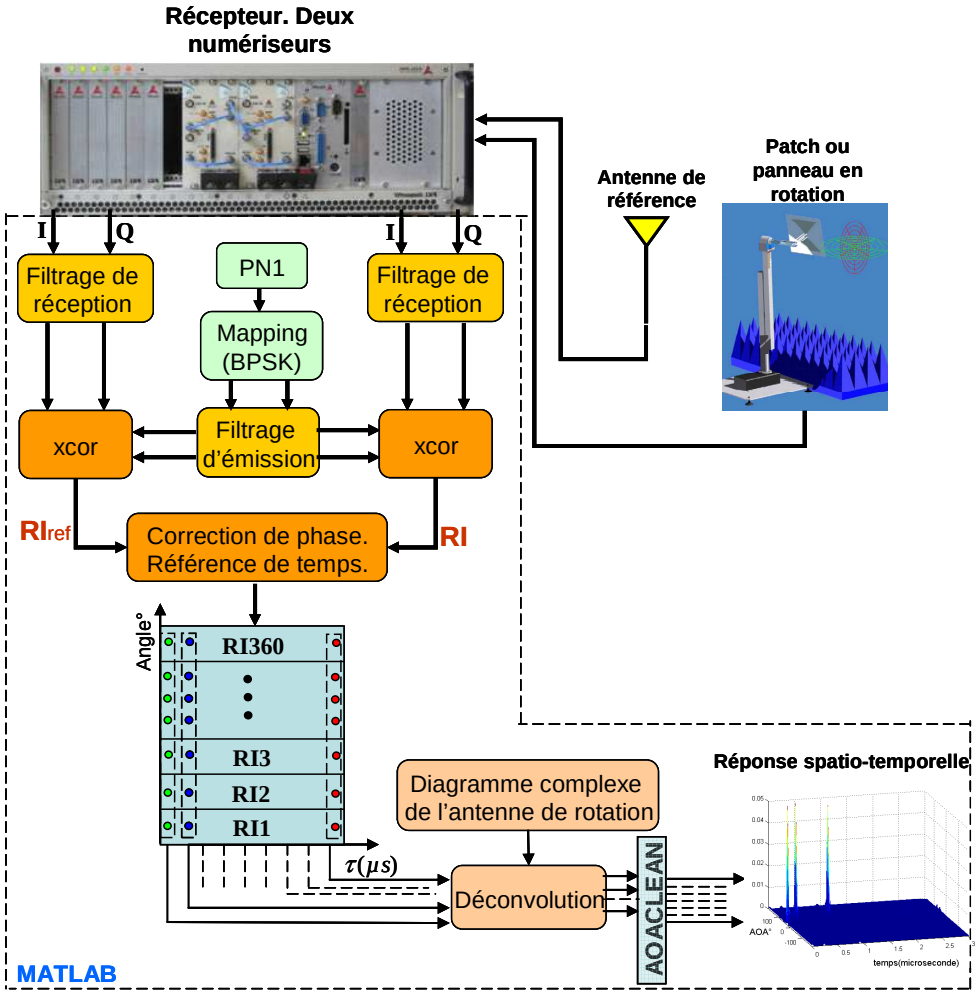

Figure II.3-5 : Architecture du sondeur spatio-temporel

Comme indiqué sur le synoptique ci-dessus, pour chaque angle de rotation, la réponse impulsionnelle du canal est réalisée par corrélation croisée du signal reçu avec la séquence PN connue du récepteur. Ces réponses impulsionnelles sont stockées dans une matrice, dont chaque colonne (retard) est traitée par l'algorithme de sondage spatial pour la détermination des angles d'arrivée (déconvolution par transformée de Fourier inverse et « débruitage » par la méthode CLEAN).

Par la suite, ce sondeur a été utilisé pour caractériser un environnement « Outdoor to Indoor » de type suburbain micro-cellulaire à 3,5 GHz. Dans ce contexte, l'émetteur (positionné à une hauteur de 15m) éclairait un bâtiment situé à 150m. Les mesures ont été réalisées dans plusieurs pièces de ce bâtiment, choisies de manière à fournir des conditions de visibilité et non visibilité directe vis-à-vis de l'émetteur.

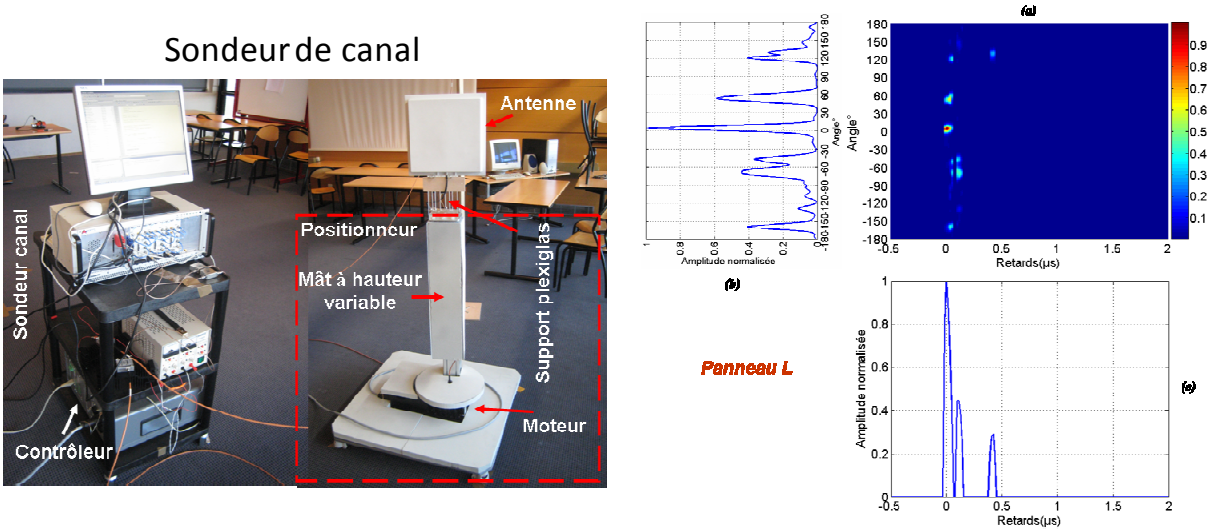

Figure II.3-6 : Exemple de sondage de canal en contexte outdoor-to-indoor, à 3,5 GHz

Les résultats obtenus sont tout à fait comparables à ceux issus des modèles du programme IST WINNER II [II.3-12], en termes de dispersions angulaires et temporelles. Dans le cadre du projet ANR « ORIANA », ils ont permis de compléter les campagnes de mesures existantes, et notamment celles réalisées par Orange Labs. Ces campagnes étaient dédiées à l'étude des phénomènes de pénétration dans les bâtiments pour le déploiement de réseaux WiMAX.

	Lieu	Institut R&D	Bande Passante (MHz)	Fréquence (GHz)	Ecart type angulaire φ_{RMS} (°)				Ecart type temporel τ_{RMS} (ns)			
Mesures XLIM outdoor-to-indoor	LOS Salle A1 ESTER - ENSIL	XLIM - OSA Limoges	**30**	**3.5**	**Patch**	58	**Panneau**	48	**Patch**	49	**Panneau**	45
	NLOS Salle A2 ESTER - ENSIL					89		75		168		167
	NLOS Salle A3 ESTER - ENSIL					93		80		175		165

Tableau II.3-1 : Caractéristiques des canaux outdoor-to-indoor mesurés en conditions de visibilité directe (LOS) et non visibilité directe (NLOS)

II.3-3. Conclusion

Lors de ces travaux, l'objectif visé était de pouvoir effectuer un sondage spatial du canal de propagation, au moyen d'antennes peu directives. Le principe consistait à extraire les angles d'arrivée en effectuant une déconvolution entre la tension mesurée par une antenne rotative et son propre diagramme de rayonnement. Cependant, ce type de mesure engendre une information sur les angles d'arrivée bruitée avec une faible sélectivité angulaire. Ainsi, l'algorithme de débruitage CLEAN a été adapté à notre contexte et intégré dans la méthode. Cette solution a permis de diminuer considérablement le niveau du bruit et d'améliorer la résolution, ainsi que la précision angulaire. Les résultats obtenus ont montré la capacité de la méthode à séparer deux sources espacées de 10° en utilisant une antenne présentant une ouverture de 70° à -3 dB.

Par la suite, ces travaux ont été étendus au sondage spatio-temporel du canal de propagation, en combinant la méthode de rotation d'antenne avec une technique de corrélation glissante basée sur les propriétés d'autocorrélation de codes PN. L'identification des angles d'arrivée est donc réalisée dans ce cas pour chaque retard de la réponse impulsionnelle du canal.

Ce sondeur de canal fut finalement déployé en conditions réelles, pour réaliser des modèles de canaux en contexte Outdoor-to-Indoor. Les réponses spatio-temporelles mesurées ont pu être intégrées sur des simulateurs de transmission WIMAX développés en collaboration avec le CEA LETI et Orange Labs dans le cadre du projet ANR ORIANA (Optimisation de Réseaux Interopérables sans fils à base de systèmes multi-ANtenne et de relAis coorpératifs), labellisé en 2006.

Le sondeur développé permet de s'affranchir de l'utilisation d'antennes complexes, puisque la résolution spatiale reste bien inférieure à l'ouverture du diagramme du capteur utilisé. Cependant, la caractérisation spatiale n'a été effectuée que pour une seule polarisation et dans un seul plan (plan azimutal). L'utilisation d'antennes peu directives dans le plan d'élévation reste problématique, puisque dans ce cas la réponse obtenue est aussi composée de la projection des trajets incidents dans ce plan. Des évolutions de ce sondeur pourraient donc être envisagées, en discriminant les angles d'arrivée suivant leurs polarisations et en deux dimensions, grâce à la mise en œuvre d'un positionneur 2 axes, en élévation et en azimut.

II.3-4. Références

[II.3-1]. Simon Saunders, Alejandro Aragon-Zavala, « Antennas And Propagation for Wireless Communication Systems », edition Wiley

[II.3-2]. European Cooperation in Science and Technology, www.cost.eu, (cost 207, 231,259,273 et 2100)

[II.3-3]. Salous, S.; Bajj, N.; Nikandrou, N., "Wideband channel characterisation with a chirp sounder," Radio Communications at Microwave and Millimetre Wave Frequencies (Digest No. 1996/239), IEE Colloquium on , vol., no., pp.2/1,2/5, 16 Dec 199

[II.3-4]. W. G. Newhall, T. S. Rappaport, and D. G. Sweeney, "A Spread Spectrum Sliding Correlator System for Propagation Measurements", RF Design, pp 40-54, April 1996.

[II.3-5]. P.Pajusco. Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives. Journées scientifiques du CNFRS. Paris les 28 et 29 Mars 2006.

[II.3-6]. A.Dunand, J.-M. Conrat. Polarization bihaviour in urban macrocell environments at 2.2 GHz. Antennas and propagation, 2007. EUCAP 2007

[II.3-7]. J. Capon, "High resolution frequency-wave number spectrum analysis," in Proc. IEEE, Vol. 57, PP. 1408-1418, August 1969.10,

[II.3-8]. R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation" IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. 34, pp. 276-280, March 1986.

[II.3-9]. R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques – ESPRIT," in Proc. IEEE ICASSP, Vol. 4, Tokyo, Japan, pp. 2495-2498, 1986.

[II.3-10]. J.A.Högbom. Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines.Astron. Astrophys. Suppl. 15, 417-426. 1974.

[II.3-11]. Cramer, R.J.-M.; Win, M.Z.; Scholtz, R.A., "Evaluation of the multipath characteristics of the impulse radio channel," Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on , vol.2, no., pp.864,868 vol.2, 8-11 Sep 1998

[II.3-12]. "WINNER II interim channel models", IST Winner project - Phase II - WP1, D1.1.1, 2006.

II.4. *Etude de relais coopératifs en contexte Outdoor to indoor*

Lors de notre collaboration avec la société Radiall-Systems (projet SYSMART), nous nous sommes intéressés aux systèmes de transmission multi-antennes WiMAx dans un contexte Outdoor to Indoor. Les premières constatations (issues de campagnes expérimentales) ont fait apparaître clairement les limitations du système, liées aux problèmes de pénétration à 3,5 GHz.

Les études se sont donc orientées vers les techniques émergentes de relayage, et notamment vers les aspects de relais coopératifs. En effet, le concept de relais ne se limite pas forcément à la simple amélioration de la transmission entre une source et son destinataire. De nombreux travaux, motivés par l'engouement pour les communications coopératives, montrent l'apport des relais en terme de diversité. Sous certaines conditions, un réseau multi-relais agit comme un réseau virtuel d'antennes et présente les mêmes avantages qu'un système MIMO. Cependant, la majorité des résultats dans ce domaine restait à l'époque purement théorique. Ceci nous a donc encouragés à monter le projet ANR ORIANA dédié à la réalisation de relais WimaX TDD et à la mise en place de démonstrateurs

Parmi les nombreuses possibilités offertes par le MIMO distribué, le choix c'est plus particulièrement orientés vers les solutions à base de code spatio-temporel distribué. Ce sont des solutions pour lesquelles nous supposons que la source et les relais ne connaissent pas le canal. Dans ce cas, il existe plusieurs techniques de relayage au niveau de relais [II.4-1] classées en 2 catégories : la stratégie « Amplify-and-Forward » (AF) où le relais agit comme un répéteur analogique, et la stratégie « Decode-and-Forward » (DF) où le relais décode les trames reçues avant de les retransmettre. En général, la stratégie DF reste privilégiée pour des transmissions multi-sauts. En effet, la solution AF est peu robuste dans ce cas puisque les erreurs de transmission n'y sont ni détectées ni corrigées et que le bruit est amplifié au même titre que le signal utile. Cependant, les solutions AF sont les solutions les moins coûteuses et les moins complexes à mettre en œuvre pour des configurations simples à un seul relais (Figure II.4-1) qui ont retenu notre attention.

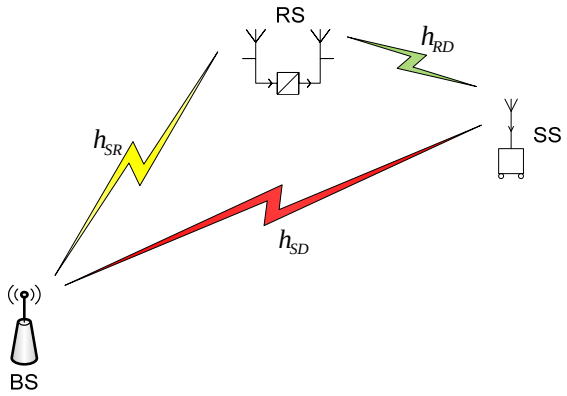

Figure II.4-1 : Configuration typique d'une transmission utilisant un relais (BS : Base Station, RS : Relay Station, SS : Subscriber Station)

Les transmissions AF peuvent être réalisées en mode non coopératif (Amplification directe, ou simple relayage) ou en mode coopératif pour lequel des techniques de diversité distribuées peuvent être appliquées (codage espace-temps, ou recombinaison en réception). De nombreuses techniques de relayage ont été analysées théoriquement dans la littérature [II.4-2]-[II.4-8]. En règle générale, les techniques de relayage coopératives sont utilisées lorsque le lien direct entre l'émetteur et le récepteur existe mais n'est pas suffisant pour acheminer les données avec une qualité de service prédéfinie. En revanche, les techniques non coopératives ne nécessitent pas nécessairement un lien direct entre la station de base et le terminal de réception, et permettent d'améliorer la couverture.

Dans les travaux réalisés ultérieurement, les différentes techniques étaient généralement analysées théoriquement sur des chaînes de transmission simplifiées et sans considération réaliste du canal de propagation. Nous nous sommes donc attachés à mettre en place une analyse complète en simulation et expérimentalement autour d'une configuration concrète de déploiement (démonstrateur de la Figure II.4-2).

II.4-1. Simulations réalistes de techniques de relayage

Le démonstrateur de la Figure II.4-2 a été déployé entre la technopôle de Limoges et le bâtiment de l'ENSIL situé à 150 m. La station de base utilise une antenne sectorielle, permettant d'éclairer complètement le bâtiment de l'ENSIL ou sont déployés le relais (à l'interface du bâtiment) et le récepteur « mobile » (dans des salles LOS et NLOS).

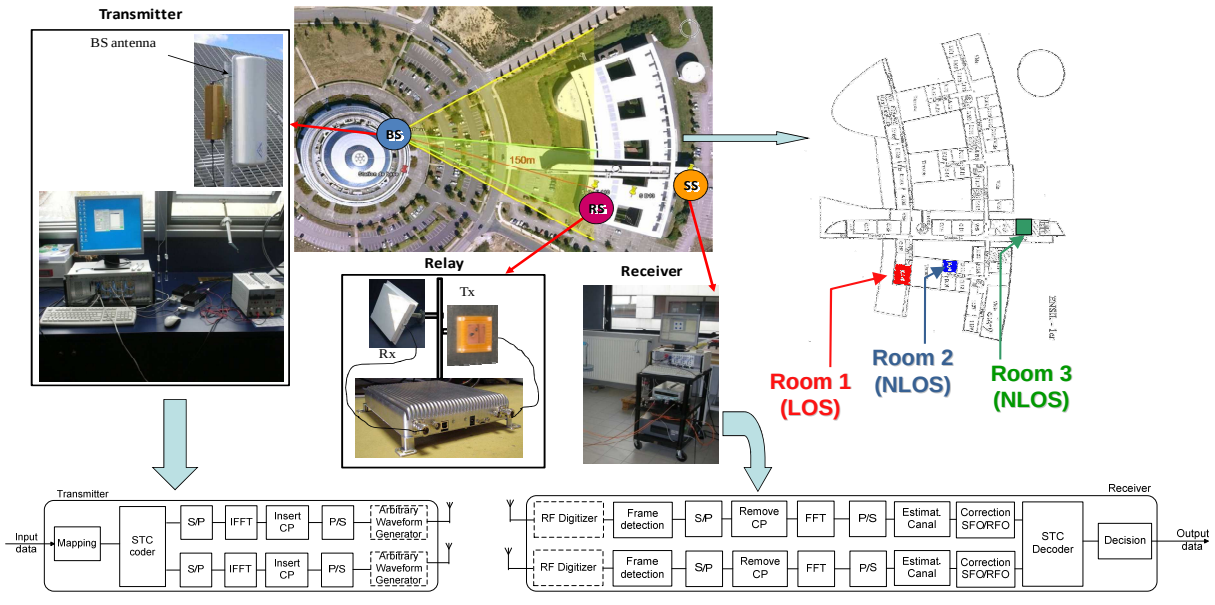

Figure II.4-2 : Démonstrateur expérimental de transmissions WiMax Outdoor to Indoor, utilisant un relais TDD.

La chaîne de transmission WiMaX (couche physique) a été entièrement développée sous Matlab dans la thèse d'Adil Belhouji, pour être utilisable en simulation ou intégrée directement sur

les bancs d'émission/réception PXI décrits dans le paragraphe II.2-2. . Deux types de relais ont été réalisés par la société ETSA et le CEA LETI dans le cadre du projet : une version full-duplex industrialisable pour des opérations d'Amplification Directe et une version plus souple fonctionnant uniquement en voie descendante pour le test de modes coopératifs.

Les premières études ont consisté à effectuer des simulations numériques prenant en compte des modèles de propagation basés sur des sondages de canaux, réalisés sur le site expérimental. Ces simulations, qui intégraient aussi les caractéristiques et imperfections réelles des relais, ont permis d'analyser les modes de relayage suivants :

- L'Amplification Directe, où le relais amplifie et retransmet directement le signal reçu. En fonction du gain du relais, cette technique permet d'améliorer le bilan de liaison global. Cependant, lorsque les puissances du lien relayé et direct (BS-SS) sont équivalentes, le signal résultant peut être affecté par des évanouissements significatifs.

- Le simple relayage qui s'apparente à deux transmissions SISO successives qui passent par le relais. Cette approche est légèrement différente de l'approche du relais à amplification directe puisque dans ce cas, le relais doit sauvegarder les échantillons reçus avant de les retransmettre. Par ailleurs, il n'y a plus la problématique d'isolation, le relais fonctionnant presque comme un *transceiver* classique en mode TDD.

		Phase I								Phase II							
Symboles OFDM émis	BS	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	…	x_N								
	RS									$\beta.y_{r0}$	$\beta.y_{r1}$	$\beta.y_{r2}$	$\beta.y_{r3}$	$\beta.y_{r4}$	$\beta.y_{r5}$	…	$\beta.y_{rN}$
Symboles OFDM reçus	RS	y_{r0}	y_{r1}	y_{r2}	y_{r3}	y_{r4}	y_{r5}	…	y_{rN}								
	SS	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	…	y_N	y'_0	y'_1	y'_2	y'_3	y'_4	y'_5	…	y'_N

Figure II.4-3 : symboles émis et reçus dans le cas du Simple relayage (x_0 et X_1 correspondants aux deux symboles du préambule et β au gain du relais).

L'opération est alors réalisée en deux phases (Figure II.4-3). La première correspond à l'émission de la station de base, et la seconde à l'émission du signal amplifié par le relais. A la réception, le canal correspondant au lien relayé BS-RS-SS (canal à deux sauts) est estimé à partir du préambule et le signal est égalisé comme dans le cas classique SISO.

- Le MRC distribué (MRC temporel) qui s'apparente au relayage simple, exception faite que le terminal utilise les deux phases de temps : signaux transmis par la source et par le relais. On transforme donc la dimension spatiale d'un récepteur à 2 antennes par la dimension temporelle d'un récepteur mono-antenne qui écourte 2 phases de temps. Le terminal estime le canal du lien direct lors de la première phase de temps et celui du lien relayé lors de la deuxième. De cette manière, il est possible de réaliser une sommation cohérente en utilisant la technique MRC.

Phase 1	BS → RS,SS : $\begin{cases} y_1 = h_{sd}x + n_1 \\ y_r = h_{sr}x + n_2 \end{cases}$
Phase 2	RS → SS : $y_2 = h_{rd}h_{sr}x + n_3$

MRC(y1,y2)

Figure II.4-4 : Principe du MRC temporel

- Le codage d'Alamouti distribué qui consiste à réaliser un codage d'Alamouti au niveau de la station de base distribué temporellement sur les deux phases de communications (Figure II.4-5). En considérant x_0 et x_1 les symboles de préambule, et x_2 et x_3 les symboles de données. Le codage consiste d'abord à transmettre ces quatre symboles (phase 1). Dans cette phase, le terminal reçoit les symboles (notée y_i) et estime les coefficients de canal correspondant. Les symboles reçus au relais sont désignés par y_{ri}. Dans la deuxième phase, le relais amplifie et transmet les préambules reçus, ce qui permet au terminal d'estimer le canal à deux sauts. Dans la seconde phase, la station de base transmet des symboles de données selon le codage d'Alamouti, alors que le relais amplifie et transmet des symboles de données initiales.

		Phase I				Phase II			
TX	BS	x_0	x_1	x_2	x_3			$-x_3^*$	x_2^*
	RS					$\beta.y_{r0}$	$\beta.y_{r1}$	$\beta.y_{r2}$	$\beta.y_{r3}$
RX	RS	y_{r0}	y_{r1}	y_{r2}	y_{r3}				
	SS	y_0	y_1	y_2	y_3	y'_0	y'_1	y'_2	y'_3

Figure II.4-5 : Codage d'Alamouti Distribué

Finalement, le signal reçu lors des deux phase est donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} y_2 = h_{SD}.x_2 + n_1 \\ y_3 = h_{SD}.x_3 + n_2 \\ y'_2 = \beta.h_{SR}.h_{RD}.x_2 - h_{SD}.x_3^* + n'_2 \\ y'_3 = \beta.h_{SR}.h_{RD}.x_3 + h_{SD}.x_2^* + n'_3 \end{cases} \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n} \qquad \text{II.4.1}$$

H, qui représente la matrice de canal équivalente orthogonale, est obtenu à partir des quatre signaux reçus. Dans ce cas, la technique est dénommé Alamouti 4T (4 « time-slots »). Lorsque seules les deux dernières équations sont exploitées, la technique est appelée Alamouti 2T. Dans les deux cas, le décodage est réalisé par le décodeur d'Alamouti conventionnel.

