

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
Laboratoire XLIM : Institut de Recherche – Département OSA

Année : 2007

Thèse N° 32-2007

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Moctar MOUHAMADOU

le 27 Septembre 2007

**Contribution au développement et à l'optimisation
d'un démonstrateur d'antennes adaptatives**

Applications à des systèmes de communications sans fil haut débit: WiMax

Thèse dirigée par Monsieur Patrick VAUDON

JURY :

Monsieur J.M. NEBUS	Professeur, Université de Limoges	Président
Monsieur B. HUYART	Professeur, ENST Paris	Rapporteur
Monsieur R. VAUZELLE	Professeur, Université de Poitiers	Rapporteur
Monsieur P. DUFRANE	Responsable R&D, Radiall Systems, Limoges	Examineur
Monsieur P. VAUDON	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Monsieur G. NEVEUX	Maître de Conférence, Université de Limoges	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Professeur, Université de Limoges	Invité
Monsieur P. ARMAND	Maître de Conférence, Université de Limoges	Invité

*A mes parents,
à mes frères et sœurs
et à tous ceux que j'aime*

REMERCIEMENTS

Mes travaux ont été effectués à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche XLIM, unité mixte de recherche CNRS dirigé par Monsieur P.Y. GUILLON. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie Monsieur B. JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et responsable du département OSA (Ondes et Systèmes Associés), pour m'avoir accueilli dans son équipe.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur P. VAUDON, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir assuré la direction de cette thèse, mais aussi pour la confiance qu'il m'a accordé, pour sa disponibilité et ses qualités humaines et surtout pour ses nombreux conseils qui furent très précieux pour l'accomplissement de ce travail. Je tiens à souligner sa grande disponibilité et l'attention particulière dont il fait preuve à l'égard des étudiants.

J'adresse ma profonde reconnaissance à Monsieur J.M. NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse, ainsi qu'à Monsieur B. HUYART, Professeur à l'ENST (Ecole Nationale Supérieure des télécommunications) de Paris, et Monsieur R. VAUZELLE, Professeur au laboratoire Signal-Image-Communication de l'Université de Poitiers, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements Monsieur G. NEVEUX, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, pour ses précieux conseils et pour ses qualités scientifiques, pédagogiques et humaines. Ce travail ne serait rien sans son soutien permanent. Une mention toute particulière à toi Guillaume.

Je remercie très sincèrement Messieurs P. DUFRANE, Responsable R&D RADIAL SYSTEMS Limoges, T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges et P. ARMAND, Maître de Conférence du Département Maths Informatique (DMI) de l'Université de Limoges pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Merci également à Eric ARNAUD pour sa bonne humeur, son aide et son temps dans les diverses mesures. Mes remerciements s'adressent aussi au personnel de l'atelier de XLIM et en particulier à Monsieur P. FRUGIER pour le soin apporté aux différentes réalisations.

Je tiens à remercier chaleureusement Nadine AYMARD et Patricia LEROY pour leur disponibilité, leur gentillesse, leur aide précieuse en ce qui concerne le secrétariat et l'administratif. J'adresse un remerciement particulier à Messieurs F. TORRES et C. DECROZE, pour leur aide précieuse.

Merci à tout le personnel de RADIAL SYSTEMS et en particulier à C. DALL'OMO et H. PARVERY, ingénieurs d'études, pour leur aide et leur accueil.

Je tiens à exprimer mes remerciements à tous les permanents de l'équipe, à tous mes collègues du Département OSA et de XLIM et à toutes les personnes qui ont eu une grande influence aussi bien sur mon travail que sur ma vie. Une pensée particulière pour N. FADLALLAH et M. RAMMAL pour leurs encouragements, leur sympathie et leurs aides.

Il serait impossible de ne pas citer et remercier la communauté Gabonaise du limousin avec qui j'ai partagé des bons moments. Je tiens également à associer à ces remerciements l'ensemble de mes amis qui m'auront soutenu et supporté pendant tout ce temps, que ce soit durant ces trois dernières années ou avant, j'espère qu'ils se reconnaîtront.

Je tiens à remercier Charlotte, qui a été toujours présente. Merci pour sa patience, son écoute et sa bonne humeur. Je remercie également l'Etat Gabonais pour leur soutien financier durant toutes ces années.

Finalement, je tiens tout particulièrement à remercier toute ma famille, notamment mes parents pour leurs encouragements et leur soutien constant durant toutes ces années d'étude. Sans vous je n'aurais jamais pu arriver à ce stade. C'est pourquoi je vous dédicace ce manuscrit.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : Contexte de l'étude : Systèmes d'Antennes Intelligentes dans les Réseaux de Communication sans fil.....	7
I. Introduction	9
II. Les reseaux de télécommunication sans fil.....	10
II.1. Les réseaux personnels sans fil ou WPAN (Wireless Personal Area Network).....	10
II.2. Les réseaux locaux sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network).....	11
II.3. Les réseaux métropolitains ou WMAN (Wireless Metropolitan Area Network).....	12
II.4. Les réseaux de téléphonie mobile ou WWAN (Wireless Wide Area Network)	13
III. Le système de transmission.....	16
III.1. Systèmes de communication numérique	16
III.2. Modulations numériques	17
IV. Caractéristiques du canal de propagation.....	20
IV.1. Mécanisme de propagation des ondes radio	20
IV.1.1. Propagation en espace libre ou Line Of Sight	21
IV.1.2. Propagation en milieu réel.....	22
IV.2. Mécanisme de propagation multi-trajet.....	23
IV.2.1. Evanouissement ou le fading de Rayleigh.....	24
IV.2.2. Distorsion de fréquence ou effet Doppler.....	25
IV.2.3. Dispersion des temps de propagation ou des retards.....	26
V. Systèmes d'antennes Intelligentes	28
V.1. Les réseaux d'antennes	29
V.1.1. Généralités	29
V.1.2. Antenne à balayage électronique ou à balayage de faisceaux	30
V.2. Définition et principe du Système d'Antenne Intelligente	32
V.2.1. Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux.....	32
V.2.2. Les systèmes d'antennes adaptatives.....	33
VI. Les Systèmes de formation de faisceau.....	35
VI.1. Techniques fixes de formation de faisceaux.....	35
VI.1.1. Lentille de Rotman	36
VI.1.2. Matrice de Butler	37
VI.2. Balayage de faisceau par commande optique.....	38
VI.3. Techniques de formation de voies	39
VI.3.1. Formation de voies et annulation d'interférents.....	39
VI.3.2. Formation de voies optimale	40
VI.3.2.1. Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile	41
VI.3.2.2. Technique basée sur un signal de référence	41
VI.3.2.3. Les algorithmes adaptatifs	41
VI.4. Avantages de la technologie d'Antenne Adaptative.....	42
VI.4.1. Augmentation de la portée et amélioration de la couverture.....	42
VI.4.2. Réduction et réjection d'interférences	42

VI.4.3.	Augmentation de la capacité et de l'efficacité spectrale	43
VI.4.3.1.	Réduction de la Taille du Motif (RTM)	43
VI.4.3.2.	Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA	43
VI.5.	Présentation de l'étude.....	44
VII.	Conclusion	46
	Bibliographie.....	47
CHAPITRE II : Présentation de la norme IEEE 802.16 et les moyens		
d'analyse théoriques et expérimentaux..... 51		
I.	Introduction	53
II.	Le WiMax : La technologie sans fil 802.16.....	53
II.1.	Objectifs du WiMax	54
II.2.	Avantage du système WiMax.....	54
II.3.	Applications et principe de fonctionnement du WiMax.....	55
III.	La norme 802.16	56
III.1.	La couche MAC.....	56
III.2.	La couche PHYsique	57
III.2.1.	WirelessMan-OFDM	60
III.2.2.	Modulation adaptative	61
III.3.	Option AAS (Adaptive Antenna System)	61
IV.	Le projet SYSMART	63
V.	Moyens d'analyse théorique et expérimentaux.....	64
V.1.	Les outils de conception et de simulation.....	64
V.1.1.	Le logiciel MATLAB	64
V.1.2.	Le simulateur ADS	65
V.1.3.	Le logiciel d'instrumentation LabVIEW	66
V.1.4.	Le logiciel CST Microwave Studio	67
V.1.5.	Le code de différences finies	67
V.2.	Moyens de mesures expérimentaux.....	68
V.2.1.	Présentation des appareils utilisés	68
V.2.2.	Base de mesure de XLIM	69
V.2.2.1.	Chambre anéchoïde	69
V.2.2.2.	Mesures en adaptation	70
V.2.2.3.	Mesures en rayonnement.....	70
VI.	Conclusion	72
	Bibliographie.....	73
CHAPITRE III : Estimation des DoAs des signaux RF à l'aide du		
démodulateur cinq-port et les méthodes à haute résolution..... 75		
I.	Introduction	77
II.	Le démodulateur cinq-port en technologie Micro-ruban.	77
II.1.	Rappel sur le fonctionnement du système cinq-port	78

II.2.	Analyse de l'anneau interférométrique à cinq branches.....	81
II.3.	Simulations et réalisation du circuit cinq-port en technologie micro-ruban	82
II.3.1.	Dimensionnement de l'anneau à cinq accès	83
II.3.2.	Description du détecteur de puissance.....	85
II.3.2.1.	Détecteur de puissance à diode Schottky	85
II.3.2.2.	Dimensionnement des détecteurs de puissance	86
II.3.2.3.	Adaptation en entrée du détecteur	86
II.3.2.4.	Stub papillon.....	87
II.3.2.5.	Principe de la détection quadratique.....	88
II.3.3.	Principe de linéarisation des détecteurs de puissance	91
II.3.4.	Procédure de correction de puissance dans les systèmes cinq-port.....	92
II.3.5.	Expression des signaux de sorties en bande de base	94
II.3.6.	Procédure de calibrage du système cinq-port	96
II.3.6.1.	Régénération des signaux IQ.....	96
II.3.6.2.	Pré-calibrage du démodulateur cinq-port	98
II.3.7.	Validation du procédé de calibrage sous ADS	100
III.	Mise en œuvre des techniques de mesure des DoAs des signaux RF	102
III.1.	Méthodes à haute résolution utilisant la notion de sous-espace	102
III.2.	Procédure d'estimation des DoAs	104
III.2.1.	Principe d'estimation de la matrice de corrélation	104
III.2.2.	Algorithme MUSIC	106
III.2.3.	Algorithme Root-MUSIC : Résolution d'un polynôme	108
III.2.4.	Algorithme ESPRIT	109
III.2.5.	Traitement des sources corrélées ou fortement corrélées	111
III.2.5.1.	Diversité d'espace.....	112
III.2.5.2.	Bidirectivité ou décomposition bidirective.....	113
IV.	Validation du système de détection des DoAs sous ADS co-simulé avec Matlab	114
IV.1.	Récepteur basé sur les Cinq-Ports	114
IV.2.	Description et résultats de simulation.....	115
IV.2.1.	Cas de signaux non corrélés	116
IV.2.2.	Cas de signaux corrélés	119
V.	Conclusion	120
	Bibliographie.....	121
 CHAPITRE IV : Elaboration d'une méthode de synthèse de lobe adaptative		
pour les Antennes Intelligentes. 125		
I.	Introduction	127
II.	Technique de synthèse de réseau.....	127
II.1.	Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau	127
II.2.	Recherche d'une méthode de synthèse	129
III.	Outil numérique d'optimisation pour la formation de faisceaux.....	131
III.1.	Formulation du problème	131
III.2.	Théorie de la méthode d'optimisation sous contrainte.....	133
III.3.	Méthode de Programmation Quadratique Successive	135

IV. Validation de la méthode de formation de faisceau : applications à la synthèse des réseaux directifs	138
IV.1. Technique de synthèse avec la phase seulement ou Réseau équi-amplitude.....	138
IV.2. Technique de synthèse basée sur le modèle initial de Tchebychev.....	144
IV.2.1. Modèle de Dolph-Tchebychev	144
V. Simulation du système global (Réception-Émission) sous ADS d'Agilent Technology	148
VI. Conclusion	151
Bibliographie.....	153
CHAPITRE V : Conception et réalisation du démonstrateur d'antennes adaptatives dans la bande WiMax.....	157
I. Introduction	159
II. Démarche de l'étude et présentation du système.....	159
II.1. Système de mesure des DoAs des signaux RF et de formation numérique de faisceaux en réception	159
II.2. Système de formation de faisceaux adaptative en émission.....	160
III. Réalisation et caractérisation des différents éléments constituant le démonstrateur.....	161
III.1. Réalisation et validation expérimentale des dispositifs cinq-ports.....	161
III.1.1. Réalisation pratique du circuit cinq-port	161
III.1.2. Acquisition des signaux de sorties du système cinq-port	163
III.1.2.1. Circuit d'échantillonnage (Echantillonneur Bloqueur)	163
III.1.2.2. Description de la carte d'acquisition	166
III.1.3. Linéarisation du système cinq-port.....	167
III.1.4. Calibrage du système cinq-port	169
III.2. Conception et réalisation des réseaux d'antennes	173
III.2.1. Etude de l'antenne élémentaire.....	174
III.2.1.1. Impédance d'entrée et adaptation	174
III.2.1.2. Caractéristiques de rayonnement.....	175
III.2.2. Mise en réseau de l'antenne élémentaire	176
III.2.2.1. Couplage plan E.....	177
III.2.2.2. Couplage plan H	177
III.2.3. Réalisation et mesure des antennes	178
III.2.3.1. Réseau d'antenne de réception	178
III.2.3.2. Réseau de 8 éléments pour le système d'émission	180
III.3. Diviseur de puissance : diviseur de Wilkinson.....	182
III.3.1. Diviseur de Wilkinson 2 voies.....	182
III.3.2. Réalisation du diviseur de puissance 4 voies dans la bande WiMax.....	184
III.4. Réalisation et caractérisation du Modulateur Vectoriel	185
III.4.1. Coupleur hybride 3 dB-90°.....	186
III.4.2. Atténuateur en réflexion	188
III.4.3. Principe de fonctionnement du modulateur vectoriel.....	189
III.4.4. Réalisation et caractérisation du modulateur vectoriel.....	191
IV. Conclusion	195
Bibliographie.....	197

CHAPITRE VI : Mesures et validation expérimentale du démonstrateur d'antenne adaptative.....	199
I. Introduction	201
II. Mesure de directions d'arrivée des signaux RF.....	201
II.1. Description du système de mesure	201
II.2. Procédure de calibrage du récepteur.....	203
II.3. Résultats de mesure	204
II.3.1. Cas de signaux non corrélés	205
II.3.2. Cas de signaux corrélés	207
III. Validation expérimentale du système de formation de faisceau en émission.....	208
III.1. Présentation du système de mesure	208
III.2. Résultats de mesure	209
IV. Système de transmission numérique dans la bande WiMax	211
IV.1. Description du système de transmission.....	212
IV.1.1. Format des signaux générés en bande de base	212
IV.1.2. Signaux transmis en bande de base	213
IV.1.3. Filtrage numérique : filtres d'émission et de réception	214
IV.1.4. Filtrage en réception	217
IV.1.5. Procédures de synchronisation et de correction	217
IV.1.5.1. Synchronisation symbole.....	217
IV.1.5.2. Synchronisation trame : localisation du préambule.....	218
IV.1.5.3. Synchronisation porteuse.....	220
IV.1.5.4. Ré-calibrage : détermination des paramètres de correction des signaux IQ	220
IV.1.6. Performance d'une chaîne de transmission	221
IV.2. Mesures et résultats	222
IV.2.1. Démodulation numérique : sensibilité du récepteur	222
IV.2.2. Performance du système de formation de faisceau en réception.....	223
IV.2.2.1. Cas d'un signal utile en présence d'un signal interférent.....	223
IV.2.2.2. Cas de deux sources utiles	225
V. Conclusion	226
Bibliographie.....	227
CONCLUSION GENERALE	229
ANNEXES.....	233

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de télécommunications sans-fil font aujourd'hui partie de notre quotidien et représentent un enjeu économique majeur aussi bien pour les pays développés que pour les pays en voie de développement. Ainsi, en 2005, un total de 816,6 millions de téléphones portables ont été vendus soit une progression de 21% par rapport à 2004. Ce développement toujours croissant des télécommunications avec les mobiles incite une optimisation des stations de bases afin de pouvoir communiquer avec le maximum d'utilisateurs. Les techniques les plus utilisées consistent à multiplexer les signaux en fréquence, en temps ou par codage numérique, mais ces méthodes de traitement du signal ont atteint aujourd'hui leurs limites.