Les performances de plusieurs techniques de relayage non-coopératif (AD, RS,) et coopératif (MRC, Alamouti 2T et 4T) ont été comparées en simulation. Les résultats (détaillées dans [CI25]) ont montrés que dans le cas du site de déploiement, et à gain du relais constant, la technique AD présente les meilleures performances pour de fortes pénétrations à l'intérieur du bâtiment. D'autre part, les performances des techniques MRC sont meilleures que celles de l'Alamouti 4T. Il faut rappeler que ces deux techniques ont le même rendement (i.e. ½) et le même ordre de diversité (i.e. 2); cependant l'Alamouti distribué souffre d'une réduction de puissance durant la seconde phase de communication. En effet, durant la seconde phase, la puissance émise est distribuée sur le relais et la source alors que pour le MRC seul le relais émet durant la seconde phase. Dans le cas où le gain du relais est ajusté (allocation de puissance) pour avoir une puissance émise du relais égale à celle émise par la station de base, la liaison relayée est prépondérante et toutes les techniques présentent de très bonnes performances comparés à une transmission SISO. D'une manière générale, il a été mis en évidence que les performances sont étroitement dépendantes du scénario choisi. Si l'objectif est de garantir une qualité de liaison sans considération du débit (modulation constante), les techniques coopératives apportent une nette amélioration par rapport à l'AD. Par contre, si l'objectif est de garantir un débit constant, l'AD est préférable si le lien R-D est prédominant par rapport au S-D. Si les liens sont équivalents, le coopératif est optimal.

II.4-2. Mesures de relayage coopératif

Nous avons finalement analysé expérimentalement les techniques coopératives basées sur la diversité temporelle en voie descendante. Au niveau du terminal de réception (SS : Subscriber Station) deux types de configuration ont été évaluées. La première correspond à l'utilisation d'un terminal mono-antenne (où seule la diversité temporelle est exploitée). La seconde met en œuvre un terminal multi-antenne permettant de profiter d'une diversité spatio-temporelle.

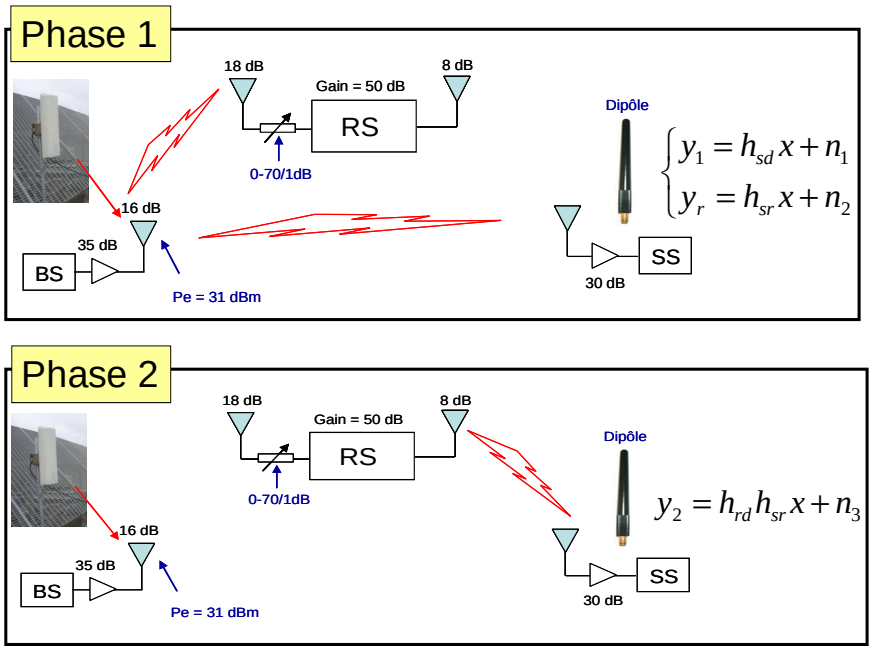

Figure II.4-6 : Principe du relayage coopératif MRC

Comme indiqué sur la Figure II.4-6, durant le premier « time-slot » la station de base émet vers le relais et vers la destination. Durant le second « time-slot » le relais réémet ce qu'il a écouté durant le premier « time-slot ». A la réception, le décodage se fait en utilisant uniquement le second « time-slot » dans le cas du simple relayage. Dans le cas du MRC temporel, la destination utilise les deux « time-slot » pour décoder le signal reçu.

Le relais, qui a été développé par le CEA LETI est constitué de deux cartes front-end (Maxim 2838) comportant des modules d'émission et réception, et d'une carte numérique permettant la conversion des signaux et la synchronisation avec la station de base.
La configuration du relais coopératif est présentée sur la figure III-2. L'antenne donneuse de 18 dBi de gain, orientée vers la technopole (en direction de la BS) est connectée à l'entrée de la carte RF de réception par l'intermédiaire d'un atténuateur variable (pour éviter la saturation du relais et adapter la puissance du lien relayé). La sortie de la carte RF d'émission est connectée à l'antenne distributrice de 8 dBi de gain.

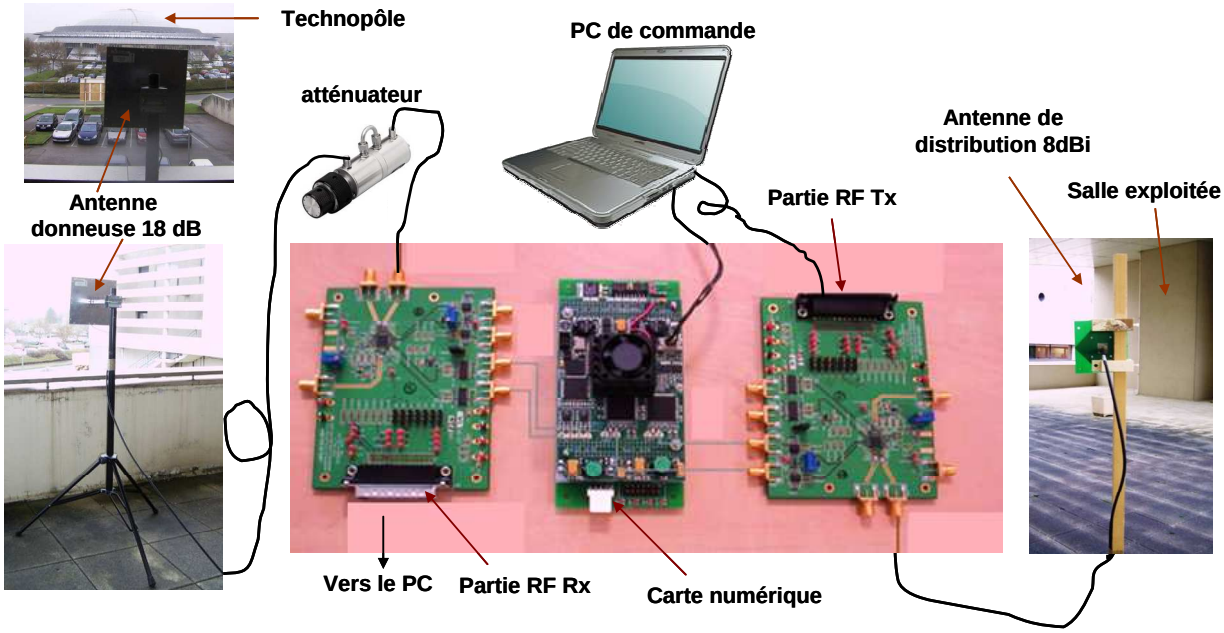

Figure II.4-7 : Configuration du relais coopératif

Le fonctionnement de ce relais est réalisé en trois phases : synchronisation sur le préambule de la station de base, enregistrement des symboles OFDM (préambule + données) et réémission vers la destination. La trame 802.16 transmise dure 2 ms, et possède 2 symboles OFDM de préambule et 10 de données (modulation QPSK).

Les mesures coopératives effectuées avec un récepteur mono-antenne permettent d'exploiter la diversité temporelle du canal en créant un système multi-antennes virtuel distribué (MRC Temporel). La Figure II.4-8 illustre bien cette situation; on peut ainsi distinguer les 2 times-slots: celui émis par la source et celui émis par le relais. Afin d'utiliser le MRC temporel, le terminal de réception se synchronise sur le préambule émis par la station de base et sur le préambule émis par le relais.

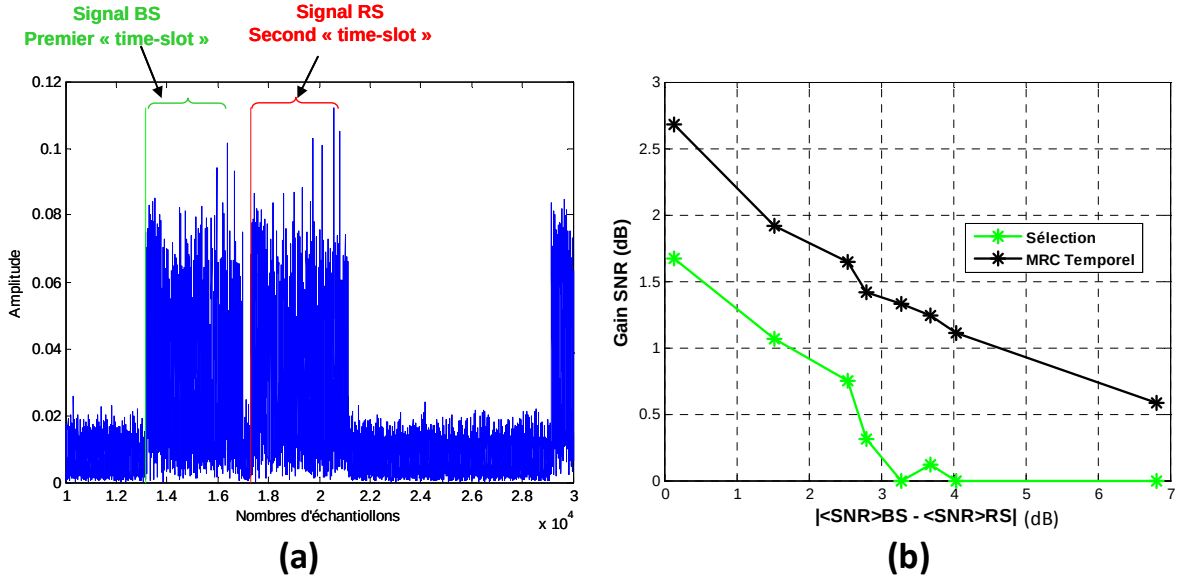

Figure II.4-8 : (a) : Signal numérisé par le récepteur, (b) : Gain en SNR en fonction du déséquilibre entre les voies directe (BS-SS) et relayée (RS-SS).

Les mesures ont été réalisées pour différentes positions de l'antenne de réception dans la salle NLOS, afin d'obtenir un comportement moyen du système. La Figure II.4-8 (b) présente l'évolution du gain en SNR en fonction du déséquilibre entre les voies directes et relayées (différence des SNR moyens entre les liens BS-SS et RS-SS). Le gain en SNR se définit ici comme étant l'écart entre le SNR obtenu par les techniques de diversité (sélection ou MRC) et celui du meilleur lien. On retrouve donc une valeur maximale du gain MRC proche de celle théorique de 3 dB lorsque les SNR moyens des deux liens sont équivalent.

Afin d'exploiter la diversité spatio-temporelle, nous avons cherché à estimer les performances d'un récepteur possédant deux antennes.

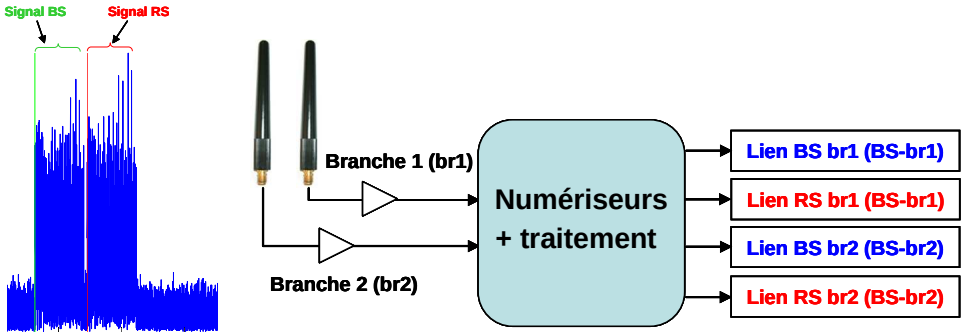

Figure II.4-9 : Recepteur exploitant la diversité spatiale et temporelle.

Dans cette configuration, il est donc possible de profiter au maximum d'une diversité d'ordre 4 (SIMO 1x4). Plusieurs types de recombinaison peuvent alors être envisagées pour comparaison :

- Diversité d'ordre 2 :
  - MRC spatial sur le premier *time slot* (MRC-BS), ou sur le deuxième *time slot* (MRC-RS) qui revient à réaliser une réception sans relais dans le premier cas ou un simple relayage pour le second

- MRC temporel sur la branche 1 (MRC-br1) ou la branche 2 (MRC-br2) correspondant à un récepteur mono-antenne

- Diversité d'ordre 4 :
  - Sélection du meilleur lien parmi 4 (Sélection)
  - MRC spatial puis temporel (ou l'inverse)
  - MRC sur les 4 liens (MRC total 4 liens)

Les performances obtenues en terme de SNR moyen sont montrées sur la figure suivante. La Figure II.4-10 (a) illustre les SNR moyens de chaque lien (BS-br1, RS-br1, BS-br2 et RS-br2). Les liens RS-br1 et RS-br2 sont équivalents au simple relayage car la destination utilise uniquement le second time-slot pour décoder le signal. Les liens BS-br1 et BS-br2 sont équivalents au lien sans relais (lien direct).

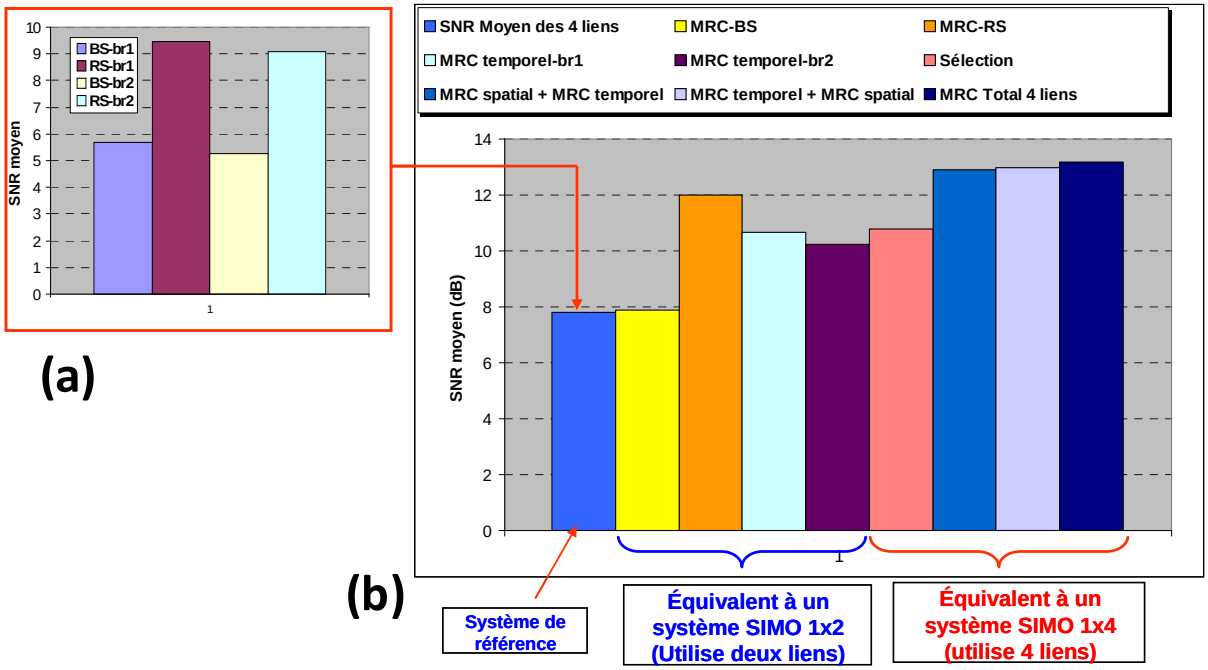

Figure II.4-10 : Performances en termes de SNR moyen dans la salle NLOS

Sur la Figure II.4-10 (b) est présentée la moyenne des SNR des quatre liens (référence) ainsi que les SNR moyens obtenus par les différentes techniques de recombinaison qui sont respectivement équivalents à un système SIMO 1x2 et 1x4. Comparés à la moyenne des SNR des quatre liens, on obtient un gain en SNR de 5.5 dB pour les techniques de recombinaison MRC d'ordre 4. Les performances du démonstrateur atteignent donc quasiment celles que l'on pourrait obtenir théoriquement (gain de 6 dB pour un système SIMO 1x4 si les SNR moyens des quatre branches sont équivalents).

Finalement, les gains de diversité obtenus grâce aux différentes techniques de recombinaison sont présentés sur la Figure II.4-11. Ces résultats sont normalisés par rapport au SNR moyen du lien direct sans relais (Station de base- Récepteur). On peut remarquer l'intérêt du relais qui permet d'enrichir le canal au niveau du récepteur. En effet, on observe un gain plus significatif des techniques coopératives (recombinaison MRC temporel d'ordre 2), comparé au cas d'une

diversité sans relais (MRC spatial). Les techniques MRC d'ordre 4 sont bien évidement plus optimales, avec un gain de 5,7 dB à 1% de probabilité.

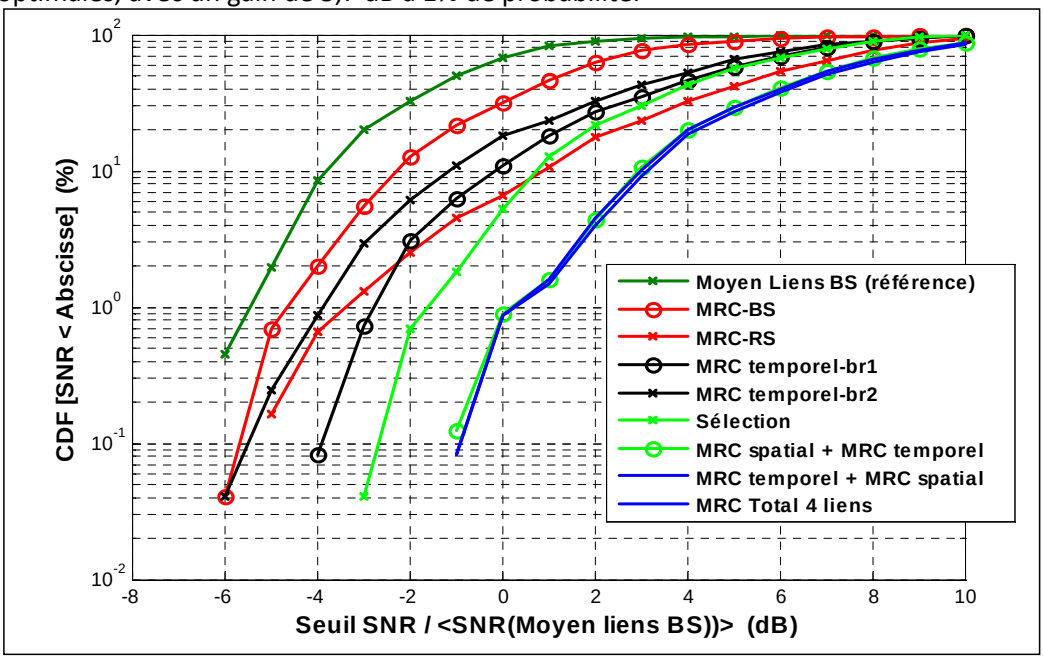

Figure II.4-11 : Gains de diversité des diverses techniques de diversité, normalisés par rapport au SNR moyen du lien direct station de base-récepteur.

II.4-3. Conclusion

Cet axe de recherche a porté sur l'analyse de solutions à base de relai coopératif pour l'amélioration de couverture des réseaux sans fil de type WiMax. En effet, Le problème bien connu de ce type de réseau cellulaire reste la connectivité en mode haut débit quelle que soit la position de l'utilisateur dans la cellule, en particulier dans un contexte "indoor". Le déploiement de relais permet de palier aux solutions peu satisfaisantes qui consisteraient à augmenter les niveaux de puissances d'émission, ou à densifier le réseau de stations de base. La première solution suppose une consommation énergétique accrue des stations de base accompagnée d'un accroissement de la pollution électromagnétique et des niveaux de champs. Dans la seconde solution, l'augmentation du nombre de stations de base impose un surcoût que doit pouvoir supporter l'opérateur. Le déploiement de relais intelligents s'avère donc être une alternative pertinente, à coût modéré par rapport à celui d'une station de base. Ces solutions matérielles peuvent être associées à des techniques de coopération dans une même cellule. En renforçant ainsi la diversité du canal de propagation, il est possible d'améliorer les performances des réseaux sans fil de type WiMAX.

Le premier objectif de ces études consistait à développer un simulateur de transmission WiMAx en mode TDD, dans un contexte de déploiement réaliste (démonstrateur en configuration Outdoor-to-Indoor). Dans ce sens, le simulateur intégrait des modèles de canaux préalablement caractérisés par un sondage sur site. L'outil ainsi conçu a permis de prédire les performances des méthodes de transmissions et des techniques de coopération présentant le compromis optimal en termes de performances et complexité. Le choix s'est donc porté sur les techniques de combinaison MRC pour la mise en œuvre du démonstrateur expérimental.

Les expériences menées lors de la campagne de mesures avaient un double objectif. Dans un premier temps, nous avons considéré une technique de diversité temporelle au niveau du récepteur. Dans ce contexte le terminal (mono-antenne) exploite les trames reçues de la station de base et celles issues du relais pour effectuer soit une sélection temporelle (choix du meilleur SNR), soit une recombinaison de type MRC-temporelle. En MRC, les performances obtenues sont proches de celles attendues théoriquement dans le sens où le gain apporté au niveau du SNR tend vers 3dB lorsque les SNR des signaux issus de la station de base et du relais sont équivalents. Par contre, ce gain de diversité n'est plus significatif lorsque les liens BS-SS et RS-SS présentent une différence supérieure à 5 dB en terme de SNR. Dans un second temps, un terminal à deux voies de réception a été utilisé, afin de rajouter un degré de diversité (recombinaison spatio-temporelle). Dans ce cas, un gain plus significatif (de l'ordre de 6dB) est obtenu puisque le système est équivalent à un dispositif SIMO 1x4.
L'utilisation d'un relais peut donc minimiser la complexité des terminaux utilisateurs lorsque des opérations de diversités sont envisagées. En effet, des performances équivalentes à un système SIMO à N voies de réceptions sont accessibles en diminuant le nombre de voies effectives sur le terminal à N/2.

Les techniques de relayage restent donc une alternative intéressante pour améliorer la qualité du signal dans un contexte outdoor to indoor. Il semble toutefois difficile de maintenir une puissance équivalente sur les liens direct ou relayé avec un seul relais. L'intérêt serait finalement de profiter d'une architecture à plusieurs relais coopératifs (réalisés par des points d'accès déportés ou les terminaux eux mêmes). L'objectif serait alors de réduire la puissance de la station de base et d'améliorer la consommation des terminaux. Des études complémentaires pourraient donc être menées dans ce sens avec une analyse précise des économies d'énergie réalisées.

Une autre perspective d'étude, qui n'a pas été abordée, serait d'analyser la capacité générale du système dans un contexte multi-utilisateurs, puisqu'en mode coopératif il est nécessaire d'adapter la structure des trames 802.16 pour éviter les interférences entre utilisateurs.

II.4-4. Références

[II.4-1] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50, pp. 3062–3080, December 2004.

[II.4-2] P. Anghel, G. Leus, and M. Kavehl, "Multi-user space-time coding in cooperative networks," in International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 4, April 2003, pp. 73-76.

[II.4-3] Hucher, Charlotte; Othman, Ghaya Rekaya-Ben; Belfiore, Jean-Claude, "AF and DF Protocols based on Alamouti ST Code," ISIT, pp.1526-1530, 24-29 June 2007.

[II.4-4] P. Larsson and H. Rong, "Large-scale cooperative relay network with optimal coherent combining under aggregate relay power constraints," in Proc. Working Group 4, World Wireless Research Forum WWRF8 meeting, Beijing, China, 2004.

[II.4-5] A. Osseiran et al., "Distributed Relay Diversity Systems for OFDM-Based Networks", I. J. Communications, Network and System Sciences, v. 3, pp. 207-283, 2008.

[II.4-6] Anghel, P.A.; Leus, G.; Kaveh, M., "A Full-Diversity Distributed Space-Time Coding System with Regenerative Relays," Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2006. SPAWC '06. IEEE 7th Workshop on , vol., no., pp.1-4, 2-5 July 2006

[II.4-7] Souryal, M.R.; Vojcic, B.R., "Performance of Amplify-and-Forward and Decode-and-Forward Relaying in Rayleigh Fading with Turbo Codes," Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on , vol.4, no., pp.IV-IV, 14-19 May 2006

[II.4-8] Charlotte Hucher, Ghaya Rekaya-Ben Othman, and Jean-Claude Belfiore, “How to Solve the Problem of Bad Performance of Cooperative Protocols at Low SNR,” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2008, Article ID 243153, 7 pages, 2008.

II.5. *Radar UWB multi-antennes*

Après avoir traité le cas des systèmes MIMO pour les télécommunications, nous avons envisagé des applications multi-antennes pour des transmissions RADAR en environnement complexe. Nos activités dans ce domaine n'en sont qu'à leur début et ont été réalisées dans le cadre d'un échange doctoral court de 6 mois (Thèse d'Irina-Vermesan : Mars 2011-Septembre 2011) avec l'université Roumaine de Cluj-Napoca.

Nous avons commencé à nous intéresser à la thématique Radar, à travers le PEA ARMUR (Application du Radar en Milieu Urbain, porté par la société Martec) auquel participaient nos collègues de l'équipe ULB et notre centre de transfert CISTEME. Ce projet faisait apparaître le problème bien connu des images fantômes dues aux multiples réflexions en environnement complexe (Figure II.5-1).

Dans le cadre du travail de thèse d'Irina Vermesan, nous nous sommes donc intéressés à chercher des solutions permettant de minimiser les signatures fantômes grâce à des systèmes multi-antennes.

II.5-1. Algorithme de minimisation des signatures dues aux multitrajets

La détection en milieu complexe a fait l'objet ces dernières années de nombreuses études de recherche liées à la vision à travers les murs (« through the wall radar »). On peut recenser une variété importante d'algorithmes de traitements dédiés à l'amélioration de la qualité des images radar sur des scènes complexes (algorithme de dé-bruitage [II.5-1], radar MIMO [II.5-1], focalisation par retournement temporel [II.5-3], [II.5-4], …). Les aspects liés à la minimisation des échos fantômes ont aussi été traités par des techniques de filtrage spatial [II.5-5], ou par l'application du retournement temporel [II.5-6], [II.5-7]. D'autres approches utilisent une séparation du signal mesuré en sous-espace signal et sous-espace bruit en complément d'une imagerie différentielle [II.5-8].

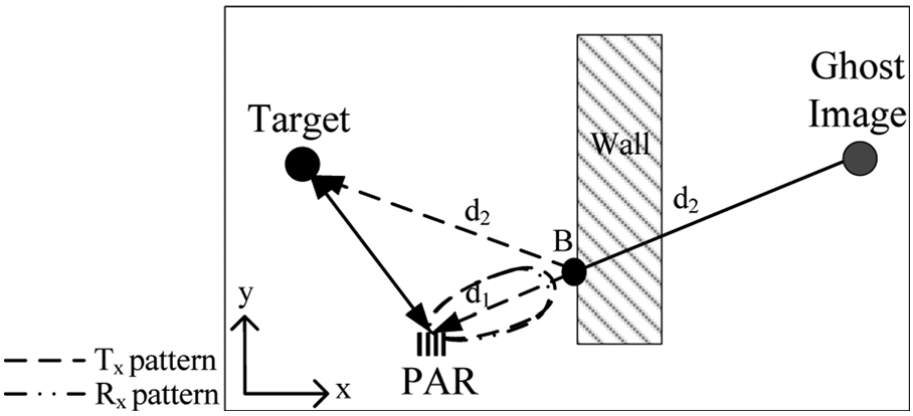

Figure II.5-1 : Génération d'images fantômes dans le cas d'un radar à balayage (PAR : Phased Array Radar).

Bien que, comme nous venons de le voir, des solutions de traitement des multi trajets existent, elles sont généralement appliquées au principe du SAR qui demande un temps d'acquisition conséquent (surtout lorsqu'une étape de calibrage de la scène sans cible est nécessaire). Nous avons donc développé des solutions basées uniquement sur la formation de faisceau permettant de renforcer la signature des cibles et de minimiser les images fantômes.

Le principe repose sur un concept de radar monostatique multivoies à diversité angulaire permettant de discriminer les signatures de plusieurs cibles de celles provoquées par les multitrajets.

L'idée générale est basée sur une approche intuitive qui consiste à profiter d'une diversité angulaire en réalisant une formation de faisceau numérique indépendante en émission et réception.

On considère donc un radar à commutation de voies, qui réalise un sondage de canal monostatique sur chaque voie. Il est possible de réaliser à postériori une formation de faisceau numérique, et de calculer le signal résultant pour N_a voies suivant l'équation *II.5-1*, en fonction des angles de pointage désirés en émission (Φ^{tx}) et en réception (Φ^{rx}) :

$$r(\phi^{tx},\phi^{rx},t) = \mathrm{C} \times \sum_{p=1}^{N_a} \mathrm{F}^{-1}\left[\tilde{\alpha}_p(\phi^{tx},f)\times S_{pp}(f)\times\tilde{\alpha}_p(\phi^{rx},f)\right] \qquad \textbf{II.5.1}$$

Où $\tilde{\alpha}_p(\phi^{tx},f) = W_p \exp\left[-j\frac{2\pi f}{c} pd\cos(\phi^{tx})\right]$, *et* $\tilde{\alpha}_p(\phi^{rx},f) = W_p \exp\left[-j\frac{2\pi f}{c} pd\cos(\phi^{rx})\right]$ sont les poids complexes d'émission et réception appliqués à la fonction de transfert $S_{pp}(f)$ caractérisée par la voie *p*, pour une séparation inter-antennes *d*. Les poids d'amplitudes W_p sont utilisés pour réaliser un fenêtrage de Chebyshev et minimiser les lobes secondaires.

Ce mode de transmission souple, à balayage dissocié, permet donc de rechercher et discriminer les contributions liées aux cibles réelles et fantômes. En effet, considérons dans un premier temps qu'en émission le faisceau pointe dans une direction fixe vers la cible (Figure II.5-2(a)), et que le récepteur balaye tout le domaine angulaire ($\phi^{rx} \in \left[\phi^{rx}_{\min}, \phi^{rx}_{\max}\right]$). Lorsque les faisceaux d'émission et réception ne sont pas alignés ($\phi^{tx} \neq \phi^{rx}$), toutes les réponses reçues sont dues à des signatures fantômes. Leurs temps d'arrivée sont supérieurs à celui de la réponse de la cible. Ces réponses seront alors utilisées dans l'image radar finale pour renforcer la signature de la cible (obtenue lorsque $\phi^{tx} = \phi^{rx}$).

Maintenant, si le faisceau en émission pointe dans la direction d'une cible fantôme (Figure II.5-2(b)) et que le récepteur balaye le domaine angulaire, les deux faisceaux n'étant pas alignés les réponses reçues caractérisent la signature de la cible. Ces réponses arrivent avant celles dues à la cible fantôme (pour $\phi^{tx} = \phi^{rx}$), et seront utilisées pour minimiser les images fantômes de la cartographie radar.

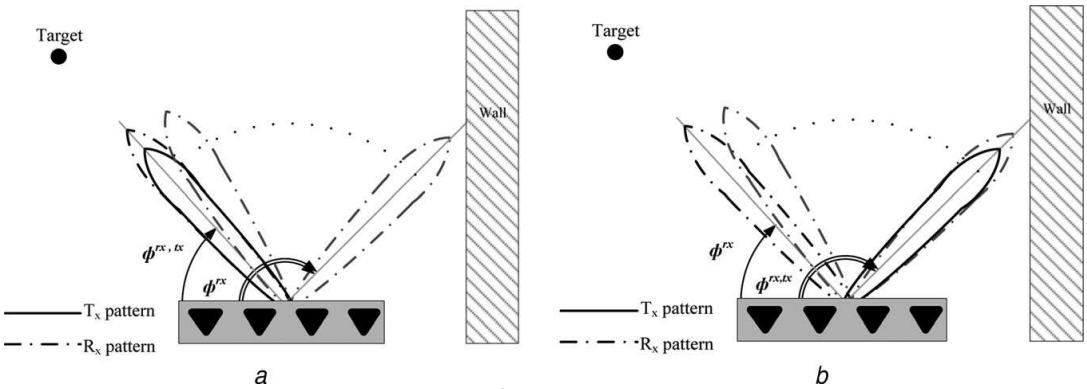

Figure II.5-2 : Balayage dissocié en émission /réception pour la discrimination des cibles et signatures fantômes

Basé sur ces observations, un algorithme original à été développé, dont le fonctionnement est détaillé dans [R18]. Les signatures provenant des trajets multiples sont alors mises à profit pour renforcer l'image des cibles et minimiser les images fantômes.

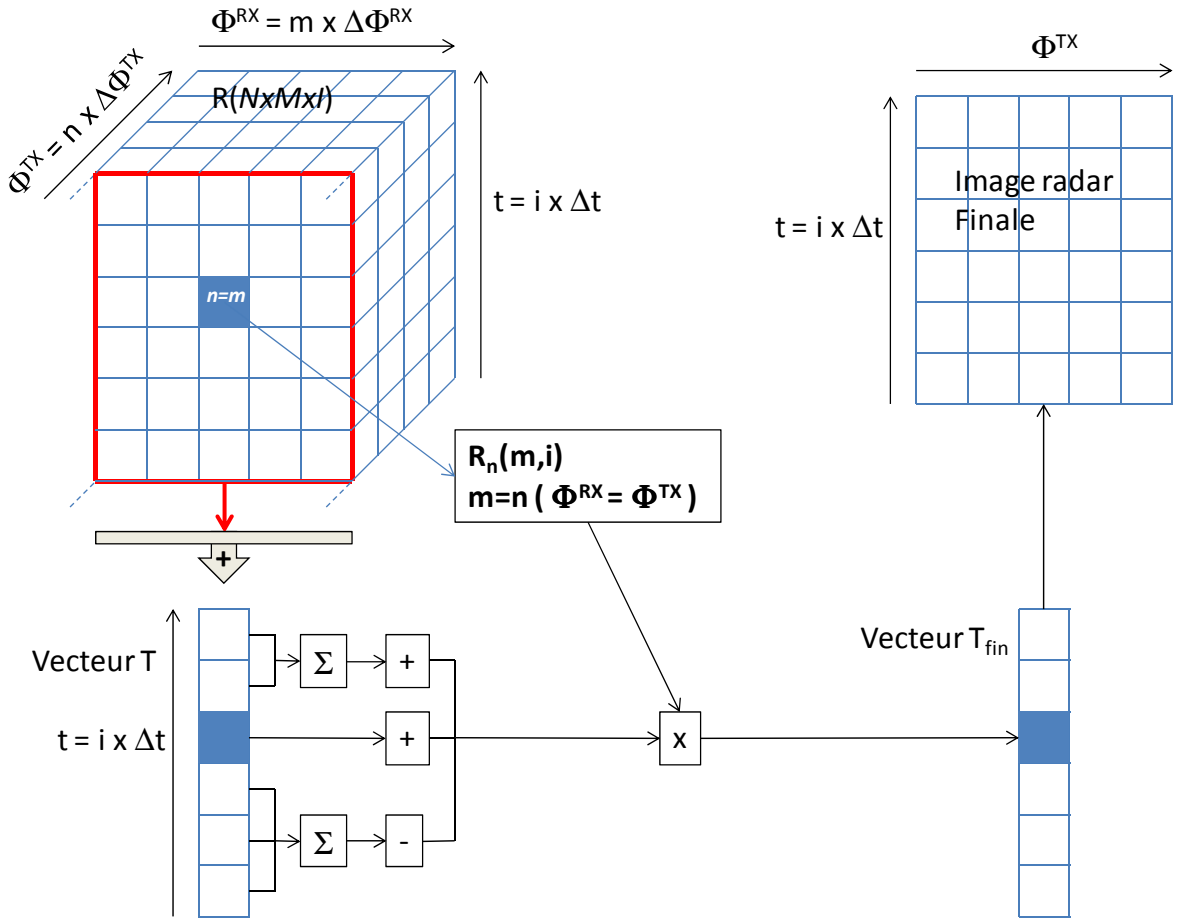

Figure II.5-3 : Illustration de l'algorithme d'élimination d'images fantômes

Globalement, le processus revient à réaliser un balayage du faisceau en réception pour chaque angle de pointage en émission. Après discrétisation, le signal *r* (équation *II.5.1*) est représenté par une matrice tridimensionnelle [R] comme indiqué sur la figure Figure II.5-3.

On forme donc N images radars (matrice 2D [Rn]), avec N correspondant au nombre de directions de pointage réalisées en émission. Pour chacune de ces images, une sommation est effectuée selon la dimension angulaire Φ^{rx}, de manière à obtenir un vecteur temporel T (permettant de regrouper tous les temps d'arrivés sur un seul axe). Les composantes temporelles obtenues viennent ensuite pondérer de manière constructive ou destructive la composante de l'image correspondant à une direction de pointage identique en émission et réception. Cette opération est réalisée pour chaque instant du vecteur T sur la même composante d'image pour former un vecteur corrigé T_{fin}. Cette phase revient donc à minimiser la signature des multitrajets si la direction de pointage de l'émetteur est en direction d'une cible fantôme, et à renforcer la signature d'une cible réelle si l'émetteur pointe vers celle-ci. Finalement, le vecteur corrigé T_{fin} est rangé à la position angulaire considérée ($\phi^{tx} = \phi^{rx}$) pour construire une matrice correspondant à l'image radar finale (angle de balayage de l'émetteur en fonction du temps).

La construction du signal T_{fin} peut s'écrire sous la forme suivante pour chaque angle de balayage de l'émetteur :

$$T_{fin}(i)\Big|_{\phi_n^{Tx}} = \left|R_n(n,i)\right| \times \left[\left|T(i)\right| - \sum_{j<i} \left|T(j)\right| + \sum_{j>i} \left|T(j)\right| \right], m \in (0, M-1); i, j \in (0, I-1); m = n \qquad \textbf{II.5.2}$$

Cet algorithme revient à nettoyer automatiquement l'image radar initiale qui serait obtenue par un balayage classique simultané en émission et en réception, et ceci sans connaissance à priori de la scène. L'intérêt réside dans le fait que cette approche ne se contente pas de réaliser un simple filtrage temporel, et permet de maximiser le SNR moyen sans limitation sur le nombre de cibles à détecter.

II.5-2. Validation en simulation et tests expérimentaux

Cette technique a été testée dans des configurations simples grâce à un code de tracé de rayons UWB, en utilisant 4 antennes d'émission/réception sur une bande de 2 GHz. Le cas de la Figure II.5-4 présente une scène composée de deux cibles et deux parois réfléchissantes. La cartographie a) correspond à l'image radar pour un balayage simultané en émission/réception du radar, mettant en évidence les phénomènes d'images fantômes. Les résultats de l'algorithme à balayages dissociés sont présentés sur la cartographie b).

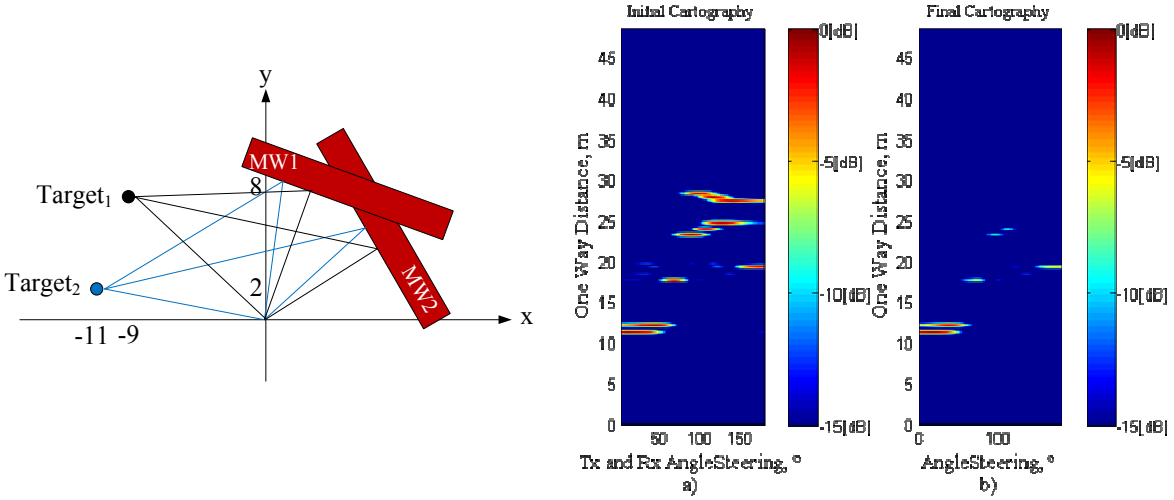

Figure II.5-4 : Simulation de principe en tracé de rayons, et images radar obtenues sans (a) et avec (b) application de l'algorithme

La comparaison visuelle des deux images fait apparaître les bonnes performances de la technique proposée, qui permet de faire ressortir parfaitement les deux cibles. Mais pour quantifier précisément le gain apporté, nous nous sommes basé sur deux métriques. Le premier correspond au rapport entre l'amplitude maximale de la signature de la cible et celle des échos parasites : SSR (Signal to Spurious Ratio). Le second caractérise le rapport entre les amplitudes de la cible réelle et fantômes : TGR (Target to Ghost Ratio). Les performances générales pour le cas de la Figure II.5-4 sont synthétisées dans le Tableau II.5-1. Les valeurs négatives du TGR viennent de la compensation en distance utilisée pour le tracé des images radar.

Le gain en SSR atteint ici 5 dB, mais les différentes simulations ont montré que ce gain augmente logiquement avec la complexité du canal.

TGR and global SSR gain improvements

		TGR (dB) of the 'Initial Cartography'	TGR (dB) of the 'Final Cartography'	Global SSR gain, (dB)
Target 1	ghost image 1	– 0.0173	9.224	5.35
	ghost image 2	0.161	inf	
Target 2	ghost image 1	– 0.1	inf	4.15
	ghost image 2	0.0254	inf	

Tableau II.5-1

Pour valider les études menées en simulations, des tests expérimentaux ont été réalisés dans la bande 2-4 GHz, grâce à 4 antennes Vivaldi connectées à un analyseur de réseaux vectoriel 4 voies piloté sous Matlab (Figure II.5-5). Le protocole de mesure est extrêmement simple, puisqu'il consiste uniquement à mesurer 4 paramètres Sii, qui sont injectés directement dan l'équation () pour les traitements numériques.

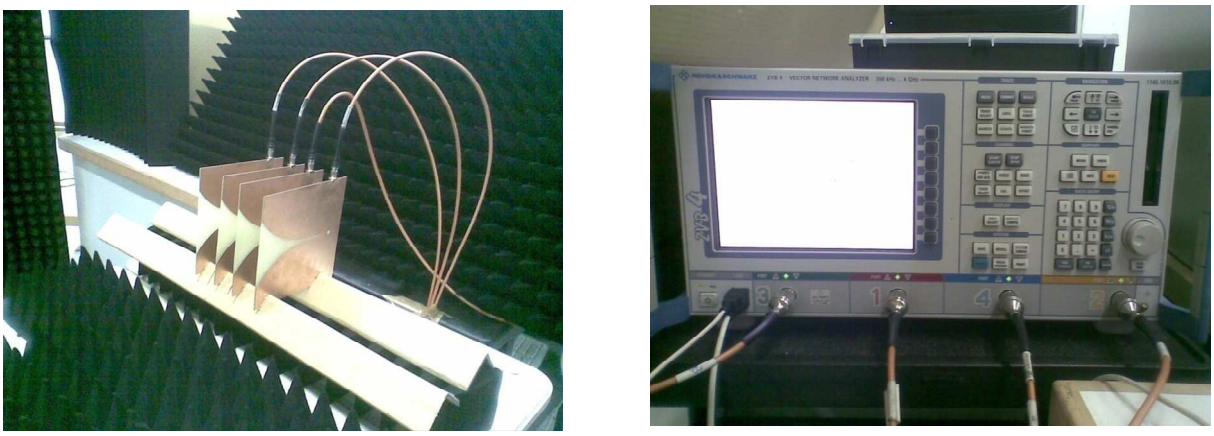

Figure II.5-5 : Antennes Vivaldi et analyseur 4 voies utilisés pour les validations expérimentales

Le scénario expérimental se compose de 2 cibles cylindriques (SER omnidirectionnelle) et de 2 panneaux réfléchissants pour la génération d'images fantômes (Figure II.5-6). Les images radar obtenues avant et après traitement montrent également la capacité de l'algorithme à nettoyer les images fantômes, avec des SSR de l'ordre de 3 dB. La méthode mise en œuvre.

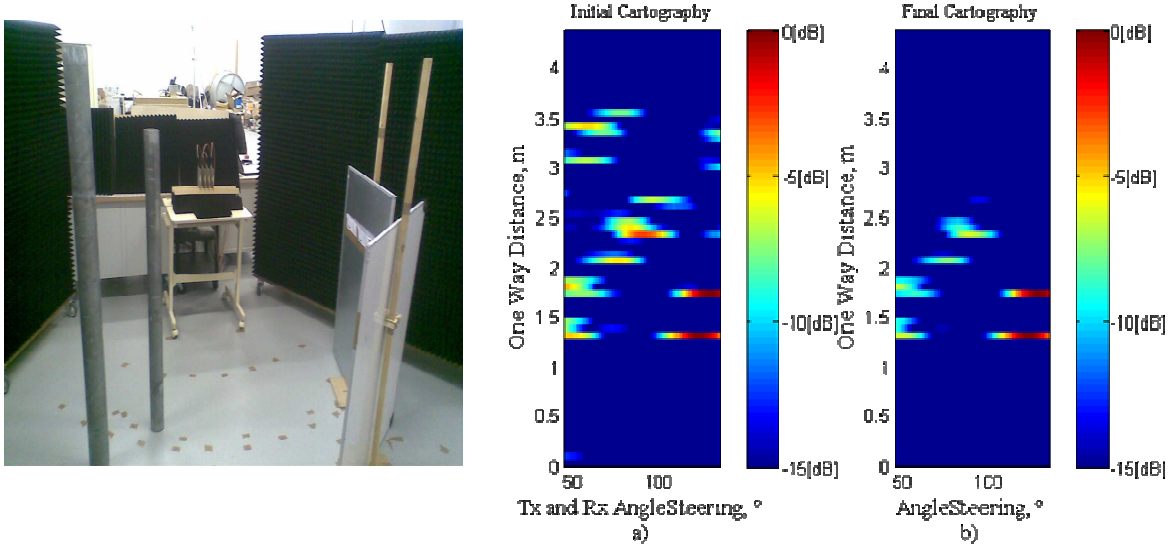

Figure II.5-6 : Configuration de tests, et images radar obtenues sans (a) et avec (b) application de l'algorithme

II.5-3. Conclusion

Cette dernière partie résume donc les premières investigations menées sur l'utilisation de systèmes multi-antennes pour l'imagerie radar en environnement complexe. L'algorithme proposé, basé sur un balayage dissocié en émission et réception, apporte une meilleure lisibilité des images radar, tout en améliorant la signature des cibles à détecter.

Bien évidemment, les performances générales du système dépendent de la résolution angulaire du diagramme, et de l'apparition de lobes secondaires pour des angles de pointage importants. Les limitations liées au rayonnement du réseau d'antennes laissent donc apparaître des échos parasites résiduels sur les cartographies « nettoyées ». Ces imperfections pourraient être sensiblement gommées grâce à l'augmentation du nombre d'antennes ou par des techniques supplémentaires de débruitage telles que CLEAN.