Pour faire face à l'augmentation du nombre d'abonnés et aux exigences des utilisateurs en termes de mobilité, de débits de transmission, d'autonomie des batteries et de la sécurité, il reste à explorer le multiplexage spatial. En théorie, il suffit de détecter l'angle d'arrivée du signal émis par le mobile, puis de focaliser le rayonnement électromagnétique de l'émetteur en direction du mobile. On peut ainsi diminuer de manière sensible les phénomènes d'interférences, réutiliser la même fréquence pour des directions différentes, et donc accroître le nombre d'utilisateurs de la station de base. Cette méthode de traitement de l'information basée sur une approche spatiale ou angulaire, fait référence aux systèmes d'antennes intelligentes ou adaptatives.

Un système d'antenne intelligente se compose en réalité d'une série d'antennes élémentaires (linéaires, circulaires, etc.) dont les signaux reçus sont pondérés et combinés en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et améliorer la réception ou la transmission. Cette technique, regroupe les traitements de signal et les algorithmes adaptatifs employés pour contrôler, en temps réel, le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.

A l'heure actuelle, de nombreux projets et programmes (TSUNAMI I et II (Technology in Smart Antennas for Universal Advanced Mobile Infrastructure) au niveau européen ou PAESTUM au niveau français) étudient la faisabilité de ces antennes intelligentes pour les systèmes de radiocommunications mobiles.

Le rôle d'une antenne adaptative est d'orienter et de conformer le faisceau rayonné par l'antenne en fonction de son environnement. L'utilisation d'antenne adaptative dans les systèmes de radiocommunications mobiles présente trois principaux avantages : augmentation de la taille des cellules et donc de la portée et de la couverture, réduction des bruits ambiants et des interférences entre usagers, utilisation des techniques de diversité spatiale. En d'autres termes, la technologie d'antenne adaptative dans les systèmes de radiocommunications mobiles permettra d'une part une augmentation du nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné et l'accroissement de l'éventail des services offerts par ce système cellulaire d'autre part. En faisant

circuler l'énergie directement entre la station de base et l'utilisateur, on réalise une réduction des bruits ambiants, une élimination des interférences provenant d'autres usagers et obstacles.

Pour autant, les difficultés sont encore nombreuses, tant dans la détection précise de l'angle d'arrivée du signal, que dans la technique de formation du lobe de rayonnement qui doit être synthétisé dans des temps très brefs.

Le travail présenté dans ce manuscrit consiste à approfondir tant les méthodes de détection de direction d'arrivée que les méthodes de formation de faisceaux adaptative qui répondent aux spécifications imposées par le système adaptatif, en ayant pour objectif la construction d'un prototype ou démonstrateur de système d'antenne adaptative.

Ce travail est composé en trois phases :

- la **phase 1** a pour but l'étude algorithmique permettant la mise au point de technique de formation de faisceaux adaptative qui sera basée sur la technique de formation de voies et l'annulation d'interférents.
- la **phase 2** concerne l'étude de technique de détection des directions d'arrivée (DoA) des signaux radiofréquences à l'aide de réflectomètres cinq-port.
- et enfin la **phase 3** est consacrée au développement d'un dispositif expérimental permettant de mettre en œuvre les techniques précédentes. Cette phase de réalisation beaucoup plus expérimentale permettra de valider les méthodes de formation de lobe adaptatives et de détermination de la direction d'arrivée des signaux RF, et les algorithmes de traitement du signal développés durant la phase théorique.

Le premier chapitre présente le contexte de l'étude. Un état de l'art des systèmes communication sans fil et les problèmes rencontrés sont présentés. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la description des différents concepts et des traitements liés aux systèmes d'antennes intelligentes.

Le deuxième chapitre est consacré à la description des caractéristiques principales de la norme 802.16 connu sous le nom de WiMax et à la présentation des divers outils numériques de conception et de mesure mise à notre disposition.

La détection des angles d'arrivée constitue une étape importante dans le développement des systèmes d'antennes intelligentes pour lutter contre le fading et les interférences. Le chapitre III sera donc, entièrement consacré à l'estimation des directions d'arrivée (DoAs) des signaux RF. Une étude physique et le principe de fonctionnement du circuit cinq-port sont présentés. Ensuite, nous

nous intéressons à l'étude et à l'implémentation des méthodes à haute résolution pour l'estimation de la DoA.

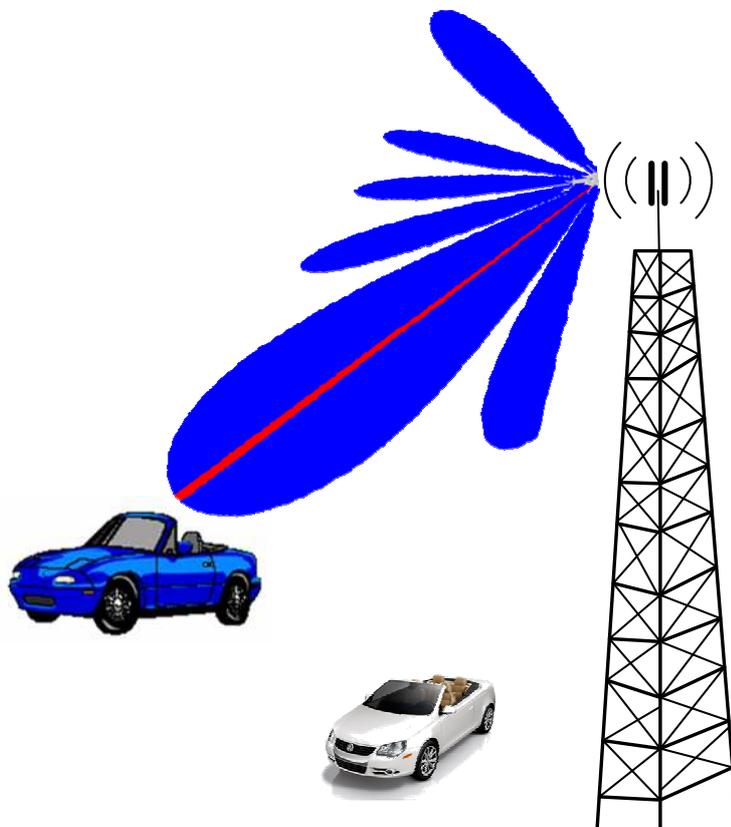
Le principe de fonctionnement des systèmes d'antennes intelligentes étant de détecter la position angulaire des sources et de former le faisceau de l'antenne dans les directions privilégiées, l'objectif du chapitre IV sera donc l'élaboration d'une méthode de synthèse de lobe adaptative permettant de déterminer les paramètres d'alimentation du réseau.

Le cinquième chapitre, expérimental, est consacré à la réalisation et caractérisation des différents composants nécessaires au bon fonctionnement de notre démonstrateur d'antenne adaptative. Deux prototypes ont été réalisés afin de valider le principe de détection de direction d'arrivée et de formation de faisceau en réception d'une part, et de formation de faisceau en émission d'autre part.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude des performances et à la validation expérimentale du démonstrateur réalisé. Les études de performances en terme de qualité de faisceau rayonné par l'antenne, de sensibilité et de taux d'erreur binaire ont été réalisées.

CHAPITRE I

CONTEXTE DE L'ETUDE : Systèmes d'Antennes Intelligentes
dans les Réseaux de Communication sans fil



I. INTRODUCTION

Victime de leur succès, les communications sans-fil arriveront à saturation d'ici quelques années à cause de la limitation du spectre radio. Pour faire face à cette explosion du marché des télécommunications sans-fil et à la demande des services multimédia permettant de transmettre images et vidéo ainsi qu'une connexion à Internet, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit, avec différentes qualités de services, tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration du marché. Ceci implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacités spectrales tout en incluant évidemment, l'aspect faible coût. La réduction des coûts passe par l'optimisation de l'usage de la ressource, le partage d'infrastructure ou l'utilisation de nouvelles générations de réseaux économes en ressources spectrales.

Pour répondre à ces exigences, plusieurs techniques sont possibles et l'on peut citer par exemple les techniques à accès multiple, les modulations à grand nombre d'états, les techniques multi-porteuses et le découpage en cellule. Mais les solutions multi-antennes [1-7] (telles que la diversité d'espace, le MIMO (Multiple Input Multiple Output), le MTMR (Multiple Transmit Multiple Receive) ou le retournement temporel (Time Reversal)) en émission et/ou en réception sont une alternative particulièrement intéressante pour améliorer les performances de ces systèmes de communications. Toutes ces techniques sont basées sur des propriétés statistiques de diversité du canal de propagation et permettent de combattre les évanouissements de l'enveloppe du signal dûs aux phénomènes multi-trajets, en combinant de manière optimale les signaux reçus [8]. Elles permettent aussi d'augmenter la robustesse et/ou le débit des transmissions entre la station de base et le terminal de l'utilisateur.

Le critère de performance des méthodes citées ci-dessus porte sur la maximisation du rapport signal à bruit. Dans ce manuscrit, nous nous sommes intéressés à une approche complémentaire, qui permet de filtrer spatialement les signaux interférents, tout en améliorant le rapport signal à bruit : les systèmes d'antennes adaptatives. Ces systèmes d'antennes dites intelligentes peuvent combiner les différents signaux de manière dynamique en fonction des conditions de propagation dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs. Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes d'antennes intelligentes autorisent l'utilisation d'un même canal temps, fréquence ou code par plusieurs utilisateurs à l'intérieur de la même cellule et peuvent s'adapter automatiquement afin d'améliorer les performances du système. Les applications des antennes intelligentes sont nombreuses. Celles-ci sont destinées à équiper les stations de base de réseaux de communication sans fil afin d'augmenter

leurs capacités en nombre d'utilisateur et d'optimiser le bilan de liaison. Cette amélioration de la qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs, et des services sont des atouts pour les nouvelles générations des systèmes de communication sans fil.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le contexte de l'étude. Dans un premier temps, nous allons présenter les différents standards des réseaux de télécommunications sans fil et ses évolutions puis nous nous intéresserons aux systèmes de transmissions et à la définition des modulations numériques. Une présentation des différents phénomènes de propagation sera abordée dans la troisième partie. Finalement, nous détaillerons les concepts et les traitements liés aux systèmes d'antennes intelligentes.

II. LES RESEAUX DE TELECOMMUNICATION SANS FIL

L'environnement dans lequel évolueront les systèmes d'antennes intelligentes est extrêmement vaste et complexe. Les opérateurs et les industriels sont amenés constamment à proposer des nouvelles normes ou des nouveaux standard pour pouvoir offrir des services multimédia haut débit avec une meilleure qualité (même dans les zones les plus reculées) afin de satisfaire les utilisateurs de plus en plus exigeants en termes de mobilité. A l'heure actuelle, nous recensons quatre grandes familles de réseaux de communications sans fil [9-10] (**figure I.1**), qui sont généralement classifiés en fonction de la taille de la zone de couverture qui va de quelques mètres comme le cas du Bluetooth jusqu'à une échelle mondiale, cas du GSM: les réseaux personnels (WPAN), les réseaux locaux (WLAN), les réseaux métropolitains (WMAN) et les réseaux de téléphonie mobile (WWAN).

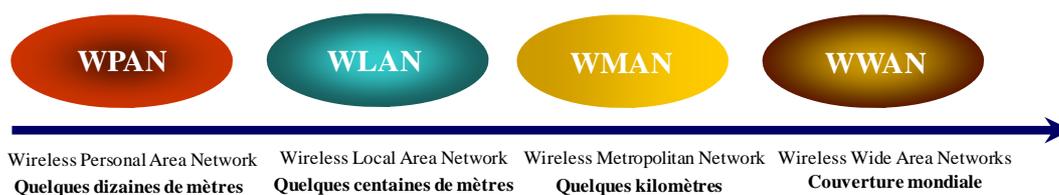


Figure I.1: Les différents types de réseaux sans-fils

II.1. Les réseaux personnels sans fil ou WPAN (Wireless Personal Area Network)

Les réseaux personnels ou réseaux domotiques sans fil interconnectent sur quelques mètres à quelques dizaines de mètres des périphériques et des équipements personnels (micro-ordinateur, portables, assistant personnel, oreillette, appareils domotiques, ...) entre eux avec une grande

souplesse d'utilisation. La norme Bluetooth en offre le meilleur exemple. Initiée en 1994 par Ericsson, cette norme est gérée par le groupe de travail IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.15, qui s'occupe de la normalisation des réseaux PAN et fonctionne dans la bande ISM (Industrial Scientific and Medical), autour de 2,4 GHz. Cette bande de fréquence est libre de droit c'est-à-dire qu'elle ne fait pas l'objet de déclaration ni de demande de licence d'exploitation. Découpé en canaux de 1 MHz, le système Bluetooth s'adresse à la communication entre équipements, classiquement reliés par infrarouge et offre un débit théorique de 1 Mb/s pour une portée de 10 à 30 mètres. La norme prévoit l'échange entre plusieurs équipements par l'intermédiaire de réseaux locaux de type pico-net, qui peut prendre en charge jusqu'à huit terminaux, avec un maître et sept esclaves. Le maître est chargé de gérer les communications entre les différents esclaves. Tout comme le protocole IP, l'envoi des informations s'effectue par paquets de données entourées de blocs de contrôle. Le Bluetooth présente l'avantage d'avoir une consommation excessivement faible. Un autre exemple des réseaux WPAN est la technologie HomeRF qui trouve sa place dans l'environnement domotique, comme son nom l'indique et permet de relier les machines et les terminaux sur une distance de 50 à 300 mètres au maximum.

II.2. Les réseaux locaux sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network)

Les réseaux locaux correspondent au réseau intra-entreprise. Ces réseaux sont faits pour interagir avec des infrastructures filaires. L'architecture des réseaux WLAN est cellulaire, permettant ainsi de construire une liaison à partir d'un serveur central relié à un réseau fixe. Les réseaux locaux sans fil connaissent actuellement d'importants développements du fait de la flexibilité de leur interface, qui permettent à un utilisateur de se déplacer dans son entreprise tout en restant connecté. Ils fournissent des débits qui vont de quelques mégabits à plusieurs centaines de mégabits par secondes et sont répartis en plusieurs technologies, parmi lesquels HiperLAN et en particulier la technologie WiFi (Wireless Fidelity), la plus répandue. Cette technologie issue de la norme IEEE 802.11 a pour but de fournir une connectivité sans fil à des stations fixes ou mobiles qui demande un déploiement rapide au sein d'une zone locale en utilisant la bande de fréquence de 2,4 GHz. Tout comme celle de Bluetooth, cette bande ne requière pas une licence pour être exploitée. La norme 802.11 gère les deux premières couches du modèle OSI (Open Systems Interconnection). L'une des caractéristiques essentielles du standard est qu'il définit une couche MAC commune à toutes les couches physiques. Sa version commerciale IEEE 802.11b ou WiFi [11] offre un débit théorique de 11 Mb/s pour une portée de 50 mètres. La norme IEEE 802.11a est similaire à la norme HiperLAN (High Performance Radio LAN) [10] lancée en Europe par

l'organisme de normalisation ETSI pour European Telecommunication Standard Institute. Cette norme a pour but d'améliorer les performances du standard IEEE 802.11 en créant des environnements sans fil à haut débits et permet grâce à une transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), d'obtenir un débit de 54 Mb/s dans la gamme de fréquence des 5 GHz et pour une portée de 25 à 50 mètres.