Même si elle doit encore être testée en environnement réaliste et comparée aux méthodes existantes [II.5-8], cette technique offre donc des perspectives intéressantes pour le déploiement de radar en milieu complexe, et notamment pour des applications de geolocalisation indoor. Ces aspects seront plus spécifiquement traités par la mise en place d'une plateforme radar dans le domaine temporel abordée en perspectives, dans le dernier chapitre de ce document.

II.5-4. Références

[II.5-1] Chang, P.C.; Burkholder, R.J.; Volakis, J.L.; , "Adaptive CLEAN With Target Refocusing for Through-Wall Image Improvement," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.58, no.1, pp.155-162, Jan. 2010

[II.5-2] J. Li et P. Stoica : MIMO Radar Signal Processing. John Wiley & Sons Inc., 2008.

[II.5-3] Yuanwei Jin; Moura, J.M.F.; , "TR-SAR: Time Reversal Target Focusing in Spotlight SAR," Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on , vol.2, no., pp.II-957-II-960, 15-20 April 2007

[II.5-4] N. Maaref, P. Millot, X. Ferrières, C. Pichot, and O. Picon, "Electromagnetic imaging method based on time reversal processing applied to through-the-wall target localization," Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 1, 59-67, 2008.

[II.5-5] Yeo-Sun Yoon and M.G. Amin. Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging. In IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, number 9, pages 3192–3208 vol.47, sept. 2009.

[II.5-6] Yuanwei Jin; Moura, J.M.F.; O'Donoughue, N.; Mulford, M.T.; Samuel, A.A.; , "Time Reversal Synthetic Aperture Radar Imaging In Multipath," Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on , vol., no., pp.1812-1816, 4-7 Nov. 2007

[II.5-7] Yi Jiang; Jian-Gang Zhu; Stancil, D.D.; , "Synthetic Aperture Radar Ghost Image Cancellation Using Broadband Time Reversal Averaging Techniques," Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International , vol., no., pp.1479-1482, 3-8 June 2007

[II.5-8] PK Verma, AN Gaikwad, D Singh, MJ Nigam, "Analysis of clutter reduction techniques for through wall imaging in UWB range". Progress In Electromagnetics Research B 17, 29–48

Chapitre III : Travaux en cours et perspectives

Ce dernier chapitre présente les travaux de recherche initiés récemment, ainsi que les perspectives à plus ou moins long terme qui en découlent. Ces perspectives sont axées sur trois thématiques principales :

- Le développement de répartiteurs passifs basés sur le retournement temporel :

Ce premier axe, lié à la thématique des radars multi-antennes, a été initié au travers d'un projet Carnot (2012). Il vise à réduire conséquemment la complexité des systèmes large bande multi-antennes, qui nécessitent généralement l'utilisation de plusieurs chaînes de transmissions simultanées pour garantir un maximum de souplesse. L'objectif est de concevoir des répartiteurs RF originaux utilisant les propriétés de focalisations spatiales et temporelles du retournement temporel. Au sein d'environnements dans lesquels plusieurs canaux de propagation orthogonaux coexistent, il est possible au moyen d'un signal unique de réaliser des focalisations simultanées en plusieurs points distincts. Ce principe serait appliqué à la réalisation d'un composant passif (répartiteur 1 voie vers N) capable d'adresser à un réseau d'antennes des focalisations d'amplitude et de phase contrôlées, en fonction de l'unique forme d'onde en entrée. Ce composant permettrait alors de réaliser le dépointage de faisceaux électromagnétiques sans l'aide d'aucun élément actif, ni de déphaseurs.

Ce nouveau principe trouvera des applications directes dans les domaines de l'imagerie micro-onde ou des communications UWB.

- La mise en œuvre de plateformes d'instrumentation avancée pour l'émulation de canaux de propagation réalistes et la mesure d'antennes :

L'émulation de canaux de propagation en environnement maîtrisé constitue la suite logique de mes activités entamées depuis 2006. Il s'agit de réaliser des mesures actives « Over The Air » pour les tests de conformités de terminaux MIMO 4G. Cet axe de recherche représente une priorité élevée pour les organismes de normalisation internationaux. Les études entamées précédemment continueront dans ce sens, afin de proposer ces techniques de mesures de sensibilité sur des canaux multi-trajets sélectifs.

Nous envisageons d'autre part d'étendre ces activités dans le domaine de l'aéronautique, en collaboration avec Thales, sur l'émulation de canaux air-sol-air pour le test de radioaltimètres.

Finalement, dans un autre contexte, l'utilisation des chambres réverbérantes nous laisse entrevoir d'autres possibilités de mesures innovantes comme la caractérisation d'antennes.

- L'étude des Radars MIMO :

Cet axe de recherche s'inscrit dans la continuité des activités sur les radars à balayage. La localisation de cible en environnement complexe (multi-trajets) demande toujours un effort important de recherche avant de se développer pleinement. Cela provient de la difficulté à traiter les échos reçus par le radar avec un très faible niveau de signal à bruit et un haut niveau de fouillis en présence de trajets multiples. Dans ce contexte, l'utilisation de techniques MIMO permettront d'obtenir des degrés de liberté supplémentaire et donc d'éliminer les échos parasites et améliorer le rapport signal à bruit en imagerie radar. A court terme, la continuité de cette activité passe par la mise en œuvre d'un banc expérimental large bande multi-voies.

III.1. *Répartiteur RF passif à Retournement temporel pour la formation de faisceau*

III.1-1. Objectifs

Suite à nos activités sur les radars à balayage, nous avons cherché à explorer des solutions originales permettant d'améliorer la résolution spatiale des systèmes multi-antennes ULB. En effet, les techniques de formation de faisceau sont largement appliquées dans le domaine large bande (radars, géolocalisation, scanners millimétrique …). En général, elles utilisent des technologies éprouvées, comme les répartiteurs passifs (Matrices de Buttler [III.1-1], lentilles de Rotman [III.1-2], …) qui possèdent l'avantage d'autoriser une seule chaîne RF d'émission, mais sont limités en résolution angulaire (balayage discret) et en bande passante. Des topologies basées sur des lignes à retard variables [III.1-3] peuvent être envisagées pour la formation de faisceau large bande, mais la gestion des retards nécessite la réalisation de circuits de distribution complexes, à base d'éléments actifs. Quand aux techniques MISO à N voies indépendantes, elles offrent un maximum de souplesse sur la formation de faisceau ou la génération de formes d'ondes orthogonales, mais au prix d'une multiplication des chaînes d'émission RF nécessaires. Ces transmissions sur N voies simultanées complexifient le système et engendrent une contrainte supplémentaire sur la consommation de puissance.

L'objectif de l'axe de recherche présenté ici est donc de concevoir un nouveau type de répartiteur entièrement passif 1 voie vers N (Figure III.1-1), dont la commande se ferait directement par le signal transmis, sans avoir recours à des composants actifs ni déphaseurs. Le simple choix de la forme d'onde appliquée à l'entrée du composant permettra d'obtenir le signal désiré sur un ou plusieurs des ports de sortie, avec les pondérations voulues. Ce fonctionnement particulier, en rupture avec les systèmes existants, sera obtenu par l'utilisation du principe du retournement temporel dans un milieu spécialement conçu et adapté, qui constituera la base du répartiteur. Un tel système trouvera une application directe au niveau des systèmes de formation de faisceau entièrement passifs, en permettant un gain de complexité par rapport aux solutions existantes.

L'utilisation d'une forme d'onde adaptée au niveau du signal d'entrée autorisera donc un contrôle simple et souple des pondérations sur les voies de sortie tout en utilisant une seule voie d'émission. D'autre part, la complexité du système restera indépendante du nombre d'antennes en sortie. Il sera alors envisageable d'améliorer conséquemment la résolution spatiale des radars impulsionnels à balayage, ou les systèmes d'imagerie dans le domaine millimétrique et ce, sans surcoût.

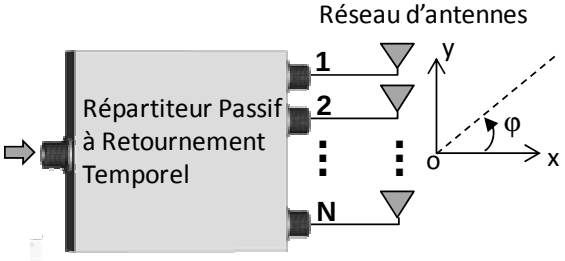

Figure III.1-1 : Répartiteur 1 voie vers N à retournement temporel

III.1-2. Bref état de l'art sur le retournement temporel

Globalement, les propriétés du retournement temporel permettent d'obtenir des focalisations spatiales et temporelles dans des milieux complexes à partir de la connaissance de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Plus précisément, en considérant la transmission d'une onde d'un point A à un point B dans un canal multitrajets, fortement dispersif, le signal reçu au point B est retourné temporellement, puis réémis du point B. Le signal retransmis se focalise alors à son point d'origine (A). Ce principe, utilisé initialement dans le domaine de l'acoustique [III.1-4], a été appliqué récemment aux ondes électromagnétiques [III.1-5], [III.1-6]. Dès lors, les projets de recherche autour de l'utilisation du retournement temporel ont permis de mettre en évidence les propriétés de focalisation du signal pour des applications télécoms large bande (ANR MIRTEC [III.1-7], [III.1-13], projet Danois [III.1-8]), ou Radar pour la localisation et la séparation de cibles en environnement dense ([III.1-9], [III.1-10]). Ces concepts sont actuellement étendus à des opérations de géo-localisation et d'identification de tags basse consommation (projet Européen SELECT [III.1-11]), ou à l'optimisation du débit sous de fortes contraintes de consommation par la mise en œuvre de systèmes MIMO-OFDM à retournement temporel (ANR TRIMARAN [III.1-12]).

En parallèle, de nombreux travaux se sont attachés à étudier les propriétés du canal nécessaires à une focalisation optimale en environnement maîtrisé [III.1-13], [III.1-14], [III.1-15]. Cet environnement est généralement constitué par une cavité surdimensionnée (chambre réverbérante), offrant un canal idéal, très sélectif en fréquence sur la bande du signal transmis. Dans ce cas, le contrôle du canal a permis d'optimiser le pouvoir de focalisation et le rapport signal sur bruit de l'onde focalisée grâce à l'utilisation de systèmes multi-antennes (Miroir à retournement temporel [III.1-15]). En environnement réaliste, les différentes études menées ont fait ressortir l'importance de la décorrélation du canal entre les différentes voies, et la nécessité de transmettre un signal très large bande (permettant de profiter pleinement de la richesse du canal multitrajets) [III.1-13], [III.1-15], [III.1-16].

Le potentiel de cette méthode a rapidement trouvé des applications dans le domaine des télécommunications ULB et notamment les systèmes multi-antennes [III.1-17], [III.1-18], [III.1-19], [III.1-20]. Dans un contexte multiutilisateur, les Systèmes MISO focalisants permettent des opérations de multiplexage spatial (SDMA), tout en réduisant les interférences entre chaque lien [III.1-21], [III.1-22], [III.1-23], [III.1-24]. Les propriétés de focalisation temporelle peuvent alors être utilisées pour compresser l'étalement temporel du canal afin d'optimiser les opérations d'égalisation et minimiser les interférences inter-symboles.

En général, ces systèmes MISO sont appliqués pour des transmissions très large bande, et nécessitent une première estimation du canal avant de réaliser une focalisation par retournement temporel. Le canal doit donc rester statique entre la phase d'estimation et celle de focalisation.

Les travaux exposés dans [III.1-25] et [III.1-26] proposent une approche légèrement différente pour réaliser un pointage électronique sur des antennes large bande. L'opération de retournement temporel n'est pas effectuée sur la réponse du canal radio, mais en amont de chaque antenne du réseau, par un filtrage numérique approprié. Un ensemble de filtres (comprenant le calibrage de la voie et le retard) est alors créé pour chaque angle de pointage désiré. L'inconvénient majeur de cette approche, est qu'elle nécessite plusieurs « Front End RF». En effet, une chaîne de transmission doit

être associée à chaque antenne du réseau. Dans une approche similaire, une méthode de synthèse de réseau d'antennes utilisant le retournement temporel est développée dans [III.1-27]. Cette solution requiert au préalable une lourde phase de calibration qui consiste à mesurer la réponse impulsionnelle en réception de chaque antenne du réseau en fonction de l'angle d'incidence. Les pondérations à appliquer à chaque élément du réseau sont obtenues en retournant temporellement les réponses mesurées. Cette méthode nécessite aussi plusieurs chaînes de transmission pour être applicable.

Dans le domaine des radars, le retournement temporel a été largement employé depuis de nombreuses années (compression d'impulsion « chirpée » par filtrage adapté [III.1-28]) pour améliorer la résolution en distance et augmenter le rapport signal à bruit. Il est utilisé depuis plus récemment pour l'imagerie et la détection de cibles en environnement dense [III.1-29][III.1-34] et la discrimination de plusieurs cibles (méthode DORT : Décomposition de l'Operateur Retournement Temporel [III.1-9], [III.1-10])

D'une manière générale, pour être efficace, le retournement temporel nécessite un canal riche en termes d'étalement temporel vis-à-vis de la résolution temporelle du signal à transmettre. Pour cette raison, les études précitées requièrent des environnements denses, fortement multi-trajets, ou l'utilisation de signaux très large bande. Ces limitations rendent donc l'application de cette technique très délicate en environnement réel, qui reste cantonnée à des conditions opérationnelles très favorables.

L'originalité ici, vis-à-vis des travaux existants, tient au fait que les fonctions de transfert du répartiteur passif seront maîtrisées, et adaptées au retournement temporel dans le sens où elles autoriseront une focalisation et un rapport signal à bruit optimaux. En effet les dispositifs cités précédemment utilisent le canal de transmission comme support au retournement temporel, et en subissent les imperfections. D'autre part, le canal doit impérativement être estimé correctement en temps réel et rester statique pour une focalisation optimale.

Le challenge à relever concernera donc la conception d'un composant focalisant miniaturisé, et possédant des fonctions de transferts décorrélées (canaux orthogonaux) et suffisamment sélectives en fréquence. La conception d'un répartiteur passif une voie vers N, dont les signaux de commande seraient contenus dans le signal d'entrée, correspond donc à une rupture technologique en ce qui concerne les systèmes à formation de faisceau. Il autorisera donc un contrôle simple et souple des pondérations sur les voies de sortie tout en utilisant une seule chaine d'émission.

III.1-3. Principe de fonctionnement et premières études

III.1-3-a Principe général

On considère un composant passif dont les N réponses impulsionnelles (réponses entre une des voies de sortie et la voie d'entrée) sont parfaitement maîtrisées, ces réponses possédant les propriétés adéquates (étalement temporel distribué aléatoirement, dé-corrélation entre les différentes voies). Comme indiqué sur la figure suivante, l'émission de la $i^{ème}$ réponse impulsionnelle retournée temporellement permettra de focaliser une impulsion uniquement sur la voie i en sortie (autocorrelation du canal $h_i(t)$).

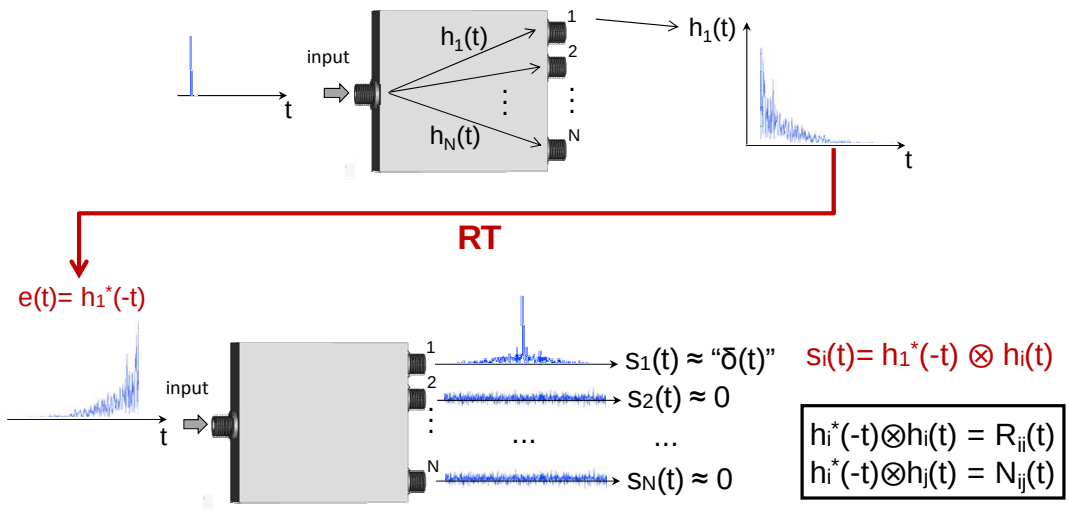

Figure III.1-2 : Schéma de principe de dispositif focalisant à N voies orthogonales

Pour réaliser un répartiteur en amont d'un réseau d'antenne, l'idée générale consiste à émettre à l'entrée du système un signal constitué de la somme pondérée de toutes les réponses impulsionnelles retournées. Le dispositif agit alors comme un démultiplexeur, et il devient possible de focaliser simultanément une impulsion sur chacune des voies de sortie, avec une combinaison de phases correspondant à la direction de pointage désirée. L'association d'une pondération en amplitude offrira, de plus, la possibilité d'optimiser le diagramme de rayonnement total.

III.1-3-b Mise en équations

En se plaçant dans le cas pratique de signaux modulés et en considérant l'enveloppe complexe des réponses impulsionnelles pré-caractérisées, celle du signal $s_i(t)$ reçue sur la voie *i* s'écrit de la manière suivante :

$$s_i(t) = e(t) \otimes h_i(t) \qquad \textbf{III.1.1}$$

Avec e(t) correspondant à l'enveloppe complexe du signal d'entrée (somme pondérée des réponses du composant retournées temporellement):

$$e(t) = \sum_{j=1}^{N} a_j h_j^*(-t) \qquad \textbf{III.1.2}$$

Où a_j est un poids complexe appliqué à la réponse impulsionnelle retournée temporellement $h_j^*(-t)$. Le signal reçu sur la voie *i* s'écrit donc :

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^{N} a_j h_j^*(-t) \otimes h_i(t) \qquad \textbf{III.1.3}$$

$$s_i(t) = \underbrace{a_i R_{ii}(t)}_{Signal\ utile} + \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{N} a_j R_{ji}(t)}_{Bruit} \qquad \textbf{III.1.4}$$

Où $R_{ii}(t)$ représente l'auto-corrélation du canal *i*, et $R_{ji}(t)$ la corrélation croisée entre les canaux *i* et *j*.

Dans un cas idéal (propriétés adéquates des canaux au sein du composant), le bruit résultant des inter-corrélations peut être négligé, et le signal sur chaque voie de sortie prend la forme d'une impulsion (puisque la convolution du canal *i* par son retourné temporel revient à réaliser un filtrage adapté).

Le poids complexe a_i appliqué au signal focalisé sur la voie *i* est choisi pour réaliser un pointage de faisceau dans une direction φ_0 :

$$a_i = A_i e^{j(i-1)(2\pi f_0 d/c)\sin(\varphi_0)} \qquad \textbf{III.1.5}$$

Où f_0 correspond à la fréquence porteuse et *d* au pas du réseau d'antennes. L'enveloppe complexe du champ rayonné prend alors l'expression suivante :

$$\tilde{E}_t(t,\varphi) = \sum_{j=1}^{N}\left[s_j(t)\otimes g_j(t,\varphi)\right] = \sum_{j=1}^{N}\left[a_j R_{jj}(t)\otimes g_j(t,\varphi)\right], \qquad \textbf{III.1.6}$$

où $g_j(t,\varphi)$ représente le champ rayonné par l'antenne j dans le plan considéré.

Grâce à l'application des pondérations lors de la mise en forme du signal d'entrée, les champs rayonnés sont sommés de manière cohérente dans la direction choisie au temps de focalisation.

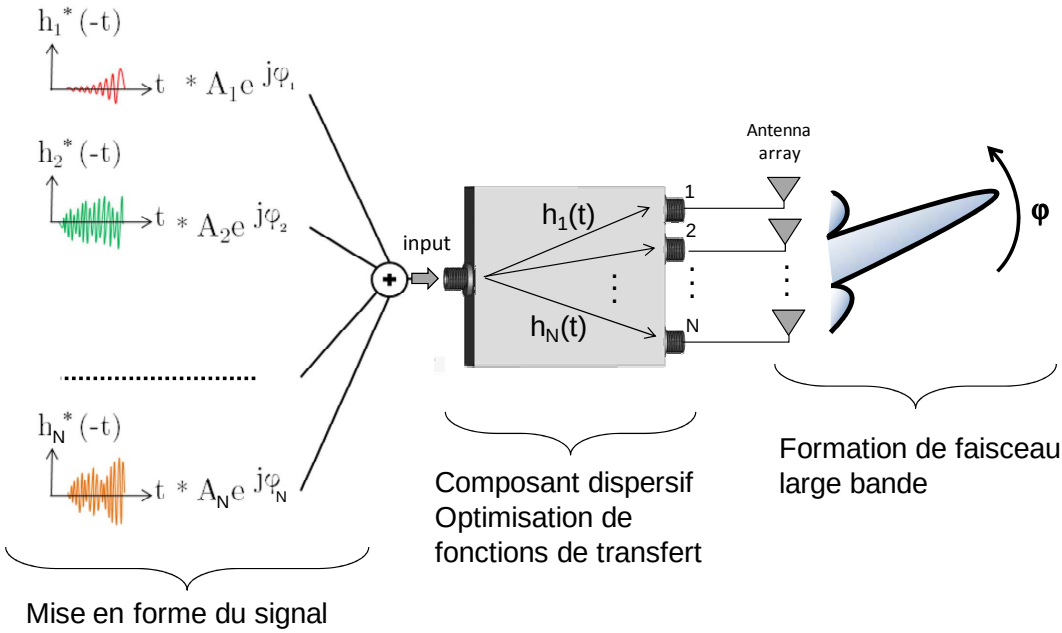

Figure III.1-3 : Principe de mise en forme du signal en entrée d'un répartiteur focalisant pour la formation de faisceau

III.1-3-c Validation expérimentale

Pour valider cette méthode, nous avons réalisé une étude de faisabilité du principe courant 2012. Cette étude (publiée dans [R15]) est appliquée au balayage de faisceau d'antennes Large Bande (2-5 GHz), en utilisant une cellule réverbérante comme composant focalisant 1 voie vers 4 (Figure III.1-4). Les résultats obtenus, par des mesures dans le domaine fréquentiel, montrent la possibilité de réaliser du pointage de faisceau, uniquement en fonction du signal d'entrée (Figure III.1-5).

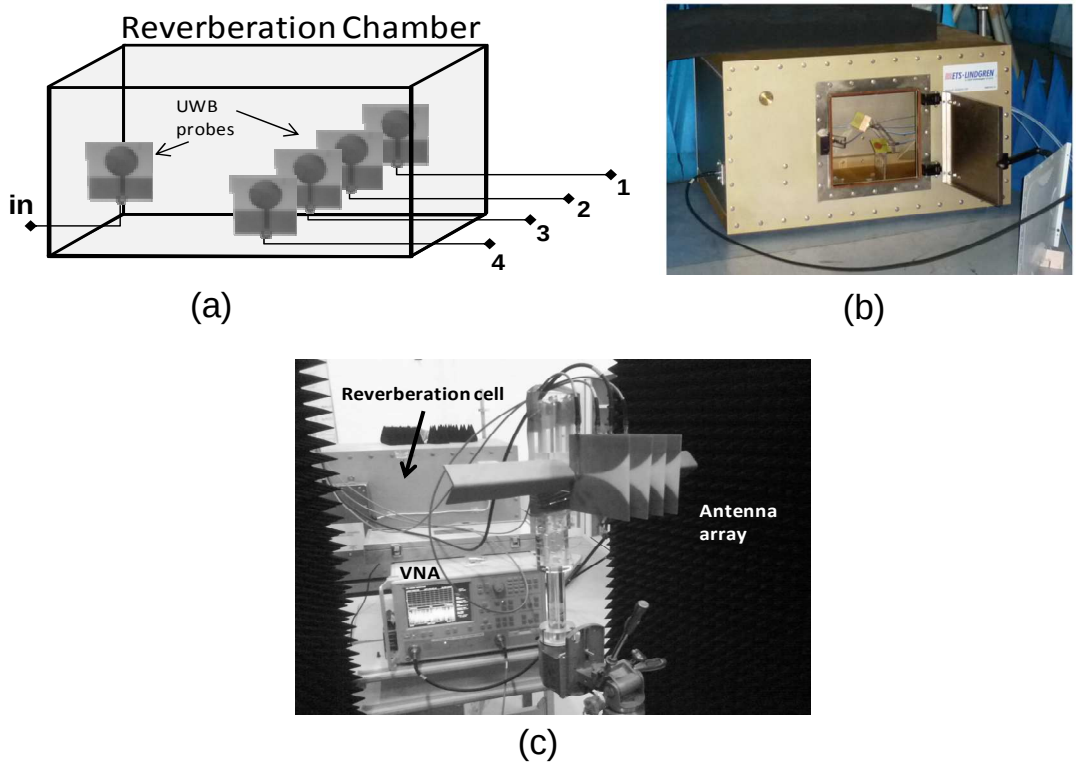

Figure III.1-4 : Composant focalisant 1 voie vers 4, utilisant une cellule réverbérante (a,b) au sein de laquelle sont positionnées des sondes large bande. Mesure du rayonnement d'antennes Vivaldi connectées aux sorties du composant (c).

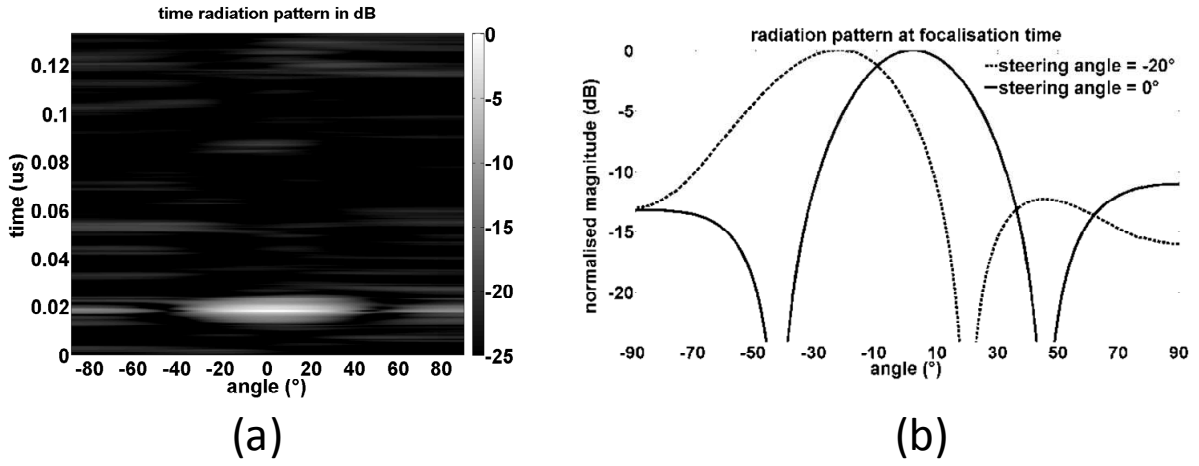

Figure III.1-5 : Mesure du champ rayonné dans le domaine temporel pour un angle de pointage dans l'axe (a). Diagrammes de rayonnement à l'instant de focalisation (ici 0,02 us) pour deux angles de pointage (b).

Finalement, nous avons pu démontrer l'application de ce principe de formation de faisceau passive à l'imagerie radar, comme présenté sur la Figure III.1-6. Le système est ainsi constitué d'un réseau d'émission de 4 antennes Vivaldi reliées au composant réverbérant, et d'une antenne de réception ULB Omnidirectionnelle. Dans l'exemple indiqué ici, une unique acquisition de la fonction de transfert entre les voies d'émission et de réception donne accès directement à l'image radar.

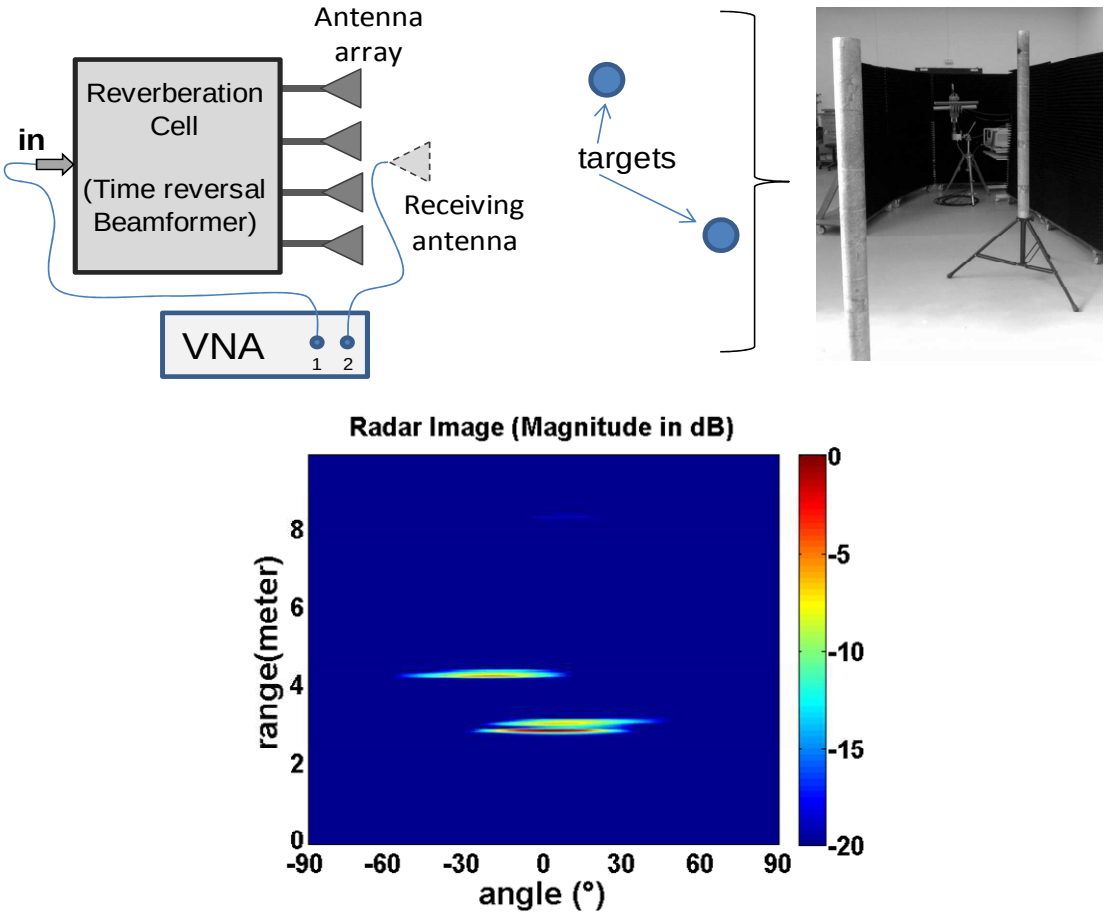

Figure III.1-6 : Système d'imagerie radar à formation de faisceau passive.

III.1-3-d Méthode de précorrection des signaux focalisés

La continuité de ces travaux est maintenant effectuée dans la thèse de Thomas Fromenteze, débutée en septembre 2012. Les premières études ont consisté à mettre en œuvre un banc d'analyse temporel (dédiée notamment à l'analyse des dispositifs focalisant) comme indiqué sur la Figure III.1-7, et à développer une méthode de précorrection permettant d'égaliser les impulsions focalisées en sortie des composants. En effet, les auto-corrélations des canaux peuvent présenter des amplitudes différentes, et les interférences causées par les corrélations croisées entre les différents canaux ne sont pas forcement négligeables.

Thomas Fromenteze a donc étudié une technique numérique applicable dès la mise en forme du signal d'entré, pour corriger l'enveloppe complexe des signaux sur chaque voie de sortie à l'instant de focalisation.

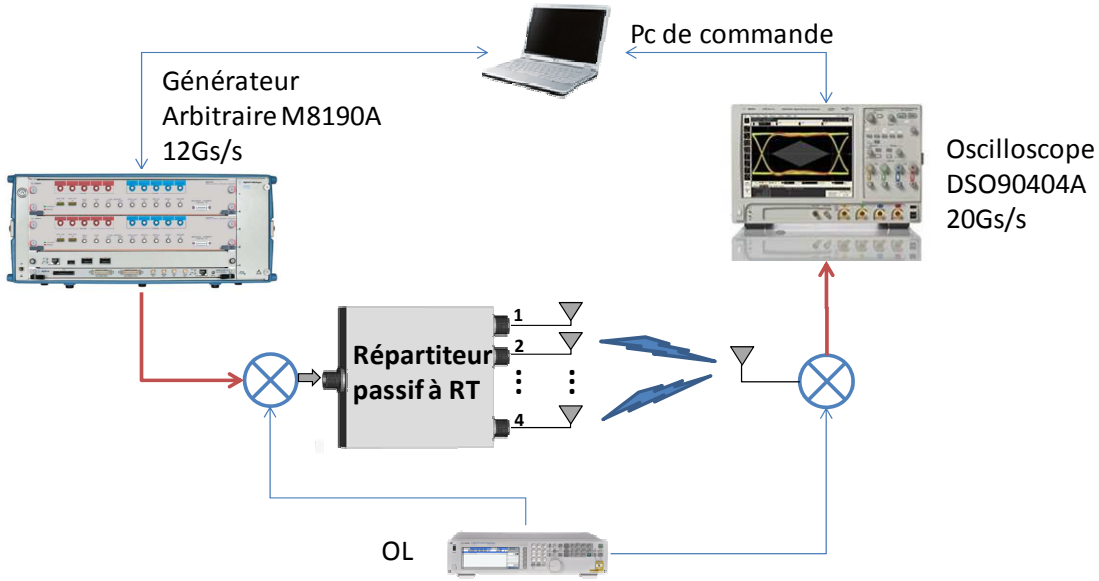

Figure III.1-7 : plateforme temporelle, composée d'un châssis PXI intégrant 4 générateurs de signaux arbitraires 12 Gs/s (Agilent M8190A), un oscilloscope 4 voies temps réel 20Gs/s (Agilent DSO90404A), et d'un synthétiseur 100kHz-20GHz (Agilent N5183A).

Cette technique de précorrection, publiée récemment dans [R16], repose sur l'inversion de la matrice de corrélation des différents canaux du composant :

En partant du fait que le calcul des signaux de sortie (équation III.1.4) peut se mettre sous la forme matricielle suivante à l'instant de focalisation t_0 :

$$\begin{bmatrix} s_1(t_0) \\ \vdots \\ s_N(t_0) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{11}(t_0) & \cdots & R_{1N}(t_0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N1}(t_0) & \cdots & R_{NN}(t_0) \end{bmatrix}}_{[R(t_0)]} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \qquad \text{III.1.7}$$

Les signaux de sortie doivent à l'instant de focalisation répondre à un gabarit (permettant d'égaliser les amplitudes, d'annuler les interférences et de réaliser un pointage de faisceau) fixé par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} s_1(t_0) \\ \vdots \\ s_N(t_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} \qquad \text{III.1.8}$$

Les pondérations complexes à appliquer peuvent être calculées pour réaliser l'objectif fixé grâce à l'inversion de matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = [R(t_0)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} g_1 \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} \qquad \text{III.1.9}$$

Ce principe a été appliqué expérimentalement (plateforme temporelle) sur le composant réverbérant utilisé initialement. Quelle que soit la disposition des sondes au sein de la cellule, la méthode proposée donne d'excellents résultats en termes de qualité de focalisation (Figure III.1-8) et de diagrammes de rayonnement (présentés dans [R16]).

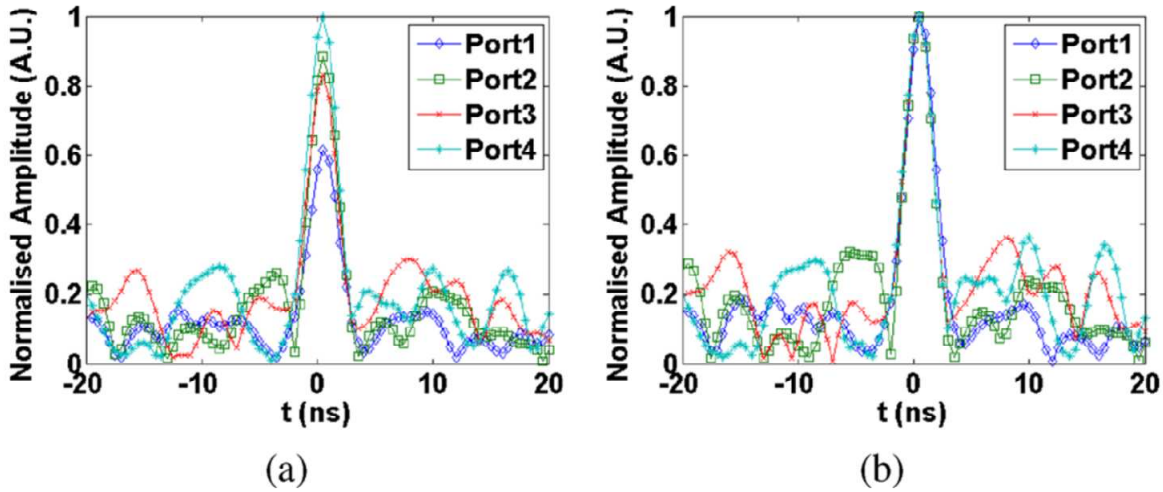

Figure III.1-8 : Signaux focalisés, mesuré sur les voies de sorties du composant réverbérant, (a) : sans précorrection, (b) : avec précorrection.

Les premières études menées jusqu'ici laissent donc entrevoir des perspectives intéressantes pour la conception de nouvelles topologies de répartiteur RF entièrement passif. Il sera en effet envisageable de réaliser une formation de faisceau tridimensionnelle, avec un nombre important d'éléments rayonnants, sans pour autant complexifier le système.

Cependant, cette activité demande encore un important travail de recherche. L'utilisation d'une cavité surdimensionnée (cellule réverbérante) peut constituer une première approche pour valider le principe puisqu' elle génère un étalement temporel suffisant des réponses impulsionnelles. Toutefois, cette solution n'est pas viable à des fins d'intégration, et cet axe de recherche devra s'orienter sur des architectures innovantes de composants miniaturisés.

III.1-4. Perspectives

Les principaux verrous à lever pour parvenir à ces objectifs résident donc dans le développement de répartiteurs miniaturisés, possédant de bonnes propriétés d'auto-corrélation sur chaque voie, ainsi que des réponses impulsionnelles dé-corrélées entre les différentes voies. Pour satisfaire ces conditions, trois familles technologiques peuvent être identifiées :

- **Composants « chaotiques » :** La première famille concerne des composants que nous qualifions de « chaotiques », présentant des fonctions de transfert à répartition de phase aléatoire. Dans ce cas, l'objectif est d'obtenir des réponses impulsionnelles similaires à celles qui seraient obtenues dans le cas idéal d'une cavité surdimensionnée (chambre réverbérante), mais sur des dispositifs fortement intégrés. L'idée sera donc de concevoir des structures planaires ou 3D à géométrie ergodique, ou à base d'éléments parasites réparties aléatoirement, permettant de créer un environnement miniaturisé très sélectif en fréquence. L'utilisation de méta-matériaux ou de surfaces sélectives en fréquence pourrait être envisagée. En effet, les méta-matériaux sont utilisés pour leurs propriétés de filtrage et de miniaturisation [III.1-35], [III.1-36]. Un dispositif inhomogène

pourrait être imaginé, en associant plusieurs types de cellules présentant des caractéristiques fréquentielles différentes (constitution d'un réseau de résonateurs à couplages aléatoires).

La Figure III.1-9 illustre deux exemples en cours de développement dans la thèse de Thomas Fromenteze, basés sur ces concepts. Les premiers résultats sur les réponses obtenues laissent entrevoir des solutions d'intégration pertinentes pour répondre au cahier des charges que nous nous sommes fixé.

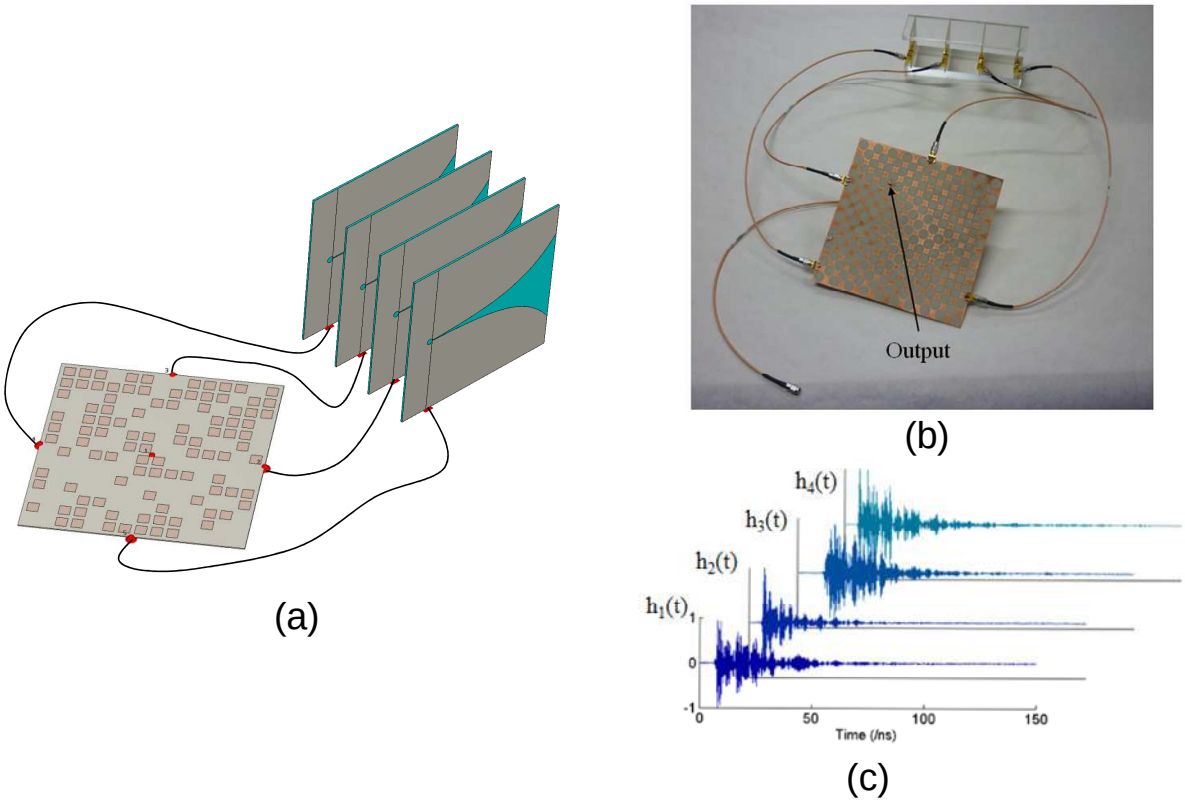

Figure III.1-9 : Exemple de structure chaotique en cours d'études : dispositif planaire à motifs résonants distribués aléatoirement (a) ; composant imprimé basé sur le principe du billard de Sinai (b), et ses réponses impulsionnelles mesurées (c).

- **Composants dispersifs :** La seconde approche s'orientera sur des dispositifs dispersifs (présentant typiquement des fonctions de transfert à phase parabolique).

La réalisation d'une fonction de transfert à phase parabolique impose une dérive du temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence, et est équivalente à une réponse impulsionnelle « chirpée » dans le domaine temporel. L'avantage d'un signal chirpé est qu'il possède une autocorrélation sous la forme d'une impulsion (typiquement un sinus cardinal dont la largeur est inversement proportionnelle à la bande passante du signal). De plus, l'intercorrélation de deux signaux chirpés, ayant des caractéristiques de dispersion différentes, est nulle.

Il est donc possible de réaliser une focalisation en sortie d'un filtre possédant une réponse impulsionelle chirpée, grâce à l'émission de cette réponse retournée temporellement (Figure III.1-10-a). L'association en parallèle de plusieurs filtres de ce type possédant des réponses orthogonales permettrait donc de réaliser les répartiteurs souhaités (Figure III.1-10-b).

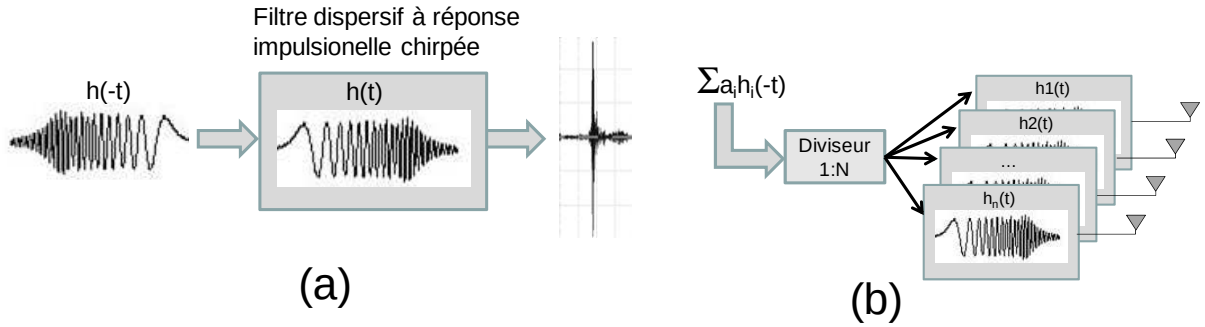

Figure III.1-10 : propriétés focalisantes d'un filtre à réponse « chirpée » (a), principe d'un répartiteur 1 voie ves N utilisant ce type de filtres.

Dans la pratique, l'exemple le plus repandu correspond au miroir de Bragg utilisé en optique pour compenser des dispersions et réaliser des compressions d'impulsion [III.1-37]. Cependant, l'encombrement de ces miroirs vis-à-vis de la longueur d'onde guidée ne permet pas de les envisager pour nos applications.

Des circuits analogues ont été réalisés en technologie SIW (Substate Integrated Waveguide) [III.1-38], et possèdent des tailles raisonnables pour des applications dans le domaine millimétrique (Figure III.1-11)

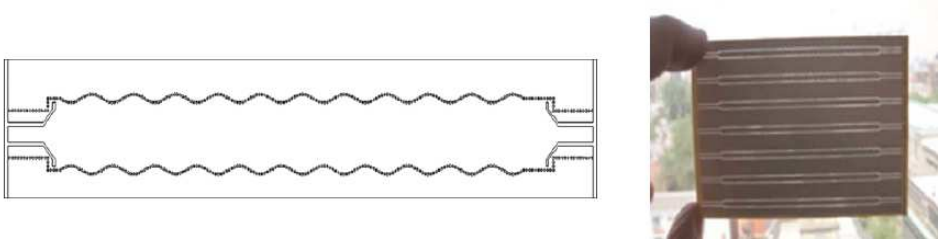

Figure III.1-11 : Réalisation en technologie SIW d'une structure chirpée pour des applications dans le domaine millimétrique [III.1-38]

Pour des fréquences de fonctionnement beaucoup plus faibles, une alternative intéressante serait d'utiliser des filtres acoustiques à ondes de surface (SAW filter). Ces filtres sont constitués de deux électrodes (Interdigited transductor : IDT) imprimées sur un substrat piézo-électrique. Le signal électrique, appliqué sur l'électrode d'entrée, est converti en onde acoustique par effet piézo-électrique. Cette onde se propage au sein du substrat avant d'être à nouveau convertie en onde électrique à la sortie du filtre. La fréquence d'excitation est alors liée à l'espacement entre les doigts des transducteurs interdigités. Une évolution linéaire de cet espacement permet donc de réaliser un signal chirpé (Figure III.1-12). Ce type de filtre trouve notamment des applications dans le domaine des RADAR FMCW pour réaliser de la compression d'impulsion [III.1-39].

Une autre possibilité consiste à mélanger l'arrangement des IDT (OFC SAW [III.1-40], [III.1-41]) de manière à réaliser un codage de fréquences à l'image d'une modulation FSK. L'intérêt de ce codage est qu'il permettrait de faciliter la réalisation de plusieurs filtres à réponses orthogonales pour la mise en œuvre du répartiteur focalisant.