La norme HiperLAN est une famille de standards pour les communications numériques sans fil à haut débit, développée afin de permettre l'inter-opérabilité entre différents réseaux. HiperLAN 2 est la norme concurrente de la norme IEEE 802.11a. Elle offre un débit de 54 Mb/s pour une portée de 200 mètres et travaille à 5 GHz. HiperLAN 3 s'attaque à une autre catégorie de réseaux, les réseaux WMAN ou la Boucle Local Radio (BLR).

II.3. Les réseaux métropolitains ou WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)

Les réseaux métropolitains, plus connus sous le nom Boucle Local Radio (BLR) permet de connecter des entreprises ou des particuliers, à l'échelle d'une métropole sur un réseau haut débit. La BLR est un système qui remplace la liaison filaire traditionnelle, elle définit un moyen de communication entre une entreprise ou un particulier et un opérateur de télécommunication par une connexion hertzienne.

La BLR doit pouvoir proposer les mêmes performances que les installations fixes en termes de débit tout en ayant recours à des installations moins coûteuses et flexibles. L'architecture peut être point à point ou point à multipoint. Les bandes des fréquences sont affectées par les organismes nationaux et internationaux d'attribution des bandes du spectre hertzien. En France les bandes attribuées pour les liaisons sont 3,5 GHz et 26 GHz. Il existe plusieurs technologies de la BLR normalisées par les deux organismes de normalisation ETSI et IEEE. ETSI a fait évoluer HiperLAN vers HiperLAN 3, appelés aussi HiperAccess (High-Performance Radio Access), qui permet d'avoir des liaisons à très haut débit du type point à multipoint avec une portée de 5 km. L'IEEE a mis en place un groupe de travail sur les réseaux large bande sans fil, le groupe IEEE 802.16. La norme IEEE 802.16 ou le système WiMax comporte plusieurs groupes d'étude. Le WiMax est une technologie émergente et en cours de déploiement, qui permet d'émettre et recevoir des données dans les bandes de 2 à 11 GHz avec un débit de 70 Mb/s et une portée allant jusqu'à 50 km sans nécessiter une visibilité directe (NLOS ou Non Ligne Of Sight). Dans la bande de fréquence de 11 à 66 GHz, sous la condition de visibilité directe (LOS ou Ligne Of Sight), le débit maximum est de

132 Mb/s pour une portée de 5 km. Il s'agit d'une liaison point à point de l'abonné vers les stations de base.

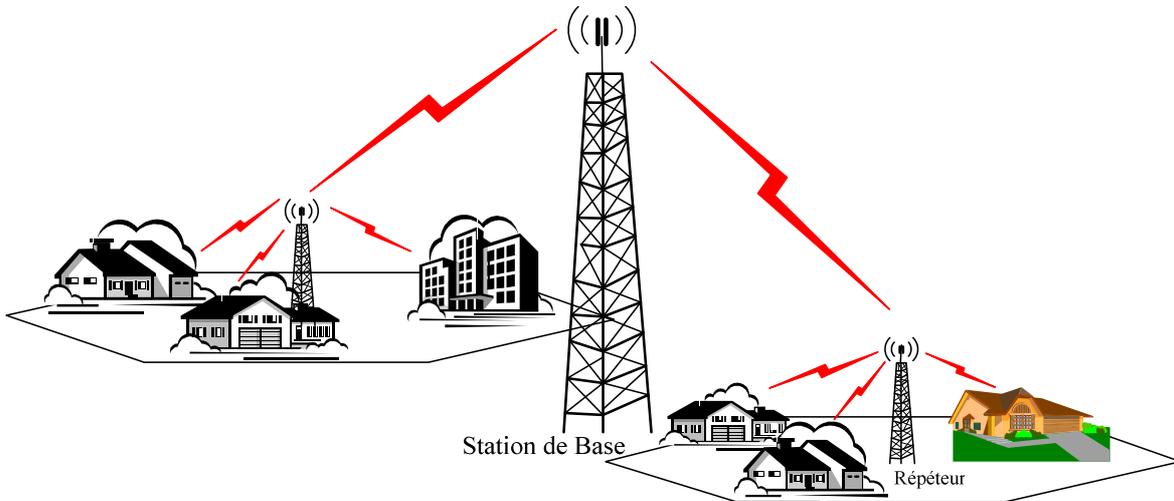


Figure I.2: Boucle Local Radio

Dans le cadre de ce travail, nous allons présenter dans le **chapitre II**, les différentes caractéristiques régissant le fonctionnement du système WiMax, telles qu'elles sont définies dans le standard IEEE Std 802.16-2004 [12] afin de développer un système de transmission à 3,5 GHz utilisant la technologie des antennes adaptatives dans la perspective d'une intégration dans la norme IEEE 802.16 ou WiMax.

II.4. Les réseaux de téléphonie mobile ou WWAN (Wireless Wide Area Network)

Les réseaux WAN [13] sont principalement les réseaux cellulaires mobiles. L'espace est donc découpé en zone de couverture, appelée cellule (voir **figure I.3**), dont la forme et la taille sont variables. Cela est rendu possible du fait qu'une onde qui se propage s'atténue en fonction de la distance et permet une utilisation efficace du spectre de fréquence. Chaque cellule est couverte par un émetteur. Deux cellules utilisant la même fréquence sont appelées co-cellules. Celles-ci doivent être suffisamment éloignées les unes des autres afin d'éviter les interférences co-canal. L'étendue de ces réseaux mobiles est mondiale. Les principales technologies de ces systèmes sont classées en générations. Les systèmes de communications de première génération (1G) ont été réalisés en technologie dite "analogique" pour des applications vocales, alors que les 2G et 3G sont de type numérique, pour des applications voix et données.

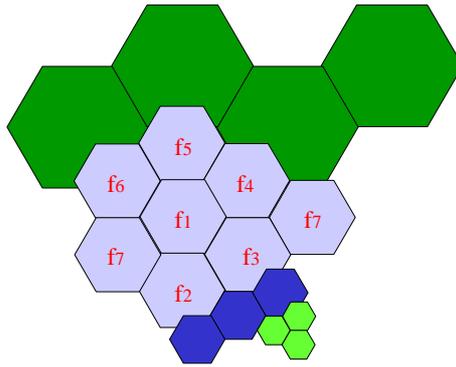


Figure I.3: Découpage en cellules des zones couvertes

Les standards de seconde génération (2G) ont permis aux systèmes de communications mobiles de connaître un essor considérable. Le GSM (Global System for Mobile communications), appartient au standard européen de téléphonie cellulaire de seconde génération. Il fonctionne sur deux bandes de fréquence autour de 900 MHz et 1800 MHz (appelé DCS ou Digital Communication System). Le GSM utilise un multiplexage fréquentiel ainsi qu'une modulation de fréquence GMSK (Gaussien Minimum Shift Keying). Ce standard a été conçu initialement pour le transport de la parole, il a ensuite évolué pour le transport des données à bas débits, et de transfert de SMS (Short Message Service). Même s'il est le plus répandu, le système GSM n'est pas le seul standard 2G. Il existe les normes 2G concurrentes du GSM comme le PDC (Pacific Digital Cellular) au Japon, le D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone system) et l'IS 95 (Interim Standard) aux Etats-Unis.

L'accroissement du nombre d'utilisateurs et le développement des services multimédia ont favorisé le développement de nouvelles normes dans le désir d'augmenter les capacités et les débits des transmissions mobiles. La première évolution du GSM est le GPRS (General Packet Radio Services) qui fait partie de la génération 2,5G. Plus compatible avec celle de l'internet, ce système permet de transporter des données en mode paquet avec des débits d'environ 115 kb/s. Les ressources sont allouées à l'utilisateur de façon dynamique en fonction du besoin. Le GPRS utilise la trame TDMA de la norme GSM, il permet donc une application à débit moyen de type multimédia. Une dernière évolution permettant d'atteindre des débits compatibles avec des applications haut débit de type multimédia, est la technologie EDGE GSM (Enhanced Data rate for Gsm Evolution). Cette nouvelle solution permet des débits supérieurs allant de 384 à 473,6 kbit/s avec une modulation de type 8PSK (8 Phase Shift Keying) plus efficace tout en réutilisant les caractéristiques spectrales de la norme GSM. Le GPRS et le EDGE sont des techniques intermédiaire entre les systèmes 2G (GSM, ...) et 3G (UMTS, ...), ils forment aussi la principale perspective vers la 3^{ème} génération (3G).

Le passage de la 2G à la 3G de système mobile à été motivé par l'introduction de service multimédia mobile haut débit (Internet, vidéoconférence, visiophonie ...). Adoptée en 1998, la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est la norme cellulaire pour les systèmes de communication mobile de 3^{ème} génération [10]. Cette nouvelle norme a été développée pour la transmission simultanée de la voix et des données avec des débits atteignant 384 kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur et 2 Mbit/s pour une mobilité réduite.

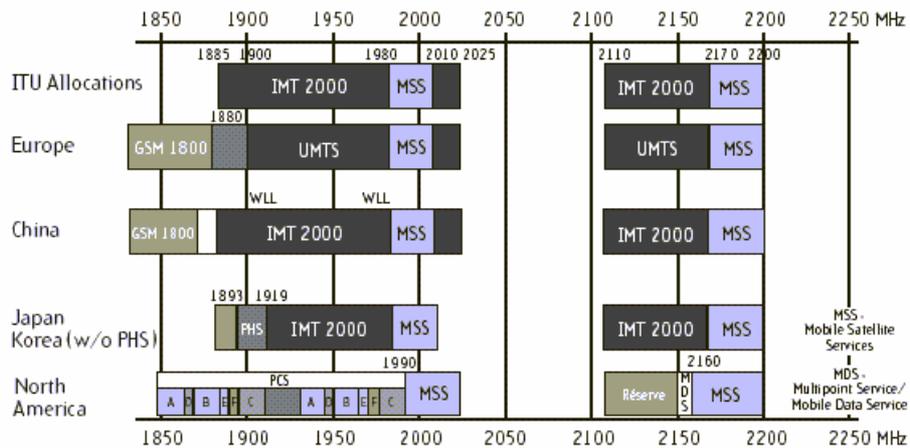


Figure I.4: Les standards de troisième génération (3G)

La norme UMTS fonctionne dans la bande de fréquence : 1900 à 2200 MHz et utilise la technique d'étalement de spectre CDMA (Code division Multiple Access) plus avancée que celle du TDMA. Cette technique permet l'accès au canal de transmission par l'attribution de codes spécifiques à chaque utilisateur. L'UMTS prévoit deux modes de duplexages possibles : FDD et TDD. Deux bandes de fréquences sont allouées au FDD : une voie montante de 1920 à 1980 MHz et Voie descendante de 2110 à 2170 MHz. Pour le système TDD, les bandes attribuées sont : de 1900 à 1920 MHz et 2010 à 2025 MHz.

Dans cette liste, il faut également ajouter les systèmes faible débit travaillant dans la bande de fréquence ISM et les systèmes de télécommunications par satellite.

Aujourd'hui, les communications radio-mobiles de la 4^{ème} génération (4G) font l'objet de nombreux projets de recherche dans un contexte de plus en plus rigoureux en termes de caractéristiques de propagation, d'interférence et de largeur de bande. La 4G devra permettre la convergence entre les systèmes 2G, 3G et WLAN afin de répondre aux fortes contraintes de débit et de mobilité, tout en offrant d'avantage de robustesse dans les transmissions avec une meilleure efficacité spectrale.

Nous avons vu que l'évolution des normes de radiocommunications fait apparaître les besoins grandissant en terme de débit, d'intégration des services multimédias et d'interopérabilité. Cet essor est favorisé essentiellement par les performances qu'offrent les systèmes de communications numériques.

III. LE SYSTEME DE TRANSMISSION

III.1. Systèmes de communication numérique

Les systèmes de communications numériques ont considérablement évolué lors des deux dernières décennies. Cette évolution, portée, d'un point de vue technologique, par la convergence entre données, parole et image a conduit à l'émergence des radiocommunications mobiles grand public qui a bouleversé l'usage des télécommunications.

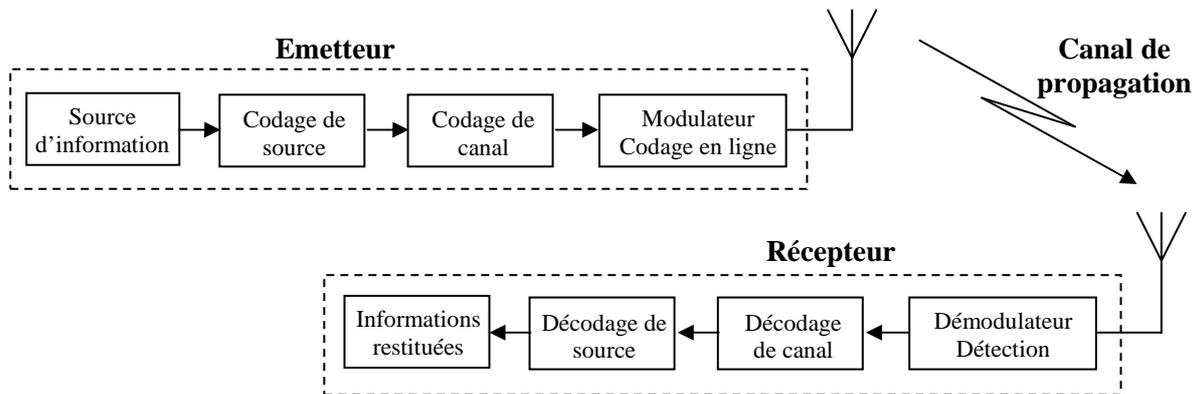


Figure I.5: Chaîne de transmission numérique

La chaîne de transmission est l'ensemble des moyens techniques utilisés pour transmettre de l'information à distance. Elle est constituée d'un ensemble de trois éléments formés par l'émetteur, le milieu de propagation et le récepteur [9]. Le canal de propagation est le support physique de transmission des signaux. Il se comporte comme un filtre évoluant dans le temps et sélectif en fréquence. Les signaux résultants seront altérés et distordus. C'est pourquoi, l'émetteur doit adapter l'information à transmettre au milieu de propagation, en réalisant la modulation d'un signal RadioFréquence (RF) ou d'une porteuse par un signal en bande de base (signal basse fréquence) source d'information utile. Le récepteur capte le signal RF modulé, fortement atténué et distordu et réalise l'opération inverse (la démodulation), afin de restituée l'information émise.

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission est représenté sur la **figure I.5**. Le point de départ d'une transmission numérique est une source d'information codée par le bloc de codage de source qui consiste à compresser les données pour réduire le débit binaire à transmettre puis à

sécuriser contre les erreurs par un codage de canal (code correcteur d'erreur). Un modulateur assure ensuite la mise en forme des signaux qui sont transmis par le canal de propagation et parviennent au récepteur sous forme bruités et distordus. Chaque bloc de la chaîne de réception réalise le traitement « inverse » de celui réalisé par l'émetteur afin de reconstituer le message. On distingue en plus de ces blocs symétriques, une unité de synchronisation qui récupère les différentes synchronisations : synchronisation porteuse, synchronisation trame et symbole.