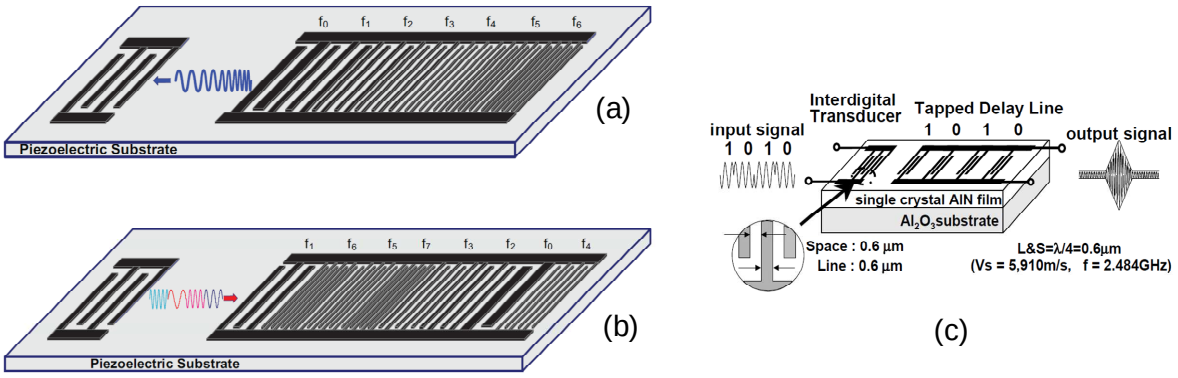

Figure III.1-12 : Filtre SAW utilisé pour la génération d'un signal FMCW (a) ; Filtre SAW OFC (Orthogonal Frequency Coding) (b) [III.1-40] ; générateur de séquences PN à base de filtre SAW (c) [III.1-42]

- **Composant « SAW » à codage aléatoire :** Finalement, une dernière solution serait de générer analogiquement des séquences PN (Pseudo Noise) possédant les propriétés de corrélations adéquates. Cette solution, qui s'apparente technologiquement à la précédente (filtre SAW), consiste à coder la phase du signal transmis selon une séquence de Barker par exemple. Comme indiqué sur la Figure III.1-12-c, les renversements de phase du signal sont provoqués par les délais de propagation entre chaque groupe d'IDT. L'émission d'un signal codé identiquement et renversé temporellement à l'entrée du filtre se traduit donc par une compression temporelle en sortie. Ce principe à été proposé dans [III.1-42] pour effectuer du codage CDMA.

La réalisation de répartiteurs focalisant basés sur les filtres SAW offrirait l'avantage d'une extrême miniaturisation, grâce aux très faibles vitesses de propagation des ondes acoustiques. Nous avons donc entamé courant 2013 une collaboration avec le département MINACOM d'XLIM qui possède les outils de simulations multi-physiques et les plateformes technologiques pour l'étude et la réalisation de ce type de structures. A court terme, les premiers prototypes permettront de conclure sur les qualités de focalisation et sur la faisabilité, à plus long terme, de ces répartiteurs.

Cet axe de recherche possède donc un caractère fortement exploratoire et novateur, qui permettra de faire émerger une nouvelle thématique autour du retournement temporel et des composants focalisants. Que ce soit dans le cas de dispositifs « cahotiques » ou dispersifs, l'optimisation des différentes topologies nécessitera des compétences multiples sur les aspects antennes, filtrage, traitement du signal, ainsi que sur les procédés technologiques de prototypage.

Outre la recherche de solutions technologiques adaptées, de nombreuses études devront être menées en parallèle sur l'optimisation du bilan énergétique des systèmes proposés, ainsi que sur le développement de techniques de mise en forme des signaux en bande de base. En effet, l'opération de retournement temporel, appliquée telle quelle, n'est pas forcément la solution optimale pour assurer une parfaite focalisation dans le cas des topologies envisagées. Nos travaux devront donc se concentrer sur la recherche de filtres de déconvolution optimaux, appliqués par exemple dans le domaine de l'acoustique pour la compensation de canal [III.1-43].

En ce qui concerne les applications visées, comme nous l'avons déjà évoqué, les propriétés de ce concept offriront de nombreux avantages en termes de consommation et de bande passante

par rapport aux techniques à pointage électronique existantes. Ces avantages en font un candidat sérieux pour les applications telles que les radars de vision à travers les murs, mais aussi dans le domaine millimétrique, comme les radars anticollisions, l'imagerie haute résolution, ou le sondage de canal pour les standards de communication à 60 GHz. Concernant les applications télécoms, la mise en forme du signal d'émission étant réalisée de manière numérique, il devient facilement envisageable de convoluer ce signal par n'importe quelle forme d'onde à émettre, avant de le transposer en fréquence et de l'injecter à l'entrée du répartiteur. Ce nouveau concept pourrait être envisagé pour réaliser des systèmes UWB MIMO n'utilisant qu'une seule voie d'émission/réception. En effet, le composant focalisant à retournement temporel jouera le rôle de démultiplexeur passif au niveau de l'émetteur (en focalisant les signaux appropriés vers chacune des antennes), et de multiplexeur passif en réception. Notons que cette dernière approche pourrait aussi être appliquée au concept de RADAR MIMO, basé sur la transmission de forme d'ondes orthogonales sur plusieurs voies.

Finalement, ces travaux seront valorisés par la mise en place de démonstrateurs sur les applications précitées, et basés sur la plateforme de mesure décrite en Figure III.1-7.

III.1-5. Références

[III.1-1] M. Nedil, "a new ultra-wideband beamforming for wireless communications in underground mines", Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 4, 1–21, 2008

[III.1-2] Lambrecht, A.; Zwick, T.; Wiesbeck, W.; Schmitz, J.; Jung, M., "Rotman-lens as a true-time-delay beamformer at low UHF frequencies," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE , vol., no., pp.1,4, 5-11 July 2008

[III.1-3] S. Dabbagh, L. D. Khalaf, and M. Hawa, "A distributed variable delay line for wide-band beam-formers", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 33, 37-46, 2012

[III.1-4] M. Fink. Time reversal acoustics. Physics Today, pages 34–40, May 1997.

[III.1-5] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink. "Time reversal of electromagnetic waves". Phys. Rev. Letters, 2004.

[III.1-6] de Rosny, J.; Lerosey, G.; Fink, M.; , "Theory of Electromagnetic Time-Reversal Mirrors," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.58, no.10, pp.3139-3149, Oct. 2010

[III.1-7] Projet ANR MIRTEC « Miroirs à Retournement Temporel Electromagnétique pour les Communications », Déc. 2005 – Déc. 2008.

[III.1-8] APPLICATION OF THE TIME REVERSAL TECHNIQUE FOR MULTI-USER WIRELESS COMMUNICATIONS, Project funded by The Danish Research Council for Technology and Production Sciences, Under the Grant No. 274-06-0324.

[III.1-9] Thèse de doctorat, « étude d'un concept de radar de détection de personnes a travers les murs et les obstacles », Nadia MAAREF, Université de Nice-Sophia Antipolis, laboratoire LEAT, Décembre 2009.

[III.1-10] Thèse de doctorat, « Caractérisation et détection de cibles en guide d'onde non stationnaire par Décomposition de l'Opérateur Retournement Temporel», Franck-David PHILIPPE, Université de Paris Diderot (Paris7), Décembre 2008.

[III.1-11] European Project in FP7: "SELECT: Smart and Efficient Location, idEntification, and Cooperation Techniques", ICT-2009.3.9, from 2010-09-01 to 2013-08-31.

[III.1-12] Projet ANR TRIMARAN : « Time-Reversal MIMO OFDM Green communicAtions based on MicRo-structured ANtennas », édition 2010 du Programme « Réseaux du Futur et Services ».

[III.1-13] Thèse de doctorat, « Application of Time Reversal (TR) technique to Ultra wideband (UWB) and multi antenna (MIMO) communication systems », Ijaz Haider NAQVI, laboratoire IETR, INSA de Rennes, décembre 2009.

[III.1-14] Naqvi, I.H.; El Zein, G.; , "Time domain measurements for a time reversal SIMO system in reverberation chamber and in an indoor environment," Ultra-Wideband, 2008. ICUWB 2008. IEEE International Conference on , vol.2, no., pp.211-214, 10-12 Sept. 2008

[III.1-15] Thèse de doctorat, "Retournement temporel d'ondes électromagnétiques et application aux télécommunications en milieux complexes", Geoffroy Lerosey, Université Paris 7 – Denis Diderot.

[III.1-16] P. Kyritsi and G. Papanicolaou, "Time-reversal: Spatio-temporal focusing and its dependence on channel correlation," in Proc. Int. Conf. on Signal Proc. and Com. Systems, 2007.

[III.1-17] Qiu, R.C.; Chenming Zhou; Nan Guo; Zhang, J.Q.; , "Time Reversal With MISO for Ultrawideband Communications: Experimental Results," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.5, no.1, pp.269-273, Dec. 2006.

[III.1-18] Nguyen, H.T.; Andersen, J.B.; Pedersen, G.F.; , "The potential use of time reversal techniques in multiple element antenna systems," Communications Letters, IEEE , vol.9, no.1, pp. 40- 42, Jan. 2005.

[III.1-19] Monsef, F.; Cozza, A.; Abboud, L.; , "Effectiveness of Time-Reversal technique for UWB wireless communications in standard indoor environments," ICECom, 2010 Conference Proceedings , vol., no., pp.1-4, 20-23 Sept. 2010.

[III.1-20] Barton, R.J.; Chen, J.; Huang, K.; Perotta, S.; Wu, D.; , "Optimality properties and performance analysis of co-operative time-reversal communication in wireless sensor networks," Communications, IET , vol.1, no.1, pp.64-70, February 2007.

[III.1-21] Yuanwei Jin; Yi Jiang; Moura, J.M.F.; , "Multiple Antenna Time Reversal Transmission in Ultra-Wideband Communications," Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07. IEEE , vol., no., pp.3029-3033, 26-30 Nov. 2007.

[III.1-22] Yuanwei Jin; Moura, J.M.F.; O'Donoughue, N.; , "Adaptive time reversal beamforming in dense multipath communication networks," Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on , vol., no., pp.2027-2031, 26-29 Oct. 2008.

[III.1-23] Kyritsi, P.; Papanicolaou, G.; Eggers, P.; Oprea, A.; , "MISO time reversal and delay-spread compression for FWA channels at 5 GHz," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.3, no.1, pp.96-99, Dec. 2004.

[III.1-24] Strohmer, T.; Emami, M.; Hansen, J.; Papanicolaou, G.; Paulraj, A.J.; , "Application of time-reversal with MMSE equalizer to UWB communications," Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE , vol.5, no., pp. 3123- 3127 Vol.5, 29 Nov.-3 Dec. 2004.

[III.1-25] Liou, L.L.; Lin, D.M.; Longbrake, M.; Buxa, P.; McCann, J.; Dalrymple, T.; Tsui, J.B.; Qiu, R.; Zhen Hu; Nan Guo; , "Digital wideband phased array calibration and beamforming using time reversal technique," Phased Array Systems and Technology (ARRAY), 2010 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.261-266, 12-15 Oct. 2010.

[III.1-26] Lin, D.M.; Liou, L.L.; Tsui, J.B.Y.; , "Directional wide band time reversal digital beam forming FIR filter design using bore-sight calibration data," Aerospace and Electronics Conference (NAECON), Proceedings of the IEEE 2010 National , vol., no., pp.215-222, 14-16 July 2010.

[III.1-27] Deshuang Zhao; Yuanwei Jin; Bing-Zhong Wang; Rui Zang; , "Time Reversal Based Broadband Synthesis Method for Arbitrarily Structured Beam-Steering Arrays," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.1, pp.164-173, Jan. 2012

[III.1-28] The Theory and Design of Chirp Radars," Bell System Technical Journal 39, 745 (1960).

[III.1-29] Yuanwei Jin; Moura, J.M.F.; , "Time-Reversal Detection Using Antenna Arrays," Signal Processing, IEEE Transactions on , vol.57, no.4, pp.1396-1414, April 2009.

[III.1-30] Dehong Liu; Gang Kang; Ling Li; Ye Chen; Vasudevan, S.; Joines, W.; Qing Huo Liu; Krolik, J.; Carin, L.; , "Electromagnetic time-reversal imaging of a target in a cluttered environment," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.53, no.9, pp. 3058- 3066, Sept. 2005.

[III.1-31] W. Zhang and A. Hoorfar, THROUGH-THE-WALL TARGET LOCALIZATION WITH TIME REVERSAL MUSIC METHOD, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 106, p. 75-89, 2010.

[III.1-32] Varslot, T.; Yazici, B.; Yarman, C.-E.; Cheney, M.; Scharf, L.; , "Time-reversal waveform preconditioning for clutter rejection," Waveform Diversity and Design Conference, 2007. International , vol., no., pp.330-334, 4-8 June 2007.

[III.1-33] T. Buma and T. B. Norris, “Time reversal three-dimensional imaging using single-cycle terahertz pulses,” Appl. Phys. Lett., vol. 84, no. 12, pp. 2196–2198, Mar. 2004.

[III.1-34] Foroozan, F.; Asif, A.; , "Time reversal MIMO radar for angle-Doppler estimation," Statistical Signal Processing Workshop (SSP), 2012 IEEE , vol., no., pp.860-863, 5-8 Aug. 2012

[III.1-35] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch. “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999.

[III.1-36] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou. “Fss printed on grounded dielectric substrates: Resonance phenomena, amc and ebg characteristics”. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005.

[III.1-37] A. Cotel, "Réseaux de di raction à multicouches diélectriques pour la compression d’impulsions laser Petawatt par mosaïques de réseaux.", Thèse de doctorat de l'École Polytechnique, 2007.

[III.1-38] J.D. Schwartz, Q. Zhuge, J. Azana et D. Plant, "1-D uniform and chirped electromagnetic bandgap structures in substrate integrated waveguides at 60 GHz" Micr. and Opt. Tech. Lett., vol 54, issue 3, 2012.

[III.1-39] M. Butler, "Radar application of S.A.W. dispersive filters", IEE Proc., vol 127,n°2, 1980.

[III.1-40] Daniel Russell Gallagher, “Ultra–Wideband Orthogonal Frequency Coded SAW Correlators”, Master thesis, University of Central Florida, Orlando, 2007

[III.1-41] Puccio, D.; Malocha, D.C.; Gallagher, D.; Hines, J., "SAW sensors using orthogonal frequency coding," Frequency Control Symposium and Exposition, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International , vol., no., pp.307,310, 23-27 Aug. 2004

[III.1-42] Kazuo Tsubouchi and Hiroyuki Nakase, “SAW-Based Wireless Systems”, International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, Chiba, 5-7 March 2001.

[III.1-43] Kirkeby, O.; Nelson, P.A.; Hamada, H.; Orduna-Bustamante, F., "Fast deconvolution of multichannel systems using regularization," Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on , vol.6, no.2, pp.189,194, Mar 1998

III.2. *Plateformes d'instrumentation avancée pour l'émulation de canal et la mesure d'antennes*

L'expertise acquise à travers les études menées sur l'émulation de canaux pour l'analyse des systèmes MIMO permet d'entrevoir en perspective plusieurs champs de recherche qui sont déclinés dans les paragraphes suivants.

III.2-1. Mesures « Over The Air »

Pour la qualification de capacité (débits) sur des terminaux opérationnels, ces mesures actives sont réalisées en temps réel, et nécessitent l'emploi d'émulateurs de station de base. On parle alors de mesures « OTA » (Over The Air).

Initialement, les mesures OTA ont été définies par le CTIA. Elles permettent notamment de qualifier les performances de terminaux sans fil (typiquement des téléphones cellulaires) en émission (« Total Radiated Power » : TRP) et en réception (« Total Isotropic Sensitivity » : TIS).

Dans un contexte de communication SISO (Single Input, Single Output), les performances des terminaux peuvent être aisément caractérisées en chambre anéchoïde « classique ». En effet, dans ce cas de figure, les performances sont linéairement reliées au niveau de puissance de transmission.

La mise en œuvre de mesures OTA devient beaucoup plus délicate pour la caractérisation des terminaux 4G MIMO de nouvelle génération. Les performances de ces systèmes sont directement liées au nombre d'antennes utilisées, au niveau de corrélation des canaux, et à l'étalement angulaire et temporel du canal. Typiquement, la caractérisation de terminaux MIMO ne peut être réalisée qu'en reproduisant expérimentalement un canal de propagation multitrajets réaliste (de type Indoor ou Urbain) dans lequel serait soumis le terminal de communication. L'émulation de canaux de propagation en environnement maîtrisé représente donc une priorité élevée pour les organismes de normalisation internationaux pour les tests de conformités de terminaux MIMO 4G.

Ce domaine fait l'objet depuis quelques années de nombreux travaux au travers d'actions de recherche, comme notamment les actions COST[1] 2100 ou COST IC1004.
Actuellement, les organismes de normalisation (3GPP, CTIA) peinent à standardiser [3GPP TR 37.976] ce type de mesures. En effet, la complexité de mise en œuvre d'un émulateur physique de canaux multitrajets pose le problème de la reproductibilité des mesures sur différentes plateformes. D'autre part, le choix de figures de mérite réalistes reste délicat, étant donné le nombre important de paramètres influant sur les performances d'un terminal MIMO.
Pour la mise en œuvre de scénarios de tests en environnement maitrisé, trois approches peuvent être envisagées [III.2-1], [III.2-2]:

- La chambre anéchoïde, associée à plusieurs antennes d'émission permettant de générer les angles d'arrivées sur le terminal à tester. Chaque élément rayonnant doit alors être alimenté par un émulateur de canal pour reproduire une réponse impulsionnelle par angle d'arrivé. Cet émulateur peut être de type analogique avec une gestion physique des retards (fibre optique et atténuateurs),

[1] European Cooperation in Science and Technology (www.cost2100.org, www.ic1004.org)

ou numérique (gestion du canal en bande de base). Cette solution implique une mise en œuvre lourde et coûteuse avec un temps de mesure relativement long (rotation du terminal en 3D), mais elle possède l'avantage de maitriser complètement le canal radio en termes d'angles d'arrivées et d'étalement temporel.

- La technique de mesure en deux étapes ou « two-stage method ». La première étape consiste à mesurer le diagramme de rayonnement du terminal en 3 dimensions. Dans un second temps, les mesures de performance du mobile sont réalisées en « câblé » (le mobile étant directement connecté à un émulateur de station de base). L'influence du canal radio et du diagramme de rayonnement sont alors pris en compte en bande de base.
Cette méthode reste finalement la plus souple puisque tous les paramètres du canal sont facilement maîtrisables. La difficulté dans ce cas repose sur la mesure 3D précise (en module et en phase) des diagrammes de rayonnement du terminal MIMO actif.

- La chambre réverbérante à brassage de mode qui offre un canal très riche en multitrajets. La rotation de brasseurs permet d'émuler le déplacement du mobile, en générant à chaque itération un évanouissement (fading) du signal reçu différent. L'étalement temporel peut quand à lui être contrôlé en modifiant le facteur de qualité de la chambre.

Cette dernière solution a suscité un vif intérêt depuis moins de 10 ans pour la mesure de sensibilité [III.2-3], de débit [III.2-4], ou de performances MIMO [III.2-5], [III.2-6] , [III.2-7] de terminaux actifs.

III.2-1-a Plateforme temps réel pour la qualification « OTA » de terminaux LTE-MIMO en chambre réverbérante

Les travaux de thèse de Nabil Arsalane, sur l'émulation multi-clusters, présentées au paragraphe II.2-2. ont naturellement trouvé une application sur ces techniques d'instrumentation avancée OTA qui constituaient une continuité logique de ses activités.

En effet, nous avons débuté récemment (février 2013), une étude avec ANOVO et Bouygues Telecom, pour mettre en place une plateforme instrumentale en CRBM dédiée à l'analyse de performances de futurs terminaux LTE MIMO. Ce banc de test (Figure III.2-1) constitue une version temps réel, full duplex par rapport à ceux mis en œuvre jusqu'ici. Il est donc composé d'un émulateur de station de base 2 voies (RF1 et RF2) pour la communication avec le mobile sous test, d'un émulateur de canaux (pour la gestion des macro-trajets), et de deux couples d'antennes illuminant les deux brasseurs (pour une transmission sur deux voies simultanées). Les voies RF1 et RF2 sont donc utilisées simultanément pour la réalisation de canaux MIMO en *Downlink*. La remontée *Uplink* du mobile vers la station de base est effectuée sur la voie RF2 uniquement.

Les scénarios de test proposés à l'heure actuelle reposent sur des canaux Mono et multi-clusters (comme ceux décrits dans le paragraphe II.2-2.). La disposition des antennes d'émission, ainsi que la quantité d'absorbants utilisée pour un étalement RMS intra-clusters de 90ns permettent de conserver un environnement de référence de Rayleigh avec un écart type des évanouissements de l'ordre de 8 dB.

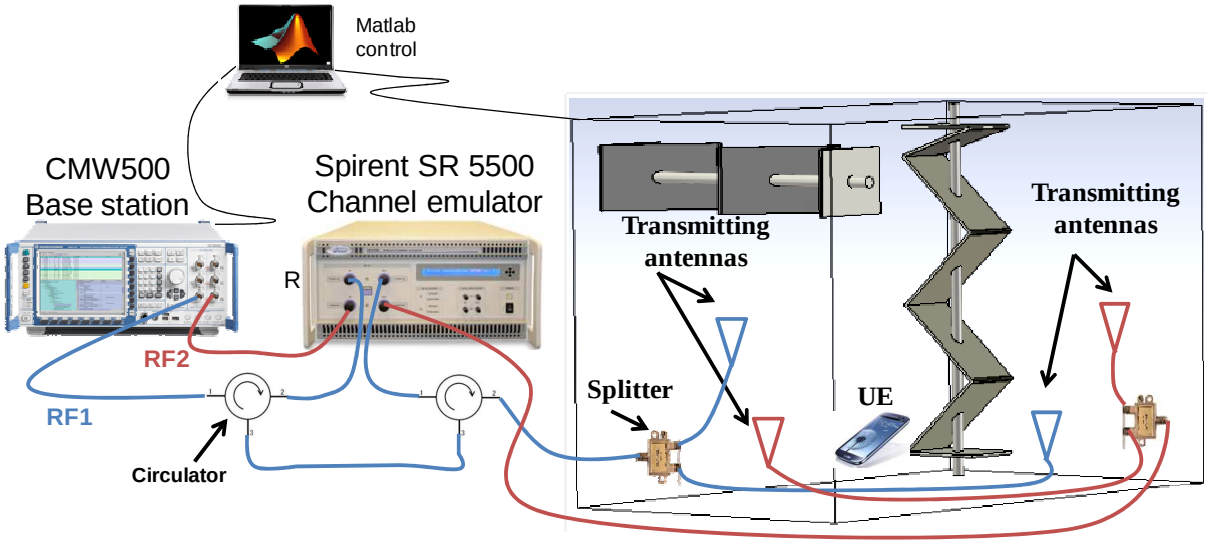

Figure III.2-1 : Plateforme temps réel pour la mesure de terminaux MIMO actifs.

Cette plateforme de test a permis de lancer les premières études sur plusieurs terminaux 4G fournis par Bouygues Telecom, pour des configuration SISO ou MIMO (spatial multiplexing 2x2) en voie descendante (pour une modulation QPSK et une bande passante de 15 MHz à 2,1 GHz).

Ces expérimentations ont notamment porté sur la faisabilité de mesures de sensibilité isotopique (TIS) qui sont initialement standardisées en chambre anéchoïde pour des terminaux SISO. L'approche proposée ici est légèrement différente, puisqu'il s'agit de définir une sensibilité moyenne en présence de fading et de sélectivité fréquentielle. Le protocole que nous avons mis en place consiste à relevé le RSSI moyen mesuré par le mobile pour une rotation complète des brasseurs (rotation continue) et une puissance d'émission fixe. L'opération est répétée en diminuant successivement la puissance d'émission, jusqu'à obtenir un taux d'erreur par blocs de 5% (correspondant à 95% du débit maximum possible).

Les résultats obtenus ont montré la possibilité d'obtenir l'évolution des sensibilités moyennes isotropiques en fonction de l'étalement du canal pour les conditions de fading générées. Ils ont aussi pu être comparés aux mesures standardisées de TIS en chambre anéchoide (Stargate SG24) réalisées par ANOVO.