III.2. Modulations numériques

La transmission en bande de base consiste à envoyer directement les signaux numériques sur le support transmission. Le principal problème de la transmission en bande de base est la dégradation du signal très rapide en fonction de la distance parcourue. C'est pourquoi il est nécessaire d'effectuer une transmission sur fréquence porteuse. Le but de la modulation est d'adapter ce signal à transmettre au canal de transmission. La modulation est une opération qui consiste à transmettre un signal modulant au moyen d'un signal analogique appelé porteuse :

$$x(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (\text{I.1})$$

Cette porteuse est défini par ses trois paramètres physiques, son amplitude A , sa fréquence f et sa phase φ . On aura donc trois types de modulation possible pour transmettre l'information : modulation d'amplitude (ASK ou Amplitude Shift Keying), modulation de fréquence (FSK ou Frequency Shift Keying) et la modulation de phase (PSK ou Phase Shift Keying) [9] [14].

Le signal modulé sera donc représenté par l'expression:

$$x_{\text{mod}}(t) = A \cdot a(t) \cdot \cos(2\pi ft + \varphi(t)) \quad (\text{I.2})$$

où le modulant apparaît dans l'amplitude et la phase de la porteuse. L'équation (I.2) peut s'écrire aussi comme une double modulation en quadrature faisant intervenir un signal en phase (Inphase) $I(t) = a(t) \cos(\varphi(t))$ et un signal en quadrature $Q(t) = a(t) \sin(\varphi(t))$:

$$x_{\text{mod}}(t) = A(I(t) \cos(2\pi ft) - Q(t) \sin(2\pi ft)) \quad (\text{I.3})$$

ou en notation complexe :

$$x_{\text{mod}}(t) = A \cdot env(t) e^{j2\pi ft} \quad (\text{I.4})$$

où $env(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$ est l'enveloppe complexe.

La représentation de la partie imaginaire $Q(t)$ en fonction de la partie réelle $I(t)$ de l'enveloppe complexe est appelée **diagramme de constellation de phase**. Cette représentation très

utilisée dans les systèmes de communication représente les variations d'amplitude et de phase de la porteuse.

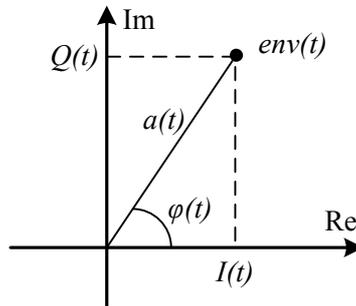


Figure I.6: Représentation dans le plan complexe de l'enveloppe complexe du signal

En modulation numérique, le signal n'est pas continu mais discret, et généralement binaire. Nous allons voir ici deux méthodes de modulation numérique très répandues : les modulations QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) et 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Considérons un signal numérique NRZ (Non Retour à Zéro) de durée d'un bit T_b ($1/T_b$ est le débit binaire exprimé en bit/s) représenté sur la **figure I.7**. Ce signal associe au bit « 0 » une tension $-V$ et au bit « 1 » une tension $+V$.

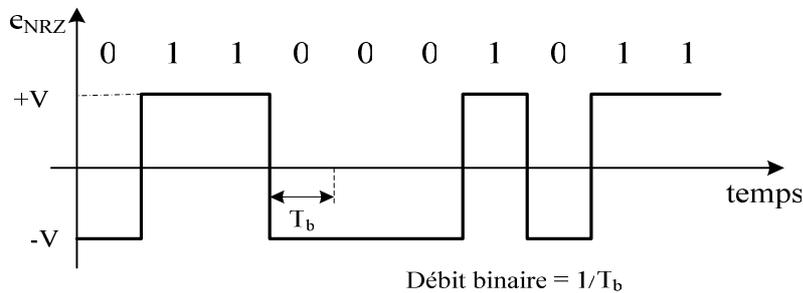


Figure I.7: Séquence binaire NRZ

Pour réaliser une modulation numérique, il faut associer les bits de la séquence binaire aux différents états électriques de la porteuse (appelés aussi symboles) représentés par les deux signaux quaternaires $I(t)$ et $Q(t)$. On peut ainsi définir des codes en ligne M -aires, composées de M symboles différents. Les M symboles sont obtenus par groupement de k bits successifs avec $M = 2^k$ et $T_s = kT_b$ (T_s est la durée symbole ou rythme symbole). Le nombre de bits par symbole dépend de type de modulation. Pour la modulation QPSK $k = 2$ et pour la modulation 16QAM $k = 4$.

Modulation QPSK :

C'est une modulation de phase très robuste face aux perturbations externes, et donc largement utilisée dans les systèmes de communication sans fil. En fonction des données à moduler,

la porteuse est forcée dans un des quatre états de phase possibles ($+45^\circ$, $+135^\circ$, -135° ou -45°). La constellation des différents états de phase de la modulation est représentée sur la **figure I.8**.

Pour la modulation QPSK, la séquence binaire est divisée en 2 parties : les bits impairs modulent la porteuse en phase, tandis que les bits pairs modulent la porteuse en quadrature. Le débit des données est souvent exprimé en débit symbole (symbol rate) plutôt qu'en débit binaire (bit rate). Dans le cas de la modulation QPSK, le débit binaire est égal à deux fois le débit symbole car un symbole est associé à 2 bits. La modulation QPSK permet de reconstruire l'information, même en présence d'un SNR (Signal to Noise Ratio ou rapport signal à bruit) faible. En effet, à la réception, le décodage n'aura besoin de détecter que le quadrant dans lequel se situe le point.

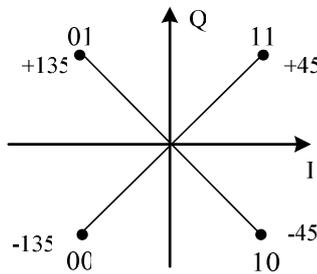


Figure I.8: Représentation dans le plan complexe (constellation) d'un signal modulé en QPSK

Modulation 16QAM :

C'est une modulation d'amplitude et de phase. La modulation numérique de type M -QAM permet d'avoir un rythme binaire N ($N = \log_2(M)$) fois plus grand [15]. Cette modulation comporte M symboles obtenue par la modulation en quadrature de phase de deux signaux quaternaires I et Q, tous deux issus d'un codage M -aire.

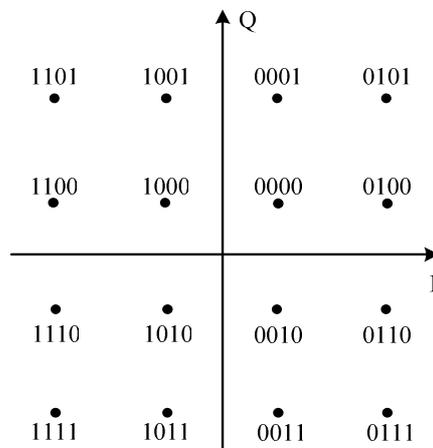


Figure I.9: Constellation de la modulation 16QAM selon le codage de Gray

Prenons l'exemple d'une modulation 16QAM à laquelle correspondent 4 bits par symbole, nous obtenons, après modulation des deux signaux en quadrature I et Q, un signal comportant 3 états d'amplitude et 12 en phase (**figure I.9**).

On peut voir que le nombre d'états change par rapport à la modulation QPSK ce qui permet d'avoir un nombre de bits par symboles supérieur (4 bits/symbole). Le nombre de point de la constellation a augmenté, mais pas la largeur du canal d'émission, puisque le nombre de symboles émis par seconde (bauds) reste inchangé. Dans la pratique, le débit augmente, sans augmentation de la bande passante, mais au prix d'une relative fragilité du signal. En effet, les points de la constellation étant rapprochés, ils seront plus difficiles à décoder en cas de bruit (SNR faible).

Après avoir décrit, les systèmes de transmission et les modulations numériques utilisés, nous allons maintenant présenter l'environnement dans lequel évoluent ces systèmes.

IV. CARACTERISTIQUES DU CANAL DE PROPAGATION

Les performances des systèmes de transmissions sont fortement dépendantes des perturbations engendrées par le canal de transmission [16]. Pour cela, une meilleure connaissance du canal de propagation est primordiale afin de garantir leurs performances en termes de taux d'erreur souhaitées. De plus, dans le cas des systèmes d'antennes intelligentes, la caractérisation du canal de propagation est importante pour la séparation spatiale des signaux reçus ou pour la conformation de faisceau rayonné par l'antenne en fonction de son environnement.

IV.1. Mécanisme de propagation des ondes radio

Un système de radiocommunication est constitué de trois éléments : la station de base, les stations mobiles et/ou les stations fixes et le milieu de propagation. La transmission de l'information s'effectue soit depuis une station de base vers une station cliente (liaison descendante ou Downlink en anglais), soit depuis une station cliente vers une station de base (liaison montante ou Uplink en anglais). Pour établir une communication entre la station de base et les stations clientes, il faut disposer du spectre radioélectrique. Les fréquences utilisées sont classées en différentes catégories et ne possèdent pas les mêmes caractéristiques de propagation (réflexion, diffraction, réfraction, etc.) en terme d'affaiblissement du signal en fonction de la distance aussi bien qu'en terme de puissance de bruit superposée [17]. Dans le cas de transmissions radioélectriques, le canal peut être présenté sous la forme d'un modèle regroupant les principaux phénomènes qui vont contribuer à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport sur l'interface radio entre l'émetteur et le récepteur.

IV.1.1. Propagation en espace libre ou Line Of Sight

On appelle propagation en espace libre ou propagation en ligne de vue directe, lorsqu'un signal est transmis sans aucune obstruction entre les antennes d'émission et de réception (voir **figure I.10**). L'essentiel de l'énergie est donc concentrée dans la zone que l'on appelle « **premier ellipsoïde de Fresnel** » [18]. L'étendue de cette zone varie proportionnellement avec la longueur d'onde et la longueur de la liaison (distance entre l'émetteur et le récepteur). Il est impératif de veiller au dégagement de ce volume (premier ellipsoïde de Fresnel) de tout obstacle pour avoir une propagation en visibilité.

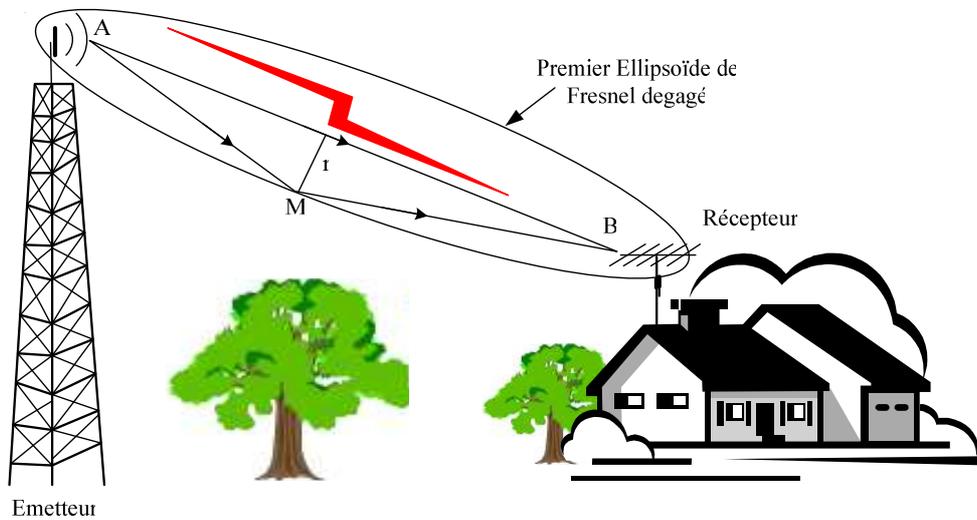


Figure I.10: Propagation en espace libre ou liaison en visibilité directe

$$MA + MB = AB + \frac{\lambda}{2} = d + \frac{\lambda}{2} \quad (I.5)$$

Ce type de propagation, bien que difficile à rencontrer, fournit un élément de référence pour les autres cas étudiés en termes de gain, d'affaiblissement de propagation et de pertes. Le bilan de liaison c'est-à-dire les pertes moyennes ξ de puissance en espace libre sont données par le rapport entre la puissance P_e du signal émis et la puissance P_r du signal reçu. D'après l'équation de transmission de FRISS on a :

$$\xi = \frac{P_e}{P_r} = \frac{1}{G_e G_r} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (I.6)$$

où G_e et G_r sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dBi, d est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et λ est la longueur d'onde en mètre. A grande échelle, les pertes en fonction de la distance (pathloss ou affaiblissement de parcours) sont les seules pertes observables dans le cas d'une propagation en espace libre. Ces

pertes moyennes de puissance sont proportionnelles au carré de la distance d séparant l'émetteur du récepteur.

On exprime généralement le bilan de puissance en décibel (le dB permet d'exprimer un rapport de puissance). La relation (I.6) devient :

$$\xi_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{G_e G_r} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right) = 32,44 - 20 \cdot \log_{10}(\lambda) + 20 \cdot \log_{10}(d) - 10 \cdot \log_{10}(G_e G_r) \quad (I.7)$$

Cette relation n'est valable que lorsque l'on se trouve en champ lointain : $d \gg 2D^2/\lambda$, où D est le diamètre de la surface équivalente de l'antenne.

L'obstruction du premier ellipsoïde de Fresnel oblige à prendre en compte les pertes introduites par les phénomènes de réflexion, de diffraction, ... dues aux obstacles (végétation, relief, bâtiment, atténuation atmosphérique, etc.) interceptant le faisceau émis.

IV.1.2. Propagation en milieu réel

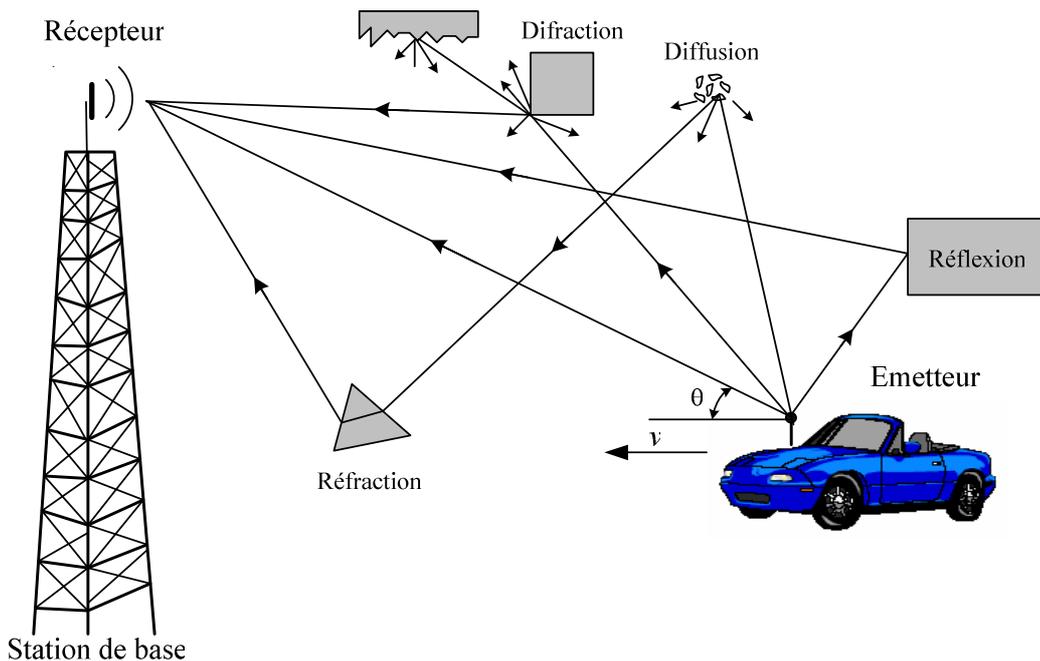


Figure I.11: Interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu de propagation

Dans la réalité, des obstacles naturels comme les arbres ou les bâtiments peuvent gêner le trajet de l'onde émise. Il en découle une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. Ce type de propagation est appelé Non Line Of Sight ou propagation sans visibilité directe.

L'onde électromagnétique émise subie plusieurs phénomènes comme la **réflexion**, la **réfraction**, la **diffraction** ou la **diffusion** en fonction de la nature et de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde lors de son cheminement vers le récepteur [19-20]. Ces quatre principaux mécanismes de propagation sont illustrés sur la **figure I.11**.

Les phénomènes de **réflexion** et de **réfraction** ont lieu lorsque la dimension de l'obstacle est grande et que les irrégularités de surface sont négligeables par rapport à la longueur d'onde λ du signal émis. La réfraction décrit l'onde transmise à travers l'obstacle, elle traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre. La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence (lois de Snell-Descartes et de Fresnel). Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, toute l'énergie est réfléchi.

Le phénomène de **diffraction** apparaît lorsqu'une onde rencontre une arête dont les dimensions sont grande vis-à-vis de λ . Contrairement aux phénomènes de réflexion spéculaire et de réfraction qui transforment l'onde incidente en une seule onde, celui-ci génère plusieurs sous-ondes. Ce qui permet ainsi à un récepteur de recevoir un signal en absence de visibilité directe.

Le phénomène de **diffusion** ou de **réflexion diffuse**, a lieu lorsqu'une onde rencontre un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur que λ . Quand une onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable voire supérieure à λ , la réflexion devient diffuse. Dans ce cas, l'onde incidente est réfléchi en sous-ondes dans plusieurs directions avec différentes atténuations.

L'influence d'un obstacle sur le signal reçu dépend de sa taille vis à vis de la longueur d'onde du signal, mais également de sa composition et de sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur et aux autres objets présents dans l'environnement. On distingue deux types principaux de réflecteurs : les **diffuseurs locaux** qui sont les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur et les **diffuseurs lointains** qui sont les obstacles éloignés de l'émetteur ou du récepteur, ils donnent lieu à des trajets spéculaires généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

IV.2. Mécanisme de propagation multi-trajet

Comme nous l'avons présenté précédemment, le canal de propagation radioélectrique est caractérisé par l'existence de multi-trajets entre une station fixe et une station mobile. Les conditions de propagations sont variables et dépendent de l'environnement. Les différents obstacles qui constituent le milieu de propagation permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs voies ou chemins avant d'atteindre l'antenne de réception. Suivant le cas, le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur peut exister ou non. Chaque trajet suit alors un chemin différent avant d'atteindre le

récepteur avec un retard, un angle d'arrivée, une amplitude et une phase propre. L'onde reçue par le récepteur est la recombinaison de ces trajets multiples. Les **figures I.11** et **I.12** donnent un exemple de propagation par trajets multiples.

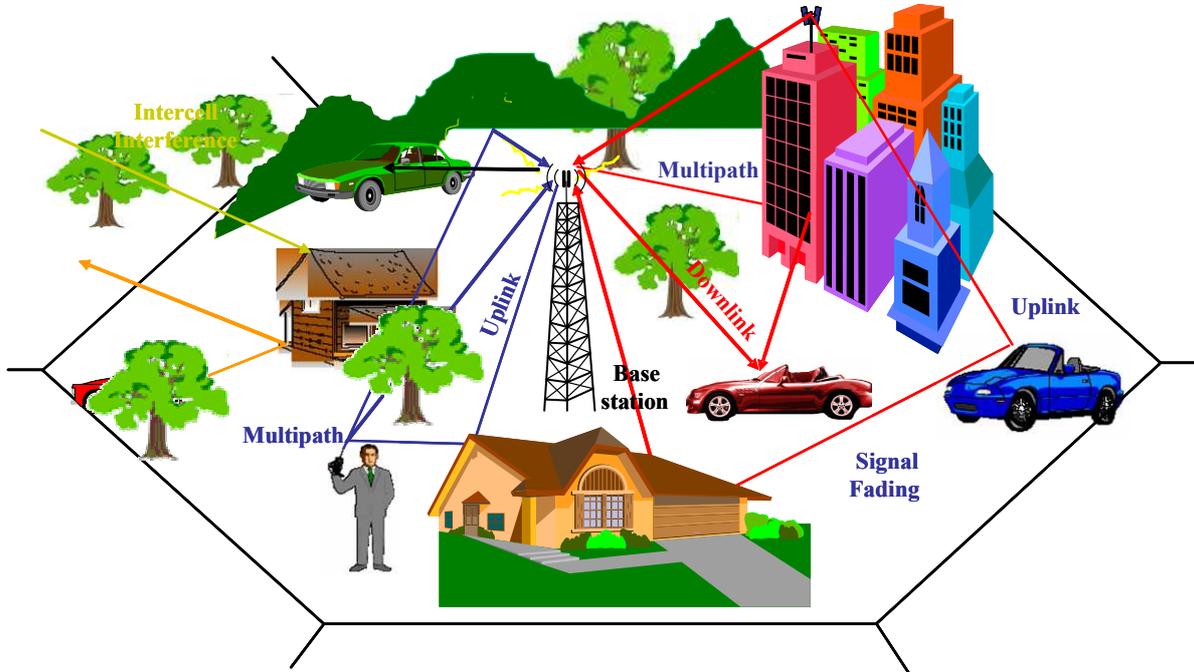


Figure I.12: Exemple de propagation multi-trajets

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante [17]:

- distorsion d'amplitude par l'évanouissement ou le fading de Rayleigh
- distorsion de phase par la dispersion des retards ou des temps de propagation
- décalage en fréquence par effet Doppler.

IV.2.1. Evanouissement ou le fading de Rayleigh

Entre l'émetteur et le récepteur, le signal subit des réflexions et diffraction sur des divers obstacles. L'onde reçue est la superposition des contributions sur la même fréquence des différents trajets, avec des amplitudes, des phases et des retards dépendant du chemin parcouru par les différentes ondes réfléchies. Cette recombinaison peut être constructive ou destructive en fonction de la phase de chaque trajet donnant naissance à des évanouissements (ou fading) régulièrement espacés (voir **figure I.14**).

Le signal reçu est décomposé en deux termes (**figure I.13**):

- La **variation à petite échelle** (fast fading) qui est le résultat des phénomènes de propagation par trajets multiples et la variation dynamique des longueurs électriques des trajets (effet Doppler). On parle alors d'évanouissements rapides.
- La **variation à grande échelle** ou évanouissements lents (slow fading) représente les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un intervalle de temps suffisamment grand. Les évanouissements lents sont dus aux effets de masque (shadowing) traduisant les pertes causées par les obstacles (collines, vallées, forêt, etc) et aux phénomènes de la décroissance naturelle traduisant les pertes en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

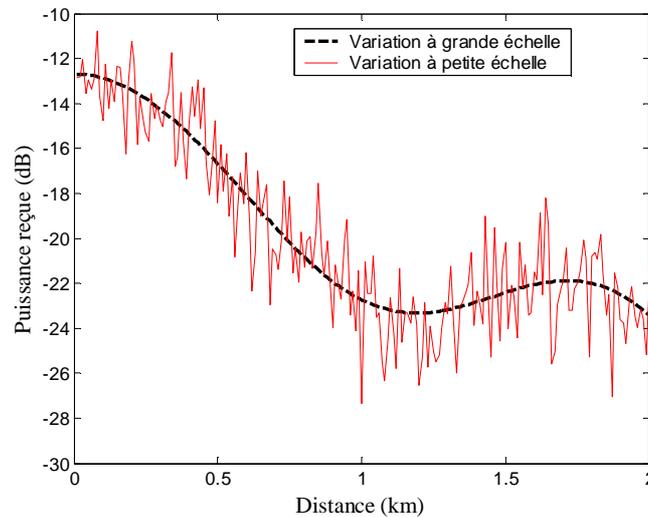


Figure I.13: Variation à petite et à grande échelles de la réponse du canal

IV.2.2. Distorsion de fréquence ou effet Doppler

La **figure I.11** présente un mobile se déplaçant à une vitesse constante dans un environnement multi-trajets avec un trajet direct. La direction de déplacement et la vitesse de l'émetteur par rapport au récepteur entraîne une variation de la fréquence du signal reçu. On parle alors de décalage Doppler (Doppler shift) ou étalement spectral du signal transmis. L'effet Doppler s'applique à une onde transmise ou reçu par un mobile en déplacement. Si v est la vitesse relative du mobile et f la fréquence de la porteuse transmise, l'effet Doppler décale cette fréquence, à la réception d'une quantité :

$$f_{d_n} = f \frac{v}{c} \cos \theta_n \quad (I.8)$$

où f_{d_n} est la fréquence Doppler du n th trajet, c est la vitesse de la lumière et θ_n est l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise.

La fréquence Doppler maximale est donné par : $f_d = f \frac{v}{c}$.

La **figure I.14** présente les évanouissements dans le domaine temporel de l'enveloppe du signal reçu à la fréquence de 3,5 GHz @ $\lambda = 85.7$ mm (superposition de 9 trajets) par un mobile qui se déplace à la vitesse de 70 km/h. La fréquence Doppler maximale est de 227 Hz.

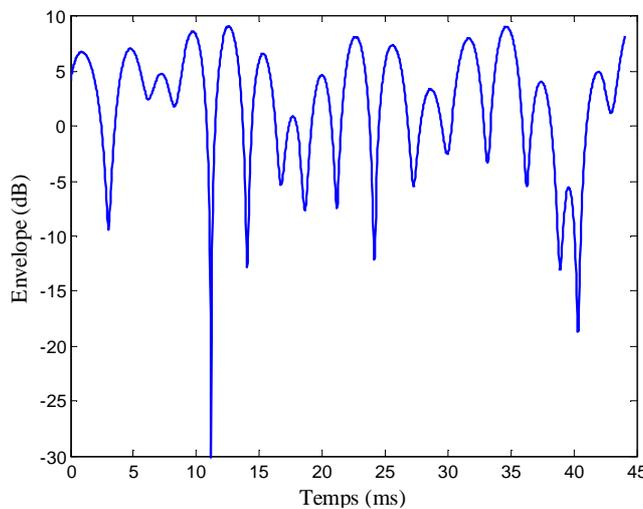


Figure I.14: Enveloppe du signal reçu du type Raleigh avec 9 trajets

L'enveloppe du signal reçu par le mobile varie de 10 dB à -30 dB. L'amplitude du signal présente des évanouissements profonds régulièrement espacés. La profondeur de l'évanouissement dépend de l'addition de plusieurs trajets d'amplitudes différentes. En théorie, pour une fréquence donnée, les nœuds de l'amplitude sont espacés de $\lambda/2$. Ce phénomène est appelé **fading de Rayleigh**. Comme le mobile se déplace à la vitesse de $v = 70$ km/h, l'espacement temporel entre deux évanouissement est donc de l'ordre de $\lambda/2v$

IV.2.3. Dispersion des temps de propagation ou des retards

La distorsion de phase est due à la différence des temps de propagation c'est-à-dire aux retards des différents trajets réfléchis arrivant au niveau de récepteur. Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct.

On appelle bande de cohérence, la bande de fréquence dans laquelle les comportements des signaux radiofréquence sont encore fortement corrélés.

Dans le cas d'une transmission numérique, en réception, le récepteur traite une superposition des symboles retardés par les trajets multiples. Les phénomènes de trajets multiples vont introduire de l'interférence entre symboles (IES) si le temps symbole T_s est petit par rapport à l'étalement des retards.

On dit que le canal est sélectif en fréquence (frequency selective fading) quand la bande cohérente B_C du canal est inférieure à la bande B_S occupé par le signal modulant ($B_C < B_S$). Dans ce cas, il y a distorsion.

Pour une transmission d'un signal numérique sans distorsion dont la bande passante est B_S et la fréquence Doppler f_d , il faudra assurer l'inégalité suivante :

$$f_d < B_S < B_C \quad (\text{I.9})$$

Nous avons vu que le canal de transmission peut être fluctuant. Les multi-trajets peuvent être gênants s'ils amènent de la distorsion inter-symbole. Dans certains cas, les trajets multiple présentent un avantage. Comme dans le cas d'une liaison de type NLOS où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe, la diffraction et la diffusion prédominent et permet ainsi aux ondes de contourner les obstacles et donc d'assurer la continuité de la liaison radio.

Nous venons de voir que lorsqu'une onde électromagnétique se propage entre l'émetteur et le récepteur, elle est soumise aux phénomènes d'évanouissements (multi-trajets, atténuation, etc.) dûs au canal de propagation. Le signal reçu est la résultante d'un grand nombre de contributions s'étant propagées par des chemins différents. Il en découle donc des dégradations dont les effets varient rapidement et qui viennent se superposer aux pertes classiques de propagation [16].

L'atténuation ou les pertes moyennes de puissance dans l'espace s'accroît avec la distance émetteur-récepteur suivant une loi empirique en $1/d^\alpha$, avec $2 \leq \alpha \leq 6$ où α est une variable dépendante de l'environnement. $\alpha = 2$ en espace libre et entre 2,7 et 3,5 dans un environnement urbain [16].

Les techniques requises pour combattre ces phénomènes sont l'utilisation des technologies d'antennes intelligentes [21]. Ces techniques consistent à combiner de manière dynamique les différents signaux issus d'un réseau d'antenne en fonction des conditions de propagation [22], afin d'améliorer la portée et la couverture, tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux.

V. SYSTEMES D'ANTENNES INTELLIGENTES

Les systèmes de communications sans-fil traditionnels, sont couramment équipés avec des antennes classiques : soit omnidirectionnelles, soit tri-sectorisées. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par ces antennes est déterminée de telle sorte que la couverture soit optimale.

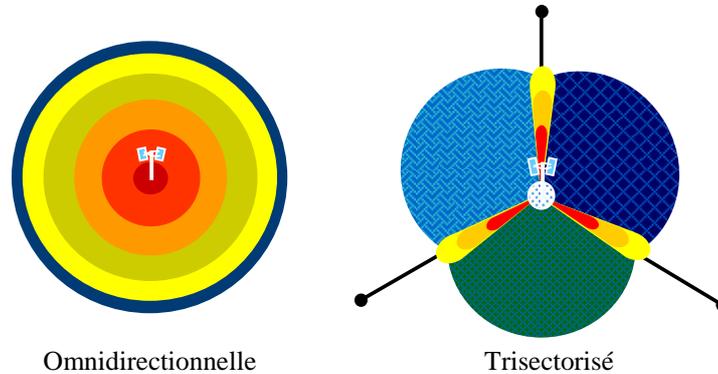


Figure I.15: Antennes classiques à faisceaux omnidirectionnel et sectoriel

Cependant, ces diagrammes sont configurés à la fabrication et ne peuvent pas s'adapter aux conditions de propagation, donc la puissance est dissipée dans toutes les directions. Mais comme les utilisateurs ne reçoivent des signaux qu'en provenance de certaines directions, on a donc une perte d'énergie, une pollution de l'environnement électromagnétique. Par conséquent, on a les interférences entre systèmes qui deviennent problématiques : limitation du nombre d'utilisateurs, dégradation de la qualité des communications et restriction de la portée de la station de base.