Nous avons pu constater que même si le mode MIMO sélectionné apporte des débits deux fois supérieurs au mode SISO, ces deux modes possèdent des sensibilités similaires. Ceci s'explique par le fait que si la station de base ne transmet pas suivant un schéma de type « spatial multiplexing » (défini par la norme LTE), le mobile profite des différentes voies de réception pour appliquer une technique de recombinaison MRC.

Ces travaux, qui constituent à notre connaissance les premières analyses de TIS pour des terminaux LTE MIMO en chambre réverbérante, ont été présentés en mai 2013 au COST 1004 dans le groupe de travail « OTA » [W9].

Toutefois ces résultats ne sont pas généralisables à l'heure actuelle, et dépendent de nombreux paramètres, comme le coefficient de corrélation des canaux ou l'écart type du fading. A l'heure actuelle, un effort de recherche important reste donc à mener pour rendre ces techniques de mesures OTA complètement opérationnelles. Les différentes caractéristiques de canaux multitrajets restent pour l'instant difficiles à maîtriser simultanément. D'autre part, les métriques, ou facteurs de mérite permettant de qualifier concrètement les performances d'un terminal portables doivent être clairement identifiés pour assurer des mesures reproductibles et standardisées.

C'est dans ce sens que nous avons proposé un projet DIL (Détection Innovation Laboratoire), qui vient d'être retenu, et dont les objectifs seront de proposer de nouvelles définitions de mesures de sensibilité en canal multitrajets, et les méthodes associées. Les protocoles de sondage de canaux seront aussi abordés, puisque la validation du modèle émulé reste encore un point délicat (influence des pertes du mobile sous test, et des antennes de référence utilisées). Enfin, nous envisageons de regarder la possibilité de contrôler physiquement le coefficient de corrélation à l'émission (grâce à la disposition des antennes éclairant les brasseurs), ou de gérer l'effet Doppler (soit mécaniquement en fonction de la vitesse de rotation des brasseurs, soit numériquement en imposant une dérive de phase de signaux transmis).

Finallement, ce projet permettra de valoriser les recherches menées depuis 2006 dans ce domaine expérimental grâce à un transfert de savoir faire vers notre partenaire industriel Anovo.

III.2-1-b Emulation de canal en chambre anéchoïde

L'approche utilisant une chambre réverbérante possède l'avantage de soumettre un terminal sous test en environnement de référence isotrope. Cependant, pour étudier des scénarios spécifiques en intégrant la gestion des angles d'arrivée, la seule alternative reste l'utilisation de plusieurs antennes d'émission en chambre anéchoïde. Néanmoins, Les solutions actuelles de mesures actives dans cette configuration nécessitent un nombre important d'antennes autour du dispositif sous test pour obtenir une résolution angulaire suffisante.

Dans le cadre du projet transverse « QoS » d'XLIM, en collaboration avec le département SIC, nous étudions actuellement de nouvelles architectures de plateformes de mesures, dont l'objectif est de minimiser le nombre d'antennes dédiées à la génération du canal.

La plateforme (Figure III.2-2) est constituée d'une constellation d'antennes d'émissions situées autour d'un récepteur sous test, fixé sur un rail de positionnement linéaire. L'objectif est de reproduire toutes les combinaisons possibles d'angles d'arrivée, tout en minimisant le nombre d'antennes de la constellation. Cet objectif peut être atteint grâce au degré de liberté offert par le positionnement dynamique du récepteur. La première phase de cette collaboration a donc constituée à développer un algorithme calculant la configuration de la constellation et la position du rail en fonction de la résolution angulaire du canal à émuler. Les résultats obtenus ont montré la possibilité de générer les angles d'arrivée dans le plan azimutal avec une résolution de 20 degrés en utilisant uniquement 8 antennes d'émissions.

Les premiers déploiements expérimentaux, présentés sur la Figure III.2-2 ont permis de mettre en œuvre les configurations matérielles nécessaires à la réalisation de la plateforme. Celle-ci est constituée de quatre générateurs vectoriels, permettant d'émuler quatre signaux simultanés avec leur délai respectif. Les sorties du générateurs sont alors connectés, via une matrice de commutation 1 voie vers N, à la constellation d'antennes démissions pour la gestion des angles d'arrivée sur le récepteur. Cette configuration laisse donc entrevoir la possibilité de générer des canaux typiquement

urbains, constitués de quatre macro-trajets dont les distributions temporelle et spatiale peuvent être contrôlées arbitrairement.

Les prochains développements autour de cette plateforme seront axés sur la gestion précise de la mobilité (dérive Doppler), et des évanouissements « bande étroite » du canal. Ces différents aspects pourront être directement implémentés en bande de base, lors de la mise en forme des signaux à l'émission.

A terme, un des objectifs sera de pouvoir proposer banc de caractérisation capable de tester des scénarios complexes de déplacement d'un terminal mobile dans un environnement donné. Pour ce faire, les caractéristiques de canaux issues des outils de simulation du département SIC (logiciel de tracé de rayons) seront directement exploitées pour être reproduites expérimentalement en environnement maîtrisé.

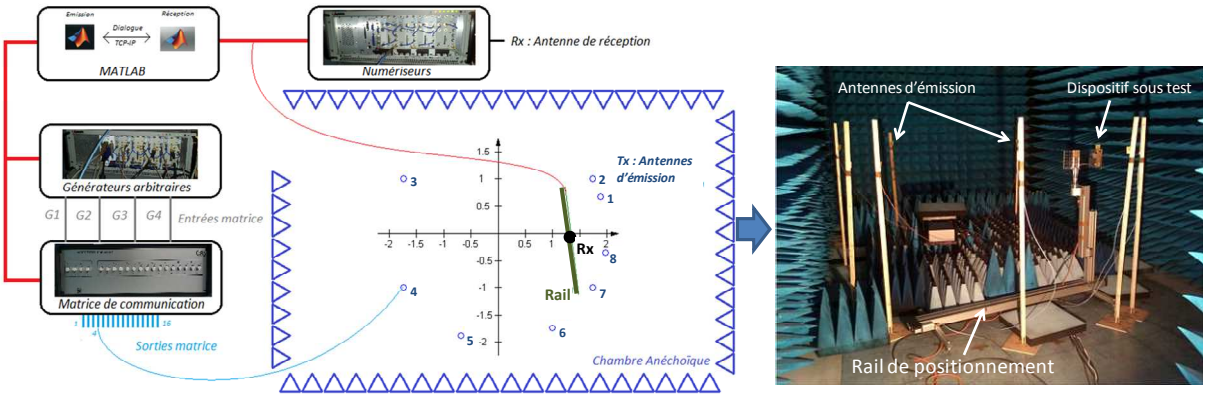

Figure III.2-2 : Plateforme d'émulation de canal en chambre anéchoïde en cours de développement (Tx : antennes d'émission pour la génération des angles d'arrivée, Rx : Récepteur sous test positionné sur un rail de déplacement linéaire automatisé, avec une course de 2m)

III.2-2. Emulateur de canaux air-sol-air

Toujours dans le cadre de l'émulation de canal, nous allons entamer une collaboration avec Thales sur la mise œuvre de moyens de tests pour les radioaltimètres qui sont depuis toujours un des éléments critiques de l'aéronautique. Thales Communication et Sécurité produit sur le site de Brive des radioaltimètres destinés aux principaux acteurs du marché de l'aviation civile et militaire. Le laboratoire LCN (Laboratoire Communication et Navigation), également sur le site de Brive, a pour vocation le développement des plateformes matérielles de ces équipements ainsi que le support à la production et l'expertise auprès des clients. Cette mission implique donc des moyens de test appropriés qui seront développés dans le cadre d'une thèse CIFRE à partir de janvier 2014. Cette thèse aura pour objectif d'étudier la propagation électromagnétique air-sol-air pour la création de modèles de canaux, et de proposer des plateformes d'émulation et de caractérisation (robustesse, fiabilité) de radioaltimètres FMCW asservis.

Pour concevoir et mettre au point un banc de mesure réaliste, il faut être capable de reproduire les mêmes réponses que des mesures embarquées. Ces réponses sont très variables en fonction de différents paramètres tels que la nature du sol, sa géométrie (problèmes de difractions sur les bâtiments), l'humidité, l'évolution temporelle, etc.

La plateforme devra donc être capable de restituer les caractéristiques de la réflexion de n'importe quel sol en fonction des besoins. Le but de ces travaux sera de proposer des modèles de canaux dynamiques large bande de type air-sol-air, conformes à une utilisation en environnement réel.

Pour cela, deux solutions complémentaires seront utilisées:

- mise en ouvre d'un sondeur de canal pour la réalisation de mesures embarquées afin d'identifier les caractéristiques « clés » de ces réponses (typiquement, l'étalement temporel, l'atténuation, la polarisation, et les angles d'arrivés).

- Simulations électromagnétiques de type asymptotique (tracé de rayon) pour enrichir les modèles et palier les réponses trop difficiles à obtenir par mesures.

Une des spécificités du radioaltimètre Thalès est qu'il fonctionne sur l'asservissement de la dérive de fréquence d'une forme d'onde FMCW pour les phases de balayage et d'accroche de l'altitude. La plateforme d émulation de canal devra donc s'adapter dynamiquement pour reproduire les conditions de vol et éviter les divergences de mesures. D'autre part, la bande passante importante du système ne permet pas d'envisager directement l'utilisation des émulateurs de canaux dédiés à la qualification de terminaux télécom. il sera donc nécessaire de réaliser une solution complète, incluant la transposition en fréquence et les traitements numérique temps réel intégrant les modèles de canaux. Le développement de cet émulateur sera appuyé par des validations sur la plateforme temporelle large bande du laboratoire, sur laquelle seront intégrés les formes d'ondes émises par le radar, et les traitements numériques associés.

Finalement les principes développés sur cette plateforme expérimentale pourront être déclinés dans d'autres domaines, pour l'analyse générique des radars ou des télécommunications UWB.

III.2-3. Mesure d'antennes en CRBM

Nos activités autour des chambres réverbérantes nous ont amené à explorer d'autres possibilités d'analyses expérimentales offertes par ce moyen de mesure, et en particulier la caractérisation d'antennes.

Chaque mode de résonance excité dans une chambre réverbérante peut être décomposé en un certain nombre d'ondes planes, dépendant de la géométrie. Ainsi, la tension induite sur une antenne de réception située à l'intérieur d'une chambre réverbérante peut s'écrire comme une combinaison linéaire de ces ondes planes pondérées par le diagramme complexe en champ lointain de l'antenne [III.2-8]. Les propriétés intrinsèques de ces chambres en font donc un candidat idéal pour évaluer l'efficacité ou la puissance totale rayonnée d'une antenne; mais il reste cependant difficile d'envisager la mesure d'autres caractéristiques comme le diagramme de rayonnement. Néanmoins, certains chercheurs on étudié récemment cette possibilité qui serait une alternative intéressante aux chambres anéchoïdes en termes de coûts. Dans un article récent [III.2-9] , les auteurs proposent une technique à base de miroirs à retournement temporel, mais cette méthode semble assez délicate à mettre en œuvre expérimentalement et reste étudiée pour l'instant uniquement en simulations. L'estimation du facteur K d'un canal de Rice généré en chambre réverbérante [III.2-10] pourrait permettre de remonter au gain d'une antenne sous test, mais à l'heure actuelle aucune mesure n'a été effectuée dans ce sens, et rien ne garantit la précision des résultats.

Nous nous sommes donc penchés récemment sur une technique originale, basée sur une analyse Doppler et une décomposition en ondes planes, grâce au déplacement linéaire de l'antenne sous test (Figure III.2-3).

L'objectif du déplacement de l'antenne sous test est de pouvoir dissocier le trajet direct (LOS) des trajets réfléchis (NLOS). En effet, la fréquence Doppler du signal LOS sera maximale vis-à-vis de fréquences Doppler NLOS qui seront minimisées par l'angle d'incidence des trajets réfléchis.

En mesurant la fonction de transfert du canal entre l'antenne sous test (en mouvement) et une antenne de référence, il est possible de calculer la densité spectrale de puissance Doppler par transformée de Fourier de l'autocorrélation de cette fonction de transfert [III.2-11].

En utilisant un rail de positionnement pas à pas, et en mesurant le S21 entre les deux antennes à des temps discrets t_n, la densité spectrale de puissance Doppler s'écrit donc :

$$D_H(f,\xi) = \left| \sum_{n=1}^{N} S_{21}(f,t_n) \exp(-j2\pi\xi t_n) \right|^2 . \qquad \textbf{III.2.1}$$

Où ξ représente le décalage Doppler.

Bien entendu, cette acquisition pas à pas ne correspond pas à une vitesse réelle, et n'engendre pas physiquement un décalage Doppler au sens propre du terme. L'analyse du spectre de l'équation III.2.1 revient donc à une décomposition en onde plane, en considérant la fréquence spatiale υ, comme indiqué sur Figure III.2-3. Cette fréquence spatiale est maximale pour le trajet direct (LOS) et est, dans ce cas, inversement proportionnelle au pas de déplacement.

Pour chaque angle de rotation de l'antenne sous test, la densité spectrale peut donc s'écrire, en fonction de la fréquence spatiale de la manière suivante :

$$D_H(f,\nu,\theta,\varphi) = \left| \sum_{n=1}^{N} S_{21}(f,p_n,\theta,\varphi) \exp(-j2\pi\nu p_n) \right|^2 , \qquad \textbf{III.2.2}$$

Où p_n représente la position discrète sur le rail de l'antenne sous test.

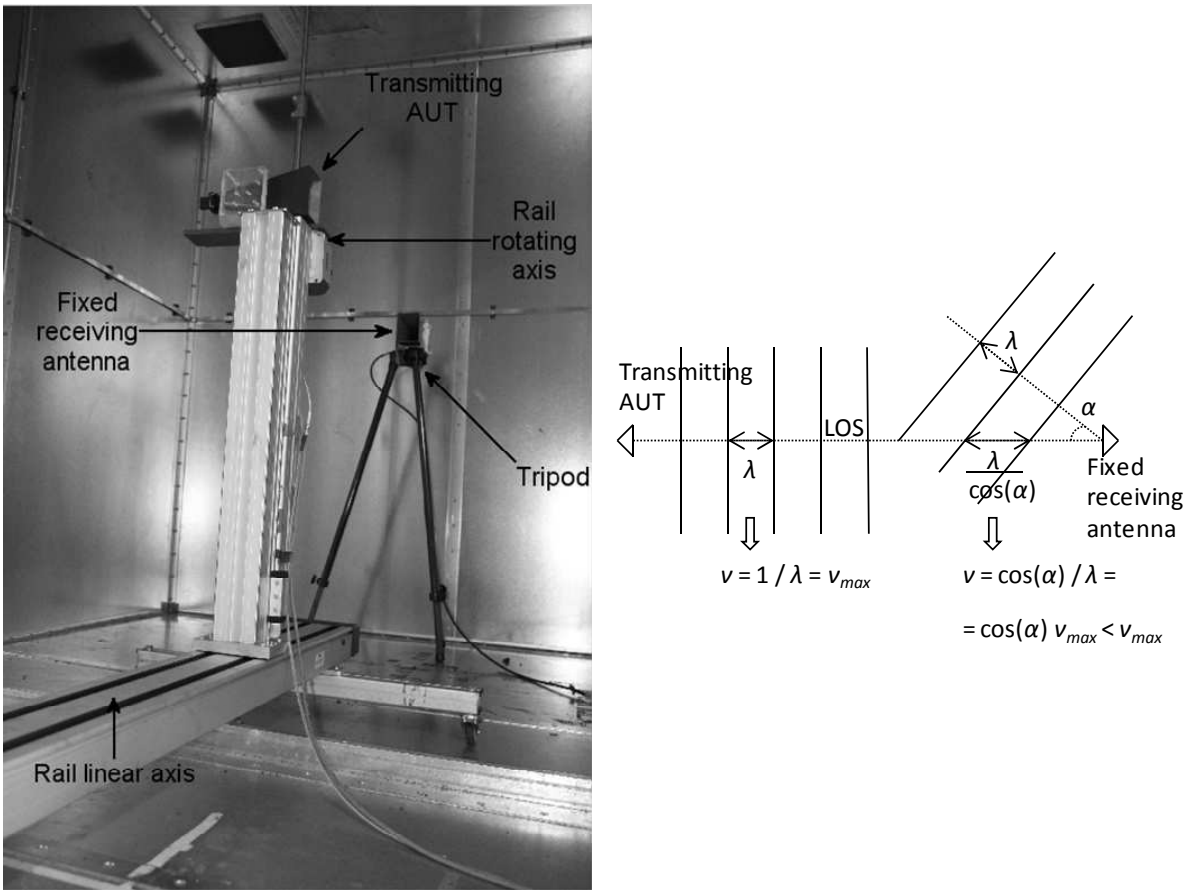

Figure III.2-3 : Principe de mesure de diagramme de rayonnement en chambre réverbérante.

Finalement, le diagramme de rayonnement *G(θ,φ)* peut être retrouvé simplement, en identifiant la fréquence maximale du spectre pour chaque angle de rotation :

$$G(\theta,\varphi) = G(f,\theta,\varphi)\Big|_f = D_H(f,\nu_{\max},\theta,\varphi) = \quad \text{III.2.3}$$

$$= D_H\left(f,\frac{1}{\lambda},\theta,\varphi\right) = \left|\sum_{n=1}^{N} S_{21}(f,p_n,\theta,\varphi)\exp\left(-j2\pi\frac{1}{\lambda}p_n\right)\right|^2 .$$

Cette méthode, qui vient d'être publiée récemment dans [R19] a donc permis pour la première fois de réaliser des mesures de diagrammes en chambre réverbérante. Les résultats obtenus (Figure III.2-4), mettent en évidence la pertinence de la technique proposée, comparée à des mesures en chambre anéchoide.

Nous envisageons donc de continuer dans cette voie, afin d'améliorer, et de pousser plus loin les possibilités offertes par cette solution instrumentale qui reste pour l'instant limitée à la mesure de diagrammes normalisés avec des temps d'acquisitions extrêmement longs.

Les futurs développements concerneront dans un premier temps la mesure temps « temps réel » grâce à l'utilisation d'un rail à déplacement continu. L'intérêt sera de diminuer conséquemment le temps d'acquisition, par une mesure temporel et l'estimation d'un spectre Doppler réel.

Par la suite, les évolutions de la méthode porteront sur la possibilité de caractériser le gain réalisé, l'efficacité des antennes, mais aussi la phase des diagrammes de rayonnement.

Pour terminer, ces travaux devront s'accompagner d'une analyse rigoureuse de la précision de mesure. Celle-ci dépend en effet de nombreux paramètres et reste pour l'instant délicate à évaluer. Cette précision est par exemple liée à la résolution fréquentielle du spectre Doppler, qui doit être la plus fine possible pour dissocier proprement le trajet direct. Cette résolution dépend donc directement de la fréquence d'analyse, et du temps d'acquisition (ou de la longueur du rail). Des compromis en fonction des différents paramètres devront donc être identifiés, afin de minimiser les erreurs de mesures.

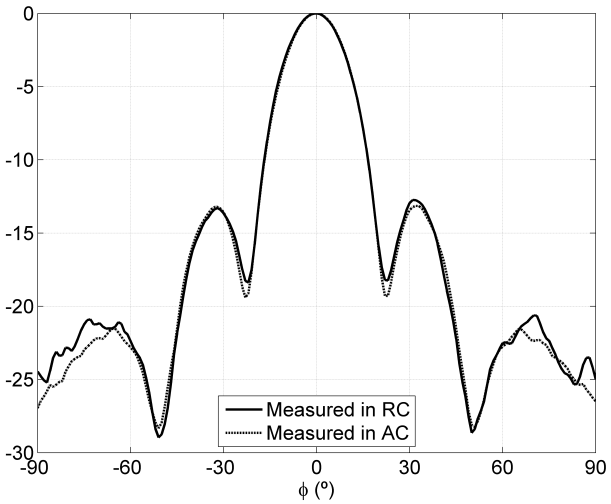

Figure III.2-4 : Comparaison des diagrammes de rayonnement (plan E) d'une antenne cornet à 10 GHz, mesurés en Chambre anéchoïde et en chambre réverbérante.

III.2-4. Références

[III.2-1] Roberto Verdone & Alberto Zanella, Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications, COST Action 2100, Part I, chapter 5 "OTA" Test Methods for Multiantenna Terminals, Springer, 2012.

[III.2-2] Kurita, D.; Okano, Y.; Nakamatsu, S.; Okada, T., "Experimental comparison of MIMO OTA testing methodologies," Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on , vol., no., pp.1,5, 12-16 April 2010

[III.2-3] Orlenius, C.; Kildal, P- S.; Poilasne, G., "Measurements of total isotropic sensitivity and average fading sensitivity of CDMA phones in reverberation chamber," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE , vol.1A, no., pp.409,412 Vol. 1A, 3-8 July 2005

[III.2-4] Kildal, P- S.; Hussain, A.; Xiaoming Chen; Orlenius, C.; Skarbratt, A.; Asberg, J.; Svensson, T.; Eriksson, T., "Threshold Receiver Model for Throughput of Wireless Devices With MIMO and Frequency Diversity Measured in Reverberation Chamber," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.10, no., pp.1201,1204, 2011

[III.2-5] Kildal, P- S.; Orlenius, C.; Carlberg, U., "MIMO LTE OTA measurements in reverberation chamber: Rich isotropic reference environment makes agreement with theoretical system model," Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on , vol., no., pp.1536,1539, 26-30 March 2012

[III.2-6] Orlenius, C.; Patane, C.L.; Skarbratt, A.; Asberg, J.; Franzen, M., "Analysis of MIMO OTA measurements for LTE terminals performed in reverberation chamber," Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on , vol., no., pp.1934,1938, 26-30 March 2012

[III.2-7] Chen, X.; Kildal, P.; Gustafsson, M., "Characterization of Implemented Algorithm for MIMO Spatial Multiplexing in Reverberation Chamber," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.PP, no.99, pp.1,1, 2013

[III.2-8] P.-S. Kildal, X. Chen, C. Orlenius, M. Franzén, and C. S. L. Patané, "Characterization of Reverberation Chambers for OTA Measurements of Wireless Devices: Physical Formulations of Channel Matrix and New Uncertainty Formula," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 8, pp. 3875–3891, Aug. 2012.

[III.2-9] A. Cozza and A. e.-B. A. el-Aileh, "Accurate Radiation-Pattern Measurements in a Time-Reversal Electromagnetic Chamber," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 52, no. 2, pp. 186–193, Apr. 2010.

[III.2-10] C. Lemoine, E. Amador, and P. Besnier, "On the K-Factor Estimation for Rician Channel Simulated in Reverberation Chamber," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 3, pp. 1003–1012, Mar. 2011.

[III.2-11] K. Karlsson, X. Chen, P.-S. Kildal, and J. Carlsson, "Doppler Spread in Reverberation Chamber Predicted From Measurements During Step-Wise Stationary Stirring," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp 497–500, 2010.

III.3. *Radar MIMO.*

Suite aux premières études réalisées dans le domaine des radars multi-antennes, il nous semble intéressant de persévérer dans cette voie, avec pour objectif d'identifier et de proposer des solutions techniques novatrices, basées sur la mise en œuvre de systèmes MIMO. En effet la notion de radar MIMO est assez récente, et fait l'objet de nombreux concepts théoriques, mais peu de mise en application sur des dispositifs expérimentaux existent actuellement.

Que ce soit pour l'amélioration du SNR, ou la minimisation des échos liés aux multi-trajets en environnement complexe, les solutions proposées seront analysées grâce à une plateforme temporelle large (Figure III.3-1). L'avantage par rapport aux solutions à commutation d'antennes (mises en œuvre précédemment pour du balayage adaptatif) est de pouvoir réaliser un sondage simultané sur 4x4 voies, et donc de gagner en degrés de liberté sur du MIMO distribué (notion de réseau virtuel), grâce à la transmissions de formes d'ondes indépendantes sur chaque voies, permettant d'enrichir le contenu d'information à traiter. Ces analyses MIMO peuvent être complétées par des techniques telles que CLEAN pour améliorer la résolution, ou du filtrage Doppler pour éliminer les signatures d'échos fixes.

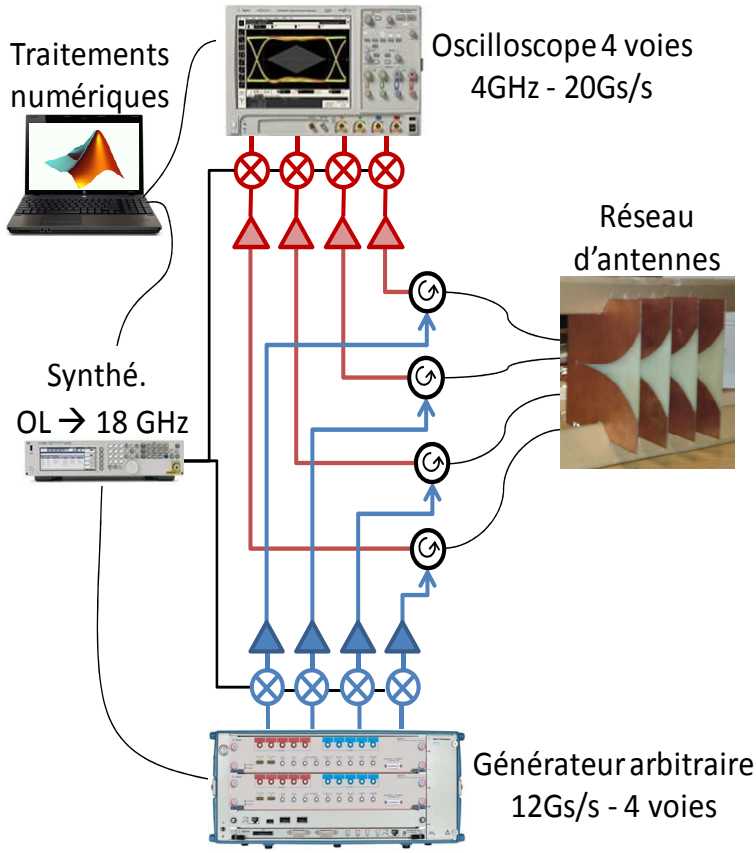

Figure III.3-1 : Plateforme temporel large bande (4GHz) 4x4 voies en version MIMO Mono-static (antennes d'émission/réception colocalisées)

Pour débruiter les images radar ou améliorer le SINR, le principe de forme d'onde adaptative sera aussi un sujet privilégié. Il consiste à effectuer un sondage itératif sur plusieurs passes, en optimisant les formes d'ondes transmises grâce à la connaissance de la réponse (signature) de zones d'intérêt (cibles).

Finalement, la résolution, ou le nombre de degrés de liberté pourront être nettement améliorés par l'utilisation de répartiteurs focalisant présentés en première partie de ces perspectives. Des répartiteurs 1 voie vers N présenteront l'intérêt de minimiser la complexité d'une architecture radar MIMO classique, alors que des composants 4 voies vers M permettront de maximiser le nombre d'antennes en sortie grâce à la mise en œuvre d'un miroir à retournement temporel en entrée pour l'optimisation des focalisations.

Annexe 1 : Production scientifique

Nombre de brevets	Nombre de revues internationales à Comité de lecture	Nombre de communications internationales à Comité de lecture	Nombre de communications internationales sans Comité de lecture (Workshop)	Nombre d'articles et/ou communications invités	Nombre de communications nationales
2	**19**	**31**	**9**	**1**	**11**

➢ ***Brevets (2):***

[B1]. C. DECROZE - B. JECKO - F. PASQUET - F. TORRES, *"Antenne multifonctions intégrant des ensembles fil-plaque",* Numéro de dépôt : FR0107939, date de dépôt : 18/06/01 Numéro de publication : FR2826186, date de publication : 20/12/02. Extension internationale : N° de dépôt : WOFR0202091, date de dépôt : 18/06/2002, N° de publication : WO02103844, date de publication : 27/12/2002

[B2]. Thibaut WIRTH, Sylvain PERROT, Cyril DECROZE, *« ANTENNE MIXTE »,* N°de dépôt : 07 53933, Date de dépôt : 20/03/07

➢ ***Publication dans des revues internationales à Comité de lecture (19):***

[R1]. G. villemaud, C. decroze, C. dall'omo, T. monediere, B. jecko, *"Dual-Band Printed Dipole Antenna Array for an Emergency Rescue System Based on Cellular-Phone Localisation",* Microwave and Optical Technology Letters – Vol. 42 – issue 3 – pp. 249-253 – 5 August 2004.

[R2]. KOUBEISSI Majed , DECROZE Cyril , MONEDIERE Thierry , JECKO Bernard, *"Switched-beam antenna based on a novel design of butler matrices with broadside beam",* IEE Electronics Letters, Volume 41- n° 20, pp.1097 – 1098, 29th September 2005

[R3]. PARVERY Hervé , DI BIN Philippe , DECROZE Cyril , JECKO Bernard , REINEIX Alain , BARTHELEMY Alain, *"Wideband optoelectronic antenna system for dcs-umts applications.",* Microwave and optical technology letters, Vol. 47 issue 2, pp. 166-170, 20 October 2005

[R4]. KOUBEISSI Majed , DECROZE Cyril , MONEDIERE Thierry , JECKO Bernard, *"A new method design a butler matrix with broadside beam : application to a multibeam antenna",* Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48 - issue 1, p. 35-40, January 2006

[R5]. M. KOUBEISSI, L. FREYTAG, C. DECROZE and T. MONEDIERE, *"Design of a Cosecant-Squared Pattern Antenna Fed by a New Butler Matrix Topology for Base Station at 42 GHz", IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Volume 7, 2008, pages 354-357.*

[R6]. Akhdar, O.; Mouhamadou, M.; Carsenat, D.; Decroze, C.; Monediere, T.; *"A New CLEAN Algorithm for Angle of Arrival Denoising",* IEEE, Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 8, 2009 Page(s):478 - 481

[R7]. L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, *"Ultrawideband Dielectric Resonator Antenna for DVB-H and GSM Applications",* IEEE Antennas and Wireless Propagation letter, vol. 8, pp. 1021-1027, 2009.

[R8]. M. Koubeissi, M. Mouhamadou, C. Decroze, D. Carsenat, and T. Monédière, “Triband Compact Antenna for Multistandard Terminals and User's Hand Effect”, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2009 (2009), Article ID 491262, 7 pages

[R9]. Moctar Mouhamadou, Charles A. Tounou, Cyril Decroze, David Carsenat and Thierry Monediere , “Active measurements of antenna diversity performances using a specific test-bed, in several environments”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Volume 20, Issue 3, May 2010, Pages: 264–271,

[R10]. Adil Belhouji, Cyril Decroze, David Carsenat, Moctar Mouhamadou and Thierry Monediere, “ Active measurements of a mimo WiMAX-OFDM based system in reverberation chambers”, Microwave and Optical Technology Letters, Volume 52, Issue 10, October 2010, Pages: 2347–2352,

[R11]. Ftaich-Frigui, B.; Aupetit-Berthelemot, C.; Mouhamadou, M.; Kazmierski, C.; Decroze, C.; Carsenat, D.; “OFDM-WiMAX Modulation of a Reflective Amplified Modulator in Radio-Over-Fiber Context”, Photonics Technology Letters, IEEE, Volume: 23 , Issue: 16,Publication Year: 2011 , Page(s): 1109 – 1111

[R12]. Huitema, L.; Koubeissi, M.; Mouhamadou, M.; Arnaud, E.; Decroze, C.; Monediere, T.; “Compact and Multiband Dielectric Resonator Antenna With Pattern Diversity for Multistandard Mobile Handheld Devices”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, Volume: 59 , Issue: 11, Publication Year: 2011 , Page(s): 4201 – 4208

[R13]. Nabil Arsalane, Moctar Mouhamadou, Cyril Decroze, David Carsenat, Miguel Angel Garcia-Fernandez, and Thierry Monedière, “3GPP Channel Model Emulation with Analysis of MIMO-LTE Performances in Reverberation Chamber”, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012 (2012), Article ID 239420, 8 pages

[R14]. M. A. García-Fernández, C. Decroze, D. Carsenat, N. Arsalane, and G. Andrieu, “On the Relationship between Field Amplitude Distribution, Its Maxima Distribution, and Field Uniformity inside a Mode-Stirred Reverberation Chamber”, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012 (2012), Article ID 483287, 7 pages

[R15]. Carsenat, D.; Decroze, C., "UWB Antennas Beamforming Using Passive Time-Reversal Device,", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.11, no., pp.779,782, 2012

[R16]. Fromenteze, T.; Carsenat, D.; Decroze, C., "A Precorrection Method for Passive UWB Time-Reversal Beamformer," , Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , vol.12, no., pp.836,840, 2013

[R17]. Huitema, L.; Reveyrand, T.; Mattei, J.-L.; Arnaud, E.; Decroze, C.; Monediere, T., "Frequency Tunable Antenna Using a Magneto-Dielectric Material for DVB-H Application,", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.61, no.9, pp.4456,4466, Sept. 2013

[R18]. Vermesan, I.; Carsenat, D.; Decroze, C.; Reynaud, S., "Ghost image cancellation algorithm through numeric beamforming for multi-antenna radar imaging," , Radar, Sonar & Navigation, IET , vol.7, no.5, June 2013

[R19]. Garcia Fernandez, M.A.; Carsenat, D.; Decroze, C., "Antenna Radiation Pattern Measurements in Reverberation Chamber Using Plane Wave Decomposition," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, accepted for publication, 18-June-2013

- ***Communications internationales à Comité de lecture (31) :***

[CI1]. C. DECROZE, G. VILLEMAUD, F. TORRES, B. JECKO, “Single feed dual mode wire patch antenna", 2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 22-25, June 2002, San Antonio TEXAS.

[CI2]. C. DECROZE, G. VILLEMAUD, F. TORRES, B. JECKO, B. ZIELINSKA, J. GREBMEIER, G. PICARD, S. PETIHOMME, "Integrated coplanar antennas for short range link at 868 MHz", 2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 30-33, June 2002, San Antonio TEXAS.

[CI3]. G. VILLEMAUD, C. DECROZE, F. TORRES, B. JECKO, "Low cost, isotropic coverage, resonant antenna with compact three dimensional shape", 2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 14-17, June 2002, San Antonio TEXAS.

[CI4]. G. VILLEMAUD, C. DECROZE, F. TORRES, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Multi-Band Antenna for Mobile Communication Standards" , ANTEM 2002 - 9th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, conference proceedings pp. 533-536, August 2002, Montréal, CANADA.

[CI5]. C. DECROZE, G. VILLEMAUD, F. TORRES, B. JECKO, B. ZIELINSKA, J. GREBMEIER, G. PICARD, S. PETIHOMME, "Study of integrated antennas in a compact module for wireless metering", EMC-ECWT 2002 - European Conference on Wireless Technology, conference proceedings pp. 181-184, September 2002, Milan, ITALY.

[CI6]. C. DECROZE, M. HAMMOUDI, P. DUMON, F. TORRES, B. JECKO, "Multi-Band wire patch antenna", 12èmes Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA), Vol. 2, pp. 81-84 November 2002, Nice, France.

[CI7]. G. VILLEMAUD, C. DECROZE, F. TORRES, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Multi-band array antenna for mobile communications", 12èmes Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA), Vol. 2, pp. 77-80 November 2002, Nice, France.

[CI8]. M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, M. DIBLANC, Th. MONEDIERE, B. JECKO, "Design of a new topology of Butler matrices with broadside beam for multibeam antenna", *28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies, Noordwijk, the Netherlands, Part 2 : WPP-247, pp. 929-934, 31 May- 3 June 2005.*

[CI9]. M. MOUHAMADOU, C. DECROZE, A. ABDALLAH, P. VAUDON, "Wideband Phased-array antennas for PCS and UMTS Applications", *EuCAP'2006 - European Conference on Antennas and Propagation, Nice, France, 6-10 November 2006.*

[CI10]. M. KOUBEISSI, L. FREYTAG, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Multilayer switched beam antenna with cosecant-squared elevation pattern for communication systems", *EuCAP'2006 - European Conference on Antennas and Propagation, Nice, France, 6-10 November 2006.*

[CI11]. C. A. TOUNOU, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Diversity Antennas Efficiencies Enhancement", *2007 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, sponsored by the IEEE Antennas and Propagation Society, at the Sheraton Waikiki Hotel, Honolulu, HAWAII, USA, 10-15 june 2007*

[CI12]. C. A. TOUNOU, C. DECROZE, D. CARSENAT, N. MURAD, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Effects of coupling, magnitude and phase of radiation patterns on antenna diversity performances", *EuMW2007, European Microwave Week 2007, ICM, Munich International Congress Centre, Munich, Germany, 8-12 October, 2007.*

[CI13]. C. A. TOUNOU, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Mobile Communication Antennas in Uniform and Gaussian Propagation Channels", *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), The Edinburgh International Conference Centre, UK, 11 – 16 November 2007.*

[CI14]. B. Jecko, C. Decroze (papier invité), "The “Monopolar Wire Patch Antenna” Concept", *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), The Edinburgh International Conference Centre, UK, 11 – 16 November 2007*

[CI15]. M. KOUBEISSI, L. FREYTAG, C. DECROZE, T. MONEDIERE, "Switched Beam Antenna with Cosecant-Squared Pattern in the Mm-Wave. Enhancement of the Butler Matrix Topologies for Loss Reduction", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, URSI 2008, Oral session, San Diego, California, USA, july 5-12 2008*

[CI16]. C. DECROZE – D. CARSENAT – M. MOUHAMADOU – C. TOUNOU – S. REYNAUD – T. MONEDIERE, "Measurement of antenna diversity performances on a compact wireless device, in real environment ", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, URSI 2008, Oral session, San Diego, California, USA, july 5-12 2008.*

[CI17]. O. AKHDAR – D. CARSENAT – C. DECROZE – T. MONEDIERE, "A Simple Technique for angle of arrival measurement", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, URSI 2008, Oral session, San Diego, California, USA, july 5-12 2008*

[CI18]. S. Reynaud, M. Mouhamadou, O. Akhdar, C. Decroze, D. Carsenat, E. Douzon, T. Monédière, "Outdoor to Indoor channel characterization by simulations and measurements for optimising WiMAX Relay Network Deployment", Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th, 26-29 April 2009 Page(s):1-5

[CI19]. O. AKHDAR, D. CARSENAT, C. DECROZE, M.MOUHAMADOU and T. MONEDIERE, *“Direction of Arrival Measurements for Outdoor-to-Indoor Channel Characterization”,* EuCAP 2009. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. , 23-27 March 2009, Page(s):2280 – 2282.

[CI20]. M. MOUHAMADOU, M. KOUBEISSI, C. TOUNOU, C. DECROZE, D. CARSENAT, S. REYNAUD, T. MONEDIERE, “Multi-Band Diversity Antenna Performances Evaluation for Multi-Standard Compact Wireless Terminal”, EUCAP 2009, 3rd European Conference on Antennas and Propagation - 23-27 March 2009 in Berlin, Germany, pp. 1603-1607.

[CI21]. A.BELHOUJI, C. DECROZE, D. CARSENAT, M. MOUHAMADOU, C. TOUNOU, S. REYNAUD, T. MONEDIERE, "A MIMO WiMAX-OFDM based System Measurements in Real Environments", EUCAP 2009, 3rd European Conference on Antennas and Propagation - 23-27 March 2009 in Berlin, Germany, pp. 1106-1109.

[CI22]. Huitema, L.; Koubeissi, M.; Decroze, C.; Monediere, T.; “Compact and multiband dielectric resonator antenna with reconfigurable radiation pattern”, Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4

[CI23]. Huitema, L.; Koubeissi, M.; Decroze, C.; Monediere, T.; “Handheld dielectric resonator antenna for ultra wideband applications”, Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on, Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4

[CI24]. Belhouji, Adil; Fakih, Khalil; Mouhamadou, Moctar; Akhdar, Oussama; Reynaud, Sebastien; Decroze, Cyril; Carsenat, David; Monediere, Thierry; “Measurements and simulations of Outdoor-to-Indoor WiMAX relay communication”, Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 4

[CI25]. Fakih, K.; Belhouji, A.; Mouhamadou, M.; Decroze, C.; Carsenat, D.; “On the Cooperative and Non-Cooperative Relaying in WiMAX Communication Systems”, Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), 2010 IEEE 71st, Publication Year: 2010 , Page(s): 1 – 5

[CI26]. Huitema, L.; Koubeissi, M.; Decroze, C.; Monediere, T.; “Overview of two ultra compact antennas using original materials with pattern diversity”, Antenna Technology (iWAT), 2011 International Workshop on, Publication Year: 2011 , Page(s): 50 – 53

[CI27]. Choumane, A.; Mouhamadou, M.; Decroze, C.; Carsenat, D.; Liebus, S.; “Creation of an isotropic multi-path propagation channel using SATIMO SG24 system”, Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on, Publication Year: 2011 , Page(s): 1644 - 1645

[CI28]. Daho, F.B.; Neveux, G.; Mouhamadou, M.; Vaudon, P.; Decroze, C.; Carsenat, D.; “An operational modified-LINC demonstrator for wireless communication”, Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on, Publication Year: 2011 , Page(s): 480 - 482

[CI29]. Huitema, L.; Reveyrand, T.; Arnaud, E.; Decroze, C.; Monediere, T.; “A compact and reconfigurable DVB-H antenna for mobile handheld devices”, Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on, Publication Year: 2011 , Page(s): 1314 - 1317

[CI30]. Benahmed Daho, F.; Neveux, G.; Decroze, C.; Vaudon, P.; Mouhamadou, M.; Carsenat, D.; “Performance measurements of Modified LINC transmitter for wireless applications”, Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC), 2011 Workshop on, Publication Year: 2011 , Page(s): 1 - 4

[CI31]. Garcia-Fernandez, M.A. ;Arsalane, N. ; Mouhamadou, M. ; Carsenat, D. ; Decroze, C. , “Analysis of Antenna Diversity Performance Dependence on Multi-Antenna Channel Delay Spread in Reverberation Chamber”, Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on, 26-30 March 2012

- ***Workshops et Communications internationales sans Comité de lecture (9)***

[W1]. A. CHOUSSEAUD – C. DECROZE – Th. MONEDIERE, *"Workshop on Small Antennas: Software issues: Computing and Benchmark",* JINA 2004 - 13th International Symposium on Antennas - 8-10 November 2004, Parallel session ACE-AS CNRS n° 167 - pp. 316-317 - Nice, France.

[W2]. J-Y DADEN, C HOWSON, C DECROZE, AND S CAVALIERI D'ORO. , *“Enabling technologies for low-cost mm-wave systems”,* BROADWAN Workshop, Brussels, 24 May 2005.

[W3]. C DECROZE, *“A high capacity 40 GHz broadband access demonstration in Limoges, France”* , BROADWAN Workshop, Cuenca - Spain, 2 November 2005

[W4]. N. M. MURAD, C. DECROZE, D. CARSENAT, T. MONEDIERE and B. JECKO, "Energy saving design for a Wireless Mobile Relay Ad-hoc Network", *IRASMUS Workshop (Interface RAdio pour les réseaux radio MUlti-Sauts), Val Thorens, France, 4 pages, January 25th to 26th , 2007,*

[W5]. Alaa Choumane, David Carsenat and Cyril Decroze, “Multipath Propagation Channel Emulation For Antenna Diversity Measurements”, IWPCM 2011, International Workshop on Propagation and Channel Modeling for Next-Generation Wireless Networks, March 2-4 2011, Lyon, France

[W6]. Irina Vermesan, David Carsenat and Cyril Decroze, “An Algorithm for Mitigating the Multipath Propagation Effects in UWB Target Identification Imaging”, IWPCM 2011, International Workshop on Propagation and Channel Modeling for Next-Generation Wireless Networks, March 2-4 2011, Lyon, France

[W7]. EMITE, UPCT, XLIM, “Validation of 3GPP SCME channel models emulated in mode-stirred reverberation chambers”, CTIA Certification Program Working Group,Contribution, Contribution Number MOSG120506, 08.05.2012

[W8]. CTTC, EMITE, UPCT, XLIM, “Validation of 3GPP SCME channel models emulated in mode-stirred reverberation chambers”, 3GPP TSG-RAN WG4 #63, Prague, Czech Republic, 21st – 25th May 2012

[W9]. Nabil, Arsalane, Moctar, Mouhamadou, Cyril, Decroze, David, Carsenat, Stephanie, Liebus, “Total isotropic sensitivity (TIS) and Throughput Measurements For MIMO-LTE Terminals in Reverberant Cell”, COST IC 1004, 7th MCM, Ilmenau, May 28-31, 2013

- ***Communications nationales (11):***

[CN1]. C. DECROZE, F. TORRES, B. JECKO, "Etude de l'intégration d’une antenne coplanaire pour des applications de télémesure", 12èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2001, Poîtiers.

[CN2]. C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Antennes compactes intégrées mono et multi fonctions pour communications mobiles", GDR ondes – GT4, ENST PARIS, 6 Novembre 2003, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Antennes compactes intégrées ", GDR ondes – IMT Marseille, Décembre 2003

[CN3]. M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, T. MONEDIERE, B. JECKO, *« Conception d’une nouvelle topologie de Matrice de Butler à faisceau axial pour réalisation d’une antenne multifaisceaux »,* XIVèmes Journées Nationales Microondes - JNM 2005, 7E1, P. 156, Mai 2005, Nantes.

[CN4]. A. CHOUSSEAUD, C. DECROZE, Th. MONEDIERE, S. COLLARDEY, A. SHARAIHA, B. DERAT, Ch. DELAVEAUD, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, "Comparaison des performances obtenues sur la simulation d'antennes électriquement petites", *14èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2005, Nantes, France, Session posters :* "*Antennes miniatures*", *4E9, p. 102, 11-13 Mai 2005.*

[CN5]. N. M. MURAD, A. BELHOUJI, C. DECROZE, T. MONEDIERE and B. JECKO, "Extension des modèles de canal espace-temps en incluant une bi-polarisation pour un scénario MIMO4x4 en indoor", *15ème Journées Nationales Micro-ondes, Centre de Congrès Pierre Baudis, Toulouse, France 23 au 25 Mai 2007.*

[CN6]. A. TOUNOU, D. CARSENAT, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO, "Evaluation des performances en diversité d’antennes intégrées sur terminaux portables", *15ème Journées Nationales Micro-ondes, Centre de Congrès Pierre Baudis, Toulouse, France 23 au 25 Mai 2007.*

[CN7]. L. HUITEMA, M. KOUBEISSI, C. DECROZE, T. MONEDIERE, B. JECKO, *« Antenne à résonateur diélectrique large bande pour application aux terminaux mobiles dans la bande UHF V »,*JNM2009, XVIème Journées Nationales Microondes, 27-28-29 Mai 2009, Grenoble.

[CN8]. Moctar MOUHAMADOU, Charles TOUNOU, Cyril DECROZE, David CARSENAT, Thierry MONEDIERE, *« Mesure des performances de diversité d’antennes sur un terminal compact, dans un environnement réel »,* XVIèmes Journées Nationales Microondes 2009 - 27-29 mai 2009, pp. 54, GRENOBLE - FRANCE

[CN9]. HUITEMA, LAURE - REVEYRAND, T. - BENAHMED DAHO, FATNA - KOUBEISSI, MAJED - DECROZE, CYRIL - MONEDIERE, THIERRY - QUEFFELEC, PATRICK - MATTEI, JEAN-LUC, « Antenne agile en fréquence et en rayonnement utilisant un matériau magnéto-diélectrique », 17es Journées Nationales Micro-ondes, BREST 2011 - Conférence : 18-20 mai 2011, Le Quartz Palais des congrès, BREST

[CN10]. B. Ftaich-Frigui, C. Aupetit-Berthelemot, M. Mouhamadou, C. Kazmierski, C. Decroze, D. Carsenat , «Impact du point de fonctionnement d’un RMEASOA sur les performances d’une transmission WiMax sur fibre optique pour le réseau d’accès », 17ièmes Journées Nationales Microondes, Session Affiche, Brest, 18-20 Mai, 2011

[CN11]. Thomas Fromenteze, Cyril Decroze, David Carsenat, “Formation de faisceaux par codage de formes d’onde : Application à l’imagerie microonde passive“, GDR ISIS, Développements récents en focalisation et communication par retournement temporel, 26/09/2013