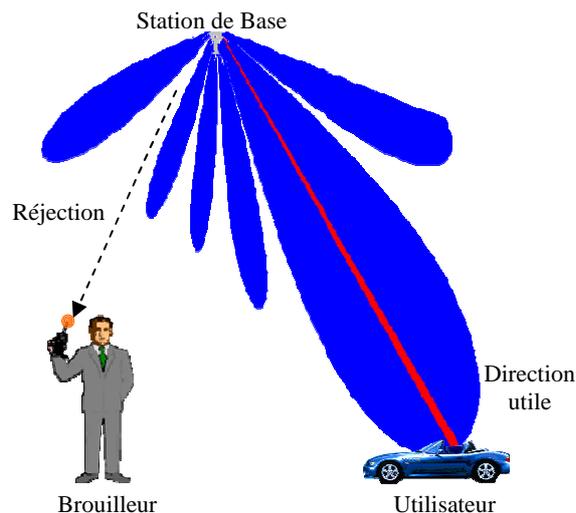


Figure I.16: Diagramme de rayonnement d'un système adaptatif

Pour surmonter ces problèmes, pourquoi ne pourrait-on pas imaginer un système qui a un diagramme de rayonnement avec des « trous » et des directions d'écoute privilégiées ? C'est ce que

font exactement les systèmes d'antennes adaptatives ou intelligentes (Smart Antennas Systems en anglais) : émettre et recevoir dans certaines directions et rester "sourds" dans d'autres (**figure I.17**).

Contrairement aux systèmes traditionnels qui utilisent les diagrammes de rayonnement pré-établis, les systèmes d'antennes intelligentes adaptent automatiquement le rayonnement de l'antenne en fonction de la position de l'utilisateur et des signaux parasites [23-24] (**figure I.17**), c'est-à-dire en fonction des conditions d'utilisation [25]. Avec ces systèmes, il est possible de balayer une zone ou d'émettre vers différentes directions. Deux catégories de systèmes d'antennes intelligentes existent : le système à commutation de faisceaux (ou Switching Beams antenna) et le système adaptatif [16] [25].

Les Systèmes d'Antennes Intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes promettent des gains de capacité très importants [25-27]. « Smart antennas are the last frontier » affirme un expert américain en télécommunication mobiles, persuadé que les systèmes d'antennes intelligentes constituent l'ultime solution qui permettra d'augmenter significativement les débits. A ce jour, la technologie des antennes intelligentes est un gisement de performances encore largement inexploité ou mal exploité [28].

V.1. Les réseaux d'antennes

V.1.1. Généralités

Pour que le diagramme de rayonnement d'une antenne puisse être contrôlable, celle-ci doit être nécessairement équipée de plusieurs sources élémentaires, dont les sorties sont pondérées en **amplitude** et/ou en **phase** avant d'être sommées entre elles. Ces pondérations sont déterminées par un outil numérique de synthèse de réseaux. Selon l'application visée, les pondérations peuvent être figées ou remises à jour continuellement ou périodiquement. Un dispositif d'alimentation (répartiteur de faisceaux) permet la répartition de l'énergie vers les différentes sources en agissant sur leur amplitude et leur phase relative.

Le diagramme de rayonnement du réseau dépend de l'amplitude et de la phase des signaux émis sur chaque source. Grâce à cette commande des sources en amplitude et/ou phase, les réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées, par exemple par la création d'un lobe dans la direction du signal utile et un zéro dans la direction du signal interférent ou création de plusieurs lobes simultanément en direction de plusieurs utilisateurs. Une antenne adaptative peut donc être définie comme étant un réseau capable de modifier en temps réel, son diagramme de rayonnement grâce à un outil numérique de synthèse.

Les réseaux d'antennes peuvent avoir différentes géométries [29]: réseaux linéaires, réseaux planaires, réseaux circulaires et réseaux conformés. Dans cette thèse, notre étude se limitera aux réseaux d'antennes linéaire où les sources sont alignées sur une ligne et espacés d'une distance d .

V.1.2. Antenne à balayage électronique ou à balayage de faisceaux

Soit un réseau linéaire uniforme de M sources espacées d'une distance d . Ces sources sont alimentées avec la même amplitude $a_m = a$ et avec un gradient de phase φ . Pour un point P situé dans la zone de rayonnement lointain, le champ total est la sommation de champ rayonné par chacune des sources :

$$E(P) = E(\theta) \cdot \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd \sin \theta + \varphi)} \quad (\text{I.10})$$

où $E(\theta)$ est le rayonnement d'un élément, $AF(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd \sin \theta + \varphi)}$ est le facteur de réseau qui dépend uniquement de la loi d'excitation des éléments et de leurs dispositions et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

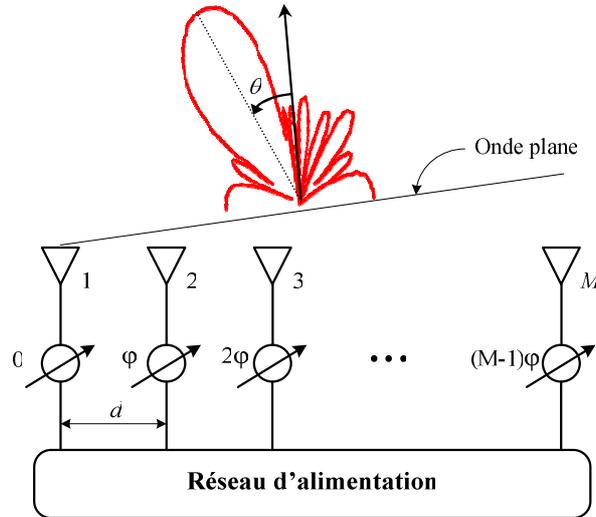


Figure I.17: Réseau linéaire à balayage de faisceaux.

Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau s'écrit donc [30]:

$$AF(\theta) = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(M \frac{kd \sin \theta + \varphi}{2}\right)}{\frac{kd \sin \theta + \varphi}{2}} \quad (\text{I.11})$$

Pour obtenir un maximum de rayonnement dans la direction du signal utile θ_0 ou pour effectuer un balayage de faisceaux, il est nécessaire que l'angle de pointage θ_0 vérifie la relation suivante :

$$kd \sin \theta_0 + \varphi = 0 \quad (\text{I.12})$$

La source à l'origine étant prise comme référence et si on désigne par φ le gradient de phase entre deux sources successives, la direction de pointage θ_0 du réseau sera donnée par la relation :

$$\sin \theta_0 = -\frac{\varphi}{kd} \quad (\text{I.13})$$

Le facteur de réseau devient :

$$AF(\theta) = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{Mkd}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right)}{\frac{kd}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad (\text{I.14})$$

Nous avons vu que l'orientation du faisceau principal du réseau d'antenne dans une direction donnée pouvait être ajustée en appliquant un gradient de phase entre les antennes. Le balayage de faisceaux est obtenu en faisant varier θ_0 sur la plage d'analyse : C'est le principe des antennes à balayage électronique ou à balayage de faisceaux (ou Phased Array Antenna).

Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne est caractérisé par :

✱ **L'ouverture à mis puissance θ_{3dB} du lobe** qui dépend de la direction de pointage :

$$\theta_{3dB} \cong \frac{0,8858\lambda}{Md \cos \theta_0} \quad (\text{I.15})$$

✱ **Le niveau relatif du premier lobe secondaire** qui est de -13,5 dB quelque soit la direction de pointage.

✱ **Les lobes du réseau ou lobes d'ambiguïtés**, du fait de la symétrie axial du réseau, il est important qu'il n'y ait pas de lobes du réseau dans la zone balayée par l'antenne. Pour cela, la distance entre les éléments du réseau doit vérifier la relation suivante :

$$d \leq \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_0} \quad (\text{I.16})$$

V.2. Définition et principe du Système d'Antenne Intelligente

Initialement développées pour des applications en radar et sonar, les systèmes d'antennes adaptatives, ont fait leur apparition dans le domaine des radiocommunications grand public grâce à l'évolution du marché, au développement des radiocommunications et aux avancées technologiques dans les domaines des hyperfréquences et de la microélectronique.

En général, une antenne intelligente est constituée d'un réseau de M antennes élémentaire (linéaires, circulaires, etc.) dont les signaux reçus sont pondérés et combinés en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et d'améliorer la réception et/ou la transmission [31-32]. Le domaine d'antennes intelligentes est interdisciplinaire, incluant les outils électromagnétiques, les microondes, la conception d'antennes et le traitement de signal. Autrement dit, l'électromagnétisme est primordial pour développer les communications sans fil et le traitement numérique de signal est primordial pour les rendre intelligentes. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des variations du canal de propagation. Ces systèmes permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction du signal utile [23].

Deux catégories d'antennes intelligentes existent [16] [25]: **les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux** (Switched Beam Antenna ou SBA) basés sur les techniques fixes de formation de faisceaux et **les systèmes d'antennes adaptatives** basés sur la formation de voies.

V.2.1. Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux

Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelles. Ces systèmes divisent l'espace angulaire en micro secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant. L'utilisation des systèmes SBA permet une amélioration des performances du système en termes de réduction d'interférence [33], d'augmentation de la portée et du rapport porteuse sur interférent (C/I), dont il en découle une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs. Un faisceau étroit est moins sensible aux interférences et offre une meilleure directivité, c'est-à-dire une meilleure gestion des puissances qu'un faisceau sectorisé. Comparés à des systèmes sectorisés traditionnels, les systèmes à commutation permettent d'augmenter la portée d'une station de base de 20 à 200% [34]. Les systèmes à commutation sont relativement simples à mettre en application, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (Network Beamforming), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

La limitation principale de ces systèmes vient du fait qu'ils utilisent des faisceaux prédéterminés car ils ne permettent pas de minimiser l'influence du signal interférent qui pourrait se trouver autour du centre du faisceau principal, on aura donc une dégradation des performances du système.

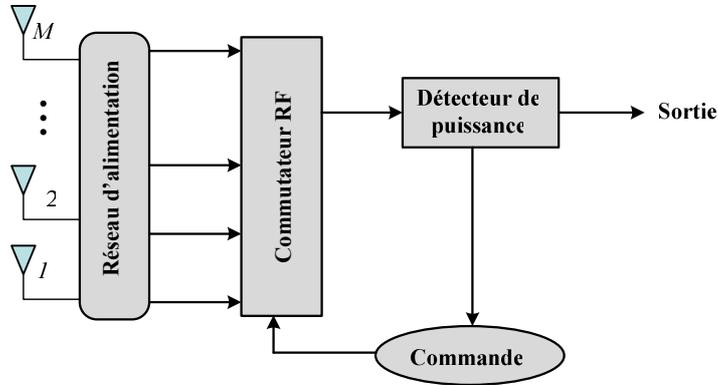


Figure I.18: Systèmes d'antennes à commutation de faisceaux

V.2.2. Les systèmes d'antennes adaptatives

Les systèmes d'antennes adaptatives représentent le système le plus avancé des systèmes antennes intelligentes. L'antenne adaptative adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites ou des signaux brouilleurs afin d'optimiser la liaison. Grâce à la capacité de poursuite précise et le rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal fréquentiel à l'intérieur de la même cellule [35].

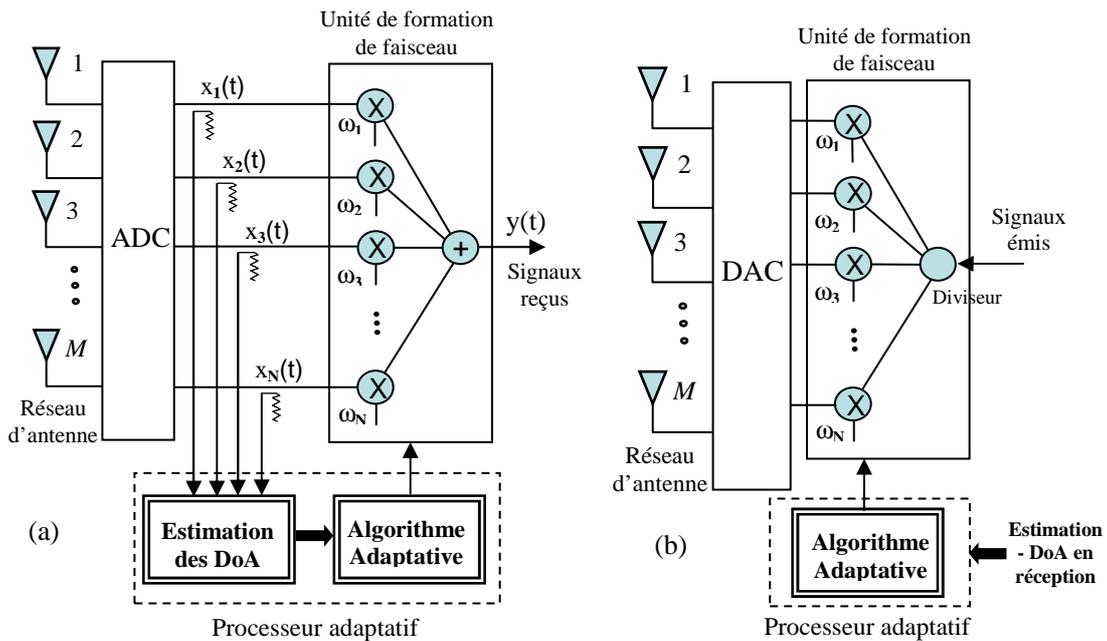


Figure I.19: Structure et principe du système adaptatif en (a) Réception et en (b) Emission

La structure d'une antenne adaptative basée sur la détection des directions d'arrivée des sources est illustrée sur la **figure I.19**. C'est ce type de structure qui sera développé dans ce travail pour la réalisation du démonstrateur. Son principe peut se résumer de la façon suivante : tout d'abord, la station de base intelligente capte et détermine les directions d'arrivées (DoA) des sources émises dans son environnement électromagnétique en utilisant les algorithmes de détection de DoA. Ensuite, le système identifie et sépare le signal utile provenant de l'utilisateur des autres signaux parasites. Enfin, il calcule les pondérations et forme le faisceau d'énergie orienté vers le signal utile pour suivre un mobile tout au long de la communication et crée des zéros dans les directions interférentes pour limiter l'interférence créé par les autres signaux émis et pour réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles.

La sortie du système en reception s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t) \cdot x(t) \quad (\text{I.17})$$

où w^H est le conjugué de la transposée complexe du vecteur de pondération et $x_i(t)$ ($i = 1, \dots, N$) désigne le signal reçu par la $i^{\text{ème}}$ antenne.

La structure du processeur adaptatif dépend de l'information que l'on connaît à priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

En comparant une antenne adaptative à celui d'un système à commutation de faisceau, il convient de noter que la complexité des algorithmes et du matériel nécessaire est beaucoup plus grande pour les systèmes adaptatifs. De plus, ils nécessitent non seulement des algorithmes complexes, mais également efficaces [16]. Les systèmes d'antennes adaptatives permettent d'obtenir de plus grandes performances en termes de SINR (rapport signal à interférent plus bruit) que les systèmes à commutation de faisceaux. Ils permettent également de suivre continuellement l'utilisateur tout au long de sa communication en adaptant le diagramme de l'antenne avec un maximum de puissance dans la direction utile tout en modulant l'intensité de la puissance en direction de l'interférent.

Le terme d'**antenne intelligente** ou **smart antenna** ne concerne plus seulement les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives, cette définition s'est généralisée et englobe les techniques multi-antennes appelées aussi diversité d'antenne [28].

VI. LES SYSTEMES DE FORMATION DE FAISCEAU

Nous avons vu que l'association de plusieurs éléments rayonnants en réseau permet de combiner leur capacité de rayonnement pour augmenter le gain dans une direction particulière et que la direction du faisceau principal pouvait être ajustée par un gradient de phase judicieusement appliqué sur le réseau d'antennes. Le principe de la formation de faisceau est la sélection de sources à partir d'une antenne réseau par une méthode de filtrage spatial, c'est-à-dire, la création d'un diagramme de rayonnement par combinaison des signaux reçus sur les différents éléments du réseau. L'intérêt de ces méthodes est de sélectionner les sources utiles et de rejeter celles qui ne nous intéressent pas. A partir d'un réseau donné, on peut donc faire varier, dynamiquement ou non, l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments.

De nombreuses architectures de systèmes de formation de faisceau ont été développées dans la littérature et sont classées généralement en deux catégories : les techniques fixes de formation de faisceaux et les techniques de formation de voies pilotées par un ordinateur numérique ou par des algorithmes de formation de voies.

VI.1. Techniques fixes de formation de faisceaux

Dans les techniques fixes de formation de faisceau, les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux pour contrôler le changement de phase des lignes de transmission alimentant le réseau [36]. Le but est alors de pouvoir couvrir un angle donné par le balayage d'un faisceau de gain élevé (au lieu d'un large faisceau faible gain). Pour obtenir une couverture optimale, il faut alors que les faisceaux se recoupent au plus à -3 dB. Si on veut commuter entre divers pointages de faisceaux, on peut utiliser des systèmes d'alimentations actifs (amplis variables pour les amplitudes et déphaseurs) ou des circuits passifs. Dans ce dernier cas, pour chaque direction de lobe désirée, il faudrait en théorie un circuit de distribution différent. En réalité, on utilise des circuits permettant, suivant l'entrée choisie, d'appliquer les phases voulues aux antennes. C'est ce que l'on appelle les répartiteurs de faisceaux passifs. Deux types de répartiteurs de faisceaux fixes existent : les **types circuits** ou **matrices** (matrice de Butler, matrice de Blass, matrice de Nolen, ...) et les **types lentilles quasi-optiques** (lentille de Rotman, lentille de Bootlace, ...). Nous allons limiter notre présentation aux systèmes les plus connus : la matrice de Butler et la lentille de Rotman. Pour de plus amples informations sur les répartiteurs de faisceau, il faut se référer à [34, 37, 38].

VI.1.1. Lentille de Rotman

La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence.

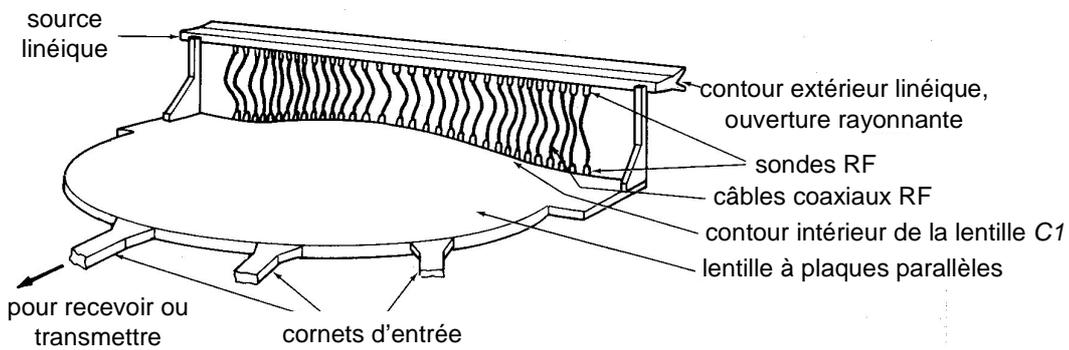


Figure I.20: Première lentille de Rotman.

La première lentille de Rotman (figure I.20) est apparue au début des années soixante et sa géométrie est basée sur les équations générales de Gent [35] pour la génération du contour intérieur C_1 .

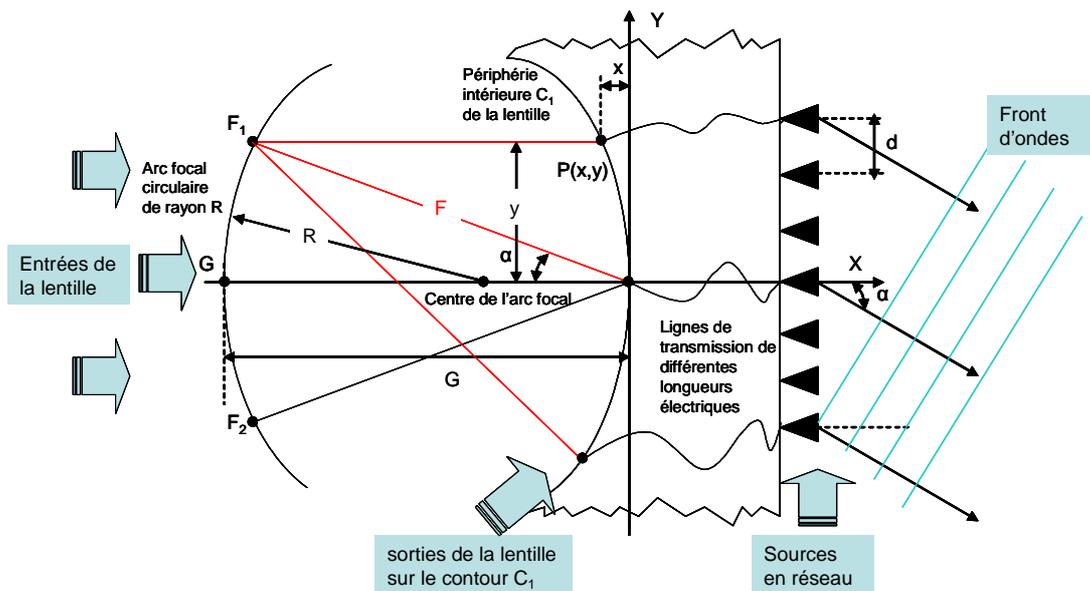


Figure I.21: Paramètres de la lentille micro-onde.

Ainsi, chaque cornet d'entrée propage des ondes micro-ondes suivant le mode TEM entre les plaques et illuminent les sondes placées sur le contour intérieur de la lentille qui transfèrent l'énergie aux câbles coaxiaux jusqu'à un second jeu de sondes agissant comme un réseau d'antennes linéaire de monopoles.

VI.1.2. Matrice de Butler

La matrice de Butler [39, 40] est sûrement un des répartiteurs de faisceaux les plus utilisés. C'est un circuit réciproque passif symétrique à M ports d'entrées et M ports de sorties qui pilote M éléments rayonnants produisant M faisceaux orthogonaux différents (figure I.22). C'est un système parallèle composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'aux ports de sortie ; le schéma d'une matrice de Butler est identique avec celui d'une FFT (Fast Fourier Transform). Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\{[n-(M+1)/2][m-(M+1)/2]2\pi/M\}}}{\sqrt{M}} \quad (\text{I.18})$$

où B_{nm} représente l'amplitude du champ du $n^{\text{ième}}$ élément rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle et où M est le nombre d'éléments rayonnants.

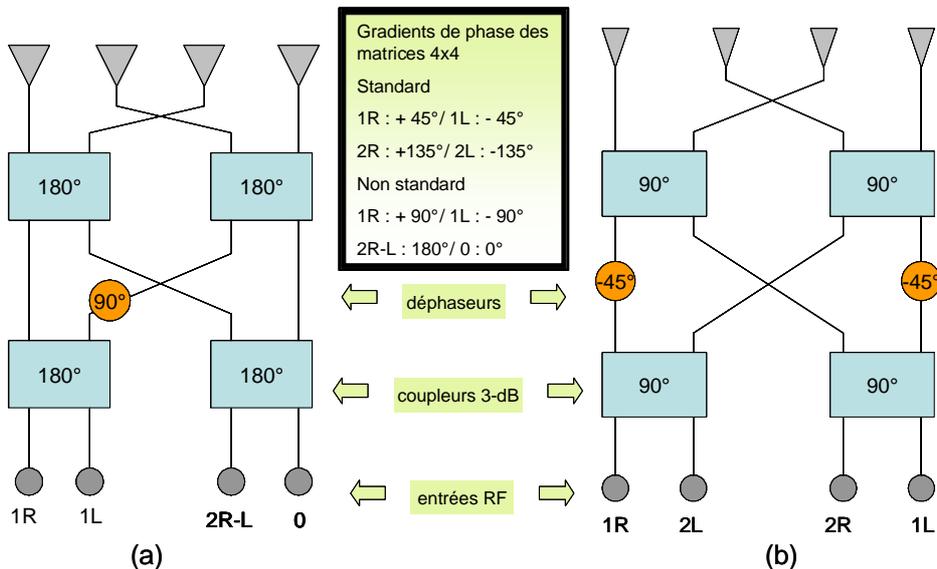


Figure I.22: Matrices de Butler 4x4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard.

Les signaux divisés ne se recombinaient jamais dans une matrice binaire. La forme binaire de la matrice est la matrice standard où le nombre de ports d'entrée/sortie est une puissance entière de 2. On distingue deux types de matrices de Butler binaires :

- ☞ les matrices standards, employant des hybrides 90° , dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants,
- ☞ les matrices non standards, employant des hybrides 180° , dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants, mais possédant un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes.

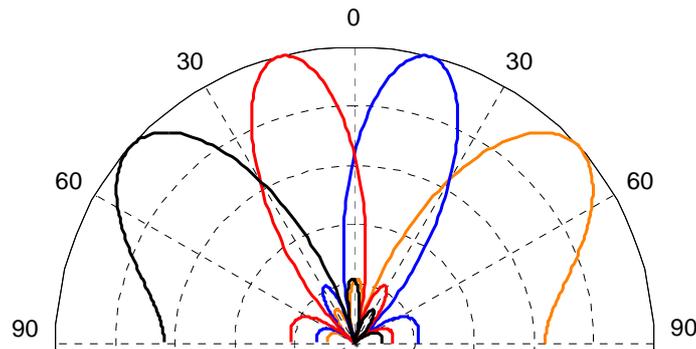


Figure I.23: 4 faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 4x4

VI.2. Balayage de faisceau par commande optique

Une autre technique de formation de faisceau analogique piloté par commande optique est présentée dans [41]. Tout le système de distribution est réalisé par des fibres optiques réalisant les retards, reliés à des photodiodes fournissant la puissance voulue. En effet, à l'aide de la dispersion chromatique, il est possible de générer des retards différentiels en transmettant le signal microonde avec diverses porteuses optiques. Le réseau d'antenne est donc alimenté par des synthèses de retards à la place des synthèses de phase.

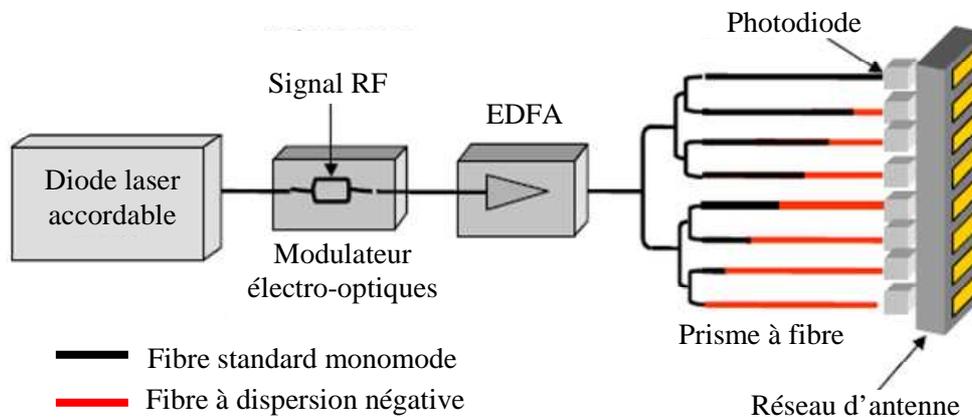


Figure I.24: Système optique d'alimentation

Dans ce cas, les déphasages appliqués aux éléments du réseau sont proportionnels à la fréquence d'émission. L'intérêt de ce système est d'obtenir un contrôle de la direction de pointage large bande et de simplifier le circuit d'alimentation des éléments rayonnants. Le principe du système optique d'alimentation est illustré par la **figure I.24**.

VI.3. Techniques de formation de voies

La formation de voies peut être réalisée en employant un réseau d'antenne piloté par des algorithmes de formation de voies.

VI.3.1. Formation de voies et annulation d'interférents

La technique de formation de voies et annulation d'interférents est basée sur la connaissance des directions d'arrivées des différentes sources [42]. Les techniques basées sur les directions d'arrivée des sources nécessitent de connaître à priori l'angle d'incidence des différentes sources qui composent le scénario de propagation. Elles supposent que l'étalement angulaire de chacune d'entre elles est nul (cas d'un trajet) ou faible (cas d'un macrotrajet) par rapport à la résolution angulaire de l'antenne. Ainsi, les différents trajets non séparables qui contribuent au signal reçu vont être vus par la station de base sous le même angle d'incidence.

De nombreuses techniques d'estimation des directions d'arrivée des signaux existent et sont classées selon la technique utilisée, selon l'information qu'elles nécessitent (externe ou non) et enfin, selon le critère mis en œuvre (méthodes conventionnelle, projection sur le sous-espace bruit ou sous-espace source, maximum de vraisemblance,...) [16]. La détection des directions d'arrivée des sources fera l'objet du **chapitre III** et les méthodes considérées ici sont celles dites à haute résolution telles que **MUSIC**, **Root-MUSIC**, et **ESPRIT**.

La technique de formation de voies et annulation d'interférents permet d'améliorer la qualité d'une liaison et de réduire les niveaux des signaux interférents en maximisant le rapport signal à interférent (SIR) autrement dit, en maximisant l'énergie rayonnée par le réseau d'antenne en direction des signaux utiles tout en minimisant le rayonnement en direction des signaux interférents ou brouilleurs [43]. A part l'estimation des angles d'arrivée de la source utile et des interférents, cette technique de calcul des pondérations est indépendante des données en entrée du réseau (data independent beamforming).

Un réseau constitué de M antennes possède $M - 1$ degrés de liberté [21]. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans $M - N - 1$ directions différentes.

Le vecteur de réseau est donné par pondération et doit donc satisfaire le système d'équations suivant:

$$w^H a(\theta_i) = 1 \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (N \text{ lobes}) \quad (\text{I.19})$$

$$w^H a(\theta_i) = 0 \quad i = N, \dots, K+N-1 \quad (K-1 \text{ zéros}) \quad (\text{I.20})$$

Sous forme matricielle les équations (I.19) et (I.20) devient :

$$w^H \cdot A = u_1^T \quad (\text{I.21})$$

où $A = [a(\theta_0) \ a(\theta_1) \ \dots \ a(\theta_{K+N-1})]$ est la matrice des vecteurs directeurs des différentes sources et $u_1 = [1 \ 1 \ \dots \ 0]^T$ est le vecteur cartésien dont seul les N premiers éléments sont non nul et égaux à 1.

Pour résoudre l'équation (I.21) il est nécessaire d'utiliser des techniques appropriées qui permettent de calculer les pondérations pour chaque configuration des lobes désirés. Ce sera l'objectif du **chapitre IV**, de développer d'une technique de synthèse permettant d'obtenir les pondérations optimales afin de créer un diagramme de rayonnement adaptatif pour les systèmes d'antennes intelligentes. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle.

Cette technique de formation de voies est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile, elle est indépendante des informations portées par le signal donc indépendant du type d'application. La configuration de l'antenne pour ce type de traitement est semblable à celle représentée sur la **figure I.19**. Cette technique est applicable aux systèmes de formation analogique et numérique de faisceaux. Les méthodes que nous allons décrire à présent optimisent le rapport signal à bruit à partir des statistiques des signaux reçus sur le réseau.

VI.3.2. Formation de voies optimale

Contrairement aux techniques de formation de voie et annulation d'interférents, les techniques de formation de voies optimale ne sont applicables qu'aux systèmes de formation numérique de faisceaux (les pondérations sont appliquées aux signaux en bande de base). Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la ou (des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies et annulation d'interférents, les DoAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal

peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA. Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclostationnarité ...).

VI.3.2.1. Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur interférent plus bruit (RSIB), le critère du maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV pour Linearly Constrain Minimum Variance). Ces trois critères conduisant à un même RSIB (*ANNEXE I*).

VI.3.2.2. Technique basée sur un signal de référence

Si le signal utile $s_0(t)$ est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne $y(t) = w^H(t) \cdot x(t)$ et $s_0(t)$. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Le système WiMax, utilise par exemple une séquence appelée préambule afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur. Ce préambule peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes (*ANNEXE I*).

VI.3.2.3. Les algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [16, 43]. Nous introduirons ici les méthodes de formation adaptatives de faisceau. La désignation "adaptative" illustre le fait que ces formateurs contrairement à la formation de voies et annulation d'interférents dépendent du signal reçu, et s'adapte à celui-ci. Il s'agit alors de tirer parti de la matrice de covariance du signal reçu (signal et bruit additif) afin de déterminer un filtrage spatial supprimant efficacement les sources non pointées, et ce même si leur puissance est beaucoup plus importante que la source principale pointée.

Les algorithmes d'adaptations utilisés dans le cas du critère EQM (Erreur Quadratique Moyenne) sont (*ANNEXE I*): algorithme du gradient stochastique (LMS), Inversion directe de la matrice de convergence (DMI), algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm), algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)

VI.4. Avantages de la technologie d'Antenne Adaptative

VI.4.1. Augmentation de la portée et amélioration de la couverture

Le gain d'un système d'antenne adaptatif est M fois (M est le nombre d'éléments rayonnants) plus grand que celui d'une antenne omnidirectionnelle classique en termes de rapport signal à bruit (SNR) [16]¹. Cela nous permet d'avoir une meilleure couverture, une diminution des frais d'infrastructures et une économie d'argent surtout en milieu rural.

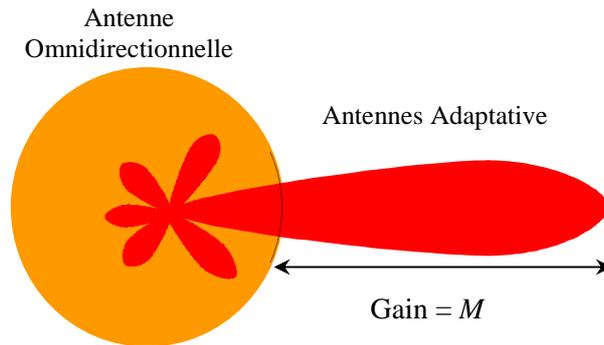
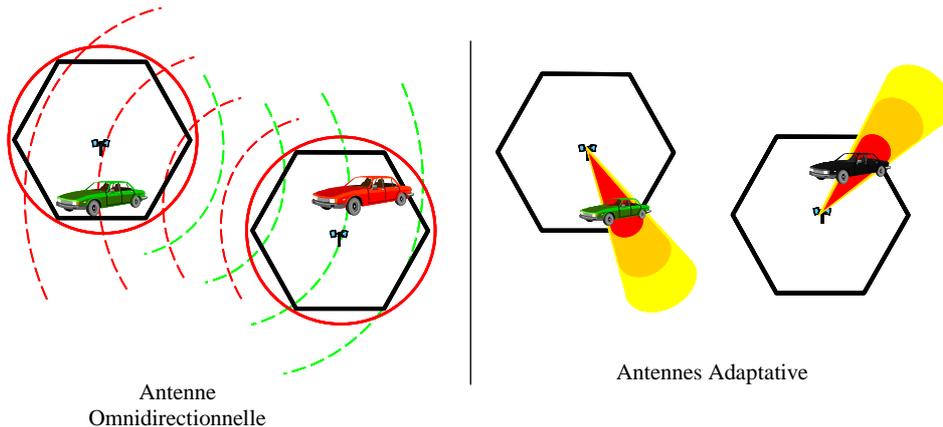


Figure I.25: Gain en SNR des systèmes adaptatifs par rapport à l'antenne omnidirectionnelle

Si le nombre d'utilisateurs dans une cellule est grand, le gain en capacité système c'est-à-dire en nombres d'utilisateurs simultanés est égale au nombre d'éléments rayonnants M .

VI.4.2. Réduction et réjection d'interférences



En faisant circuler l'énergie directement entre la station de base et l'utilisateur, on produit une réduction des bruits ambiants, une diminution de la pollution de l'environnement

¹ Marc Goldberg, "Adaptive Antenna Tutorial: Spectral Efficiency and Spatial Processing"
http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Public_Notices/2001/d012072a.pdf

électromagnétique, une élimination des interférences provenant d'autres usagers et obstacles. On obtient ainsi, une amélioration du rapport signal à interférent dont il en découle une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateur.

VI.4.3. Augmentation de la capacité et de l'efficacité spectrale

La capacité est liée à l'efficacité spectrale d'un système, comme étant la quantité du trafic offerte pour chaque utilisateur. L'efficacité Spectrale est mesurée en canal/km²/MHz. L'augmentation de l'efficacité permettra à d'avantage d'utilisateurs dans une même cellule d'utiliser des services, sans dégradation de leur qualité.

Plusieurs approches sont possibles pour augmenter la capacité des systèmes :

VI.4.3.1. Réduction de la Taille du Motif (RTM)

La RTM consiste à diminuer le nombre de cellules par motifs. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal [44].

VI.4.3.2. Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA

Le SDMA (Spatial Division Multiple Access) ou RFMC (Réutilisation des Fréquences dans la Même Cellule) est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Ainsi, en plus de la séparation usuelle des utilisateurs par la technique d'accès multiple, une séparation spatiale des utilisateurs est alors obtenue. Elle permet à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal (bande de fréquences) temps, fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule [35]. Le SDMA peut être appliquée indépendamment de la technique d'accès multiple utilisée.

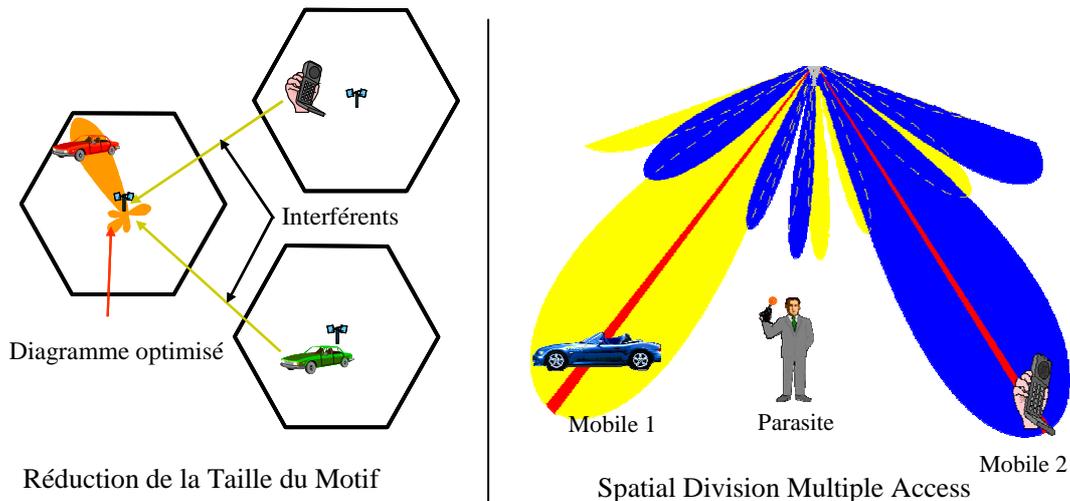


Figure I.26: RTM et SDMA

VI.5. Présentation de l'étude

Nous avons vu que le développement des réseaux de communications sans fil était motivé par le besoin de fournir de nouveaux services multimédia haut débit (téléphonie, visioconférence, internet, fax, vidéo à la demande, ...) aux utilisateurs de plus en plus exigeants en termes de débits et de capacité. La technologie des antennes adaptatives est l'un des enjeux capitaux des futurs systèmes de communication sans-fil. Une vue d'ensemble des technologies d'antennes intelligentes pour les systèmes de communication est présenté dans [25, 28]. Il a été montré que la technologie d'antenne adaptative apporte des améliorations telles que la portée des systèmes, l'amélioration de la liaison, la réduction de puissance d'émission et donc l'augmentation de l'autonomie [26, 31-33, 44-46]. L'objectif principal des systèmes d'antennes adaptatives est donc l'amélioration de la capacité des systèmes de communications.

Dans la conception des systèmes d'antenne adaptative deux catégories de structures matérielles se distinguent selon la nature des transpositions en fréquence (up et down converters). La transposition peut s'effectuer en utilisant plusieurs fréquences intermédiaires, elle est alors appelée structure superhétérodyne, ou bien sans passage par fréquence intermédiaire, dans ce cas elle est dénommée structure homodyne ou à conversion directe. La structure homodyne est la structure qui nous intéresse. Dans cette structure, la fréquence du signal RF transmis (reçu) est égale à la fréquence de l'oscillateur local du modulateur (démodulateur) selon que l'on est en émission ou en réception, d'où le nom d'émetteur ou récepteur direct.

Toutes les techniques basées sur la détermination des directions d'arrivée (DoA) nécessitent la détection des phases des signaux reçus. Dans [47] les auteurs utilisent une technique de séparation des composantes IQ basé sur le principe de sous-échantillonnage pour réaliser une translation vers les fréquences basses. Un échantillonneur/bloqueur réalise la conversion RF/IF, un CAN numérise le signal IF, puis ils utilisent l'algorithme MUSIC pour déterminer la DoA. L'avantage de cette technique est sa simplicité analogique et sa large bande ($> 10\text{GHz}$). Les inconvénients de ce système sont: le facteur de bruit est important (le processus de sous-échantillonnage replie tout le bruit dans la bande IF), le jitter de phase sur le signal d'échantillonnage dégrade le rapport signal sur bruit et enfin son coût élevé.

Dans ces travaux, nous utilisons un récepteur homodyne plus précisément le démodulateur cinq ports comme système de détection des DoAs et de formation numérique de faisceaux en réception. Quant au système de formation de faisceaux adaptative en émission il sera basé sur les modulateurs vectoriels. Ces structures ont été choisies à cause de leurs faible coût, leur facilité de mise en œuvre et la possibilité de calibrer toute la chaîne de réception.

Nous présentons ici une démarche de conception et de réalisation d'un système de transmission utilisant les antennes adaptative au niveau de la station de base sur des liaisons de type uplink et downlink dans la perspective d'une intégration dans la norme IEEE 802.16 (WiMax) afin d'augmenter les débits et d'obtenir une meilleure pénétration outdoor/indoor. Le schéma synthétique du système est représenté sur les figures I.27 et I.28.

Les divers aspects de la réalisation matérielle et algorithmique sont présentés tout en abordant les notions de direction d'arrivée et de formation de faisceaux adaptative, et plus particulièrement la modélisation et conception des éléments composant le démonstrateur (éléments rayonnants, diviseur de puissance, circuits cinq-ports, carte d'échantillonnage, modulateur vectoriel, ...) jusqu'à leurs implémentations.

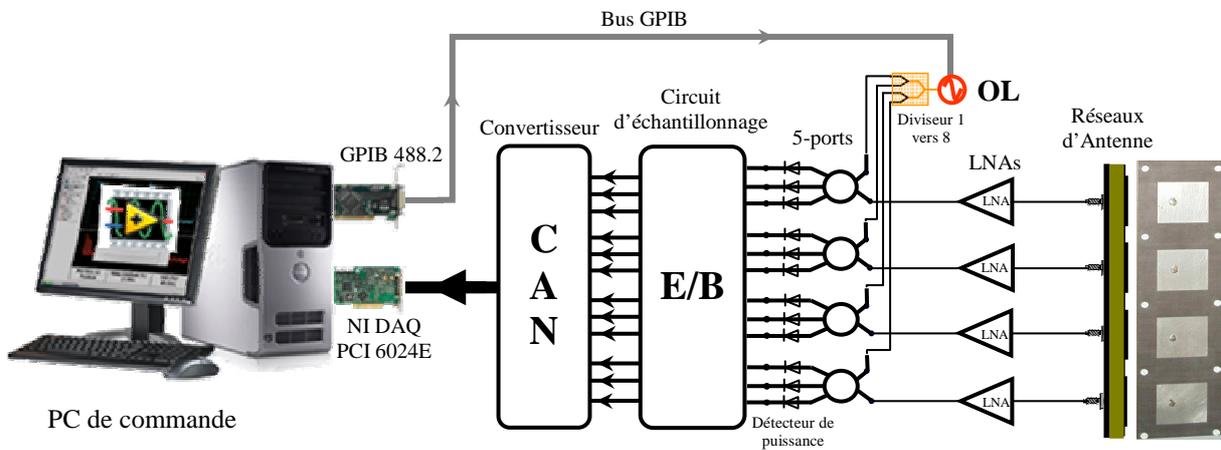


Figure I.27: Système de réception utilisant le démodulateur cinq-ports pour la détection des DoA signaux RF et formation numérique de faisceaux

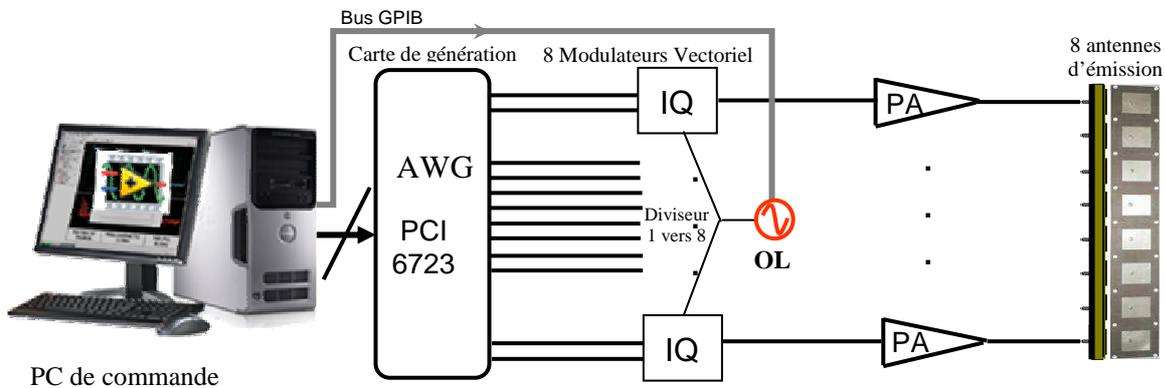


Figure I.28: Système de formation faisceaux adaptative en émission

VII. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte de l'étude et montrer que l'emploi des systèmes d'antennes adaptative constitue une approche prometteuse pour améliorer la qualité et la capacité des réseaux de communication sans fil. Dans un premier temps, un état de l'art des réseaux sans fil a été fait dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux systèmes de transmissions et au principe de modulations numériques. Dans un second temps, les phénomènes de propagation responsable de dégradation des ondes émises sont introduits. Enfin, nous avons décrit brièvement les principaux concepts liés aux systèmes d'antennes intelligentes. La technologie des antennes adaptatives a suscité beaucoup d'intérêt dans le monde entier ces dernières années. L'intérêt d'introduire les antennes adaptatives dans un réseau radio-mobile réside dans la possibilité de réduire les interférences et par conséquent d'augmenter la capacité de ce réseau.

Ericsson a développé une station de base GSM basée sur la technologie des antennes adaptatives à commutation de faisceaux (switching beam antennas). Après avoir testé une première version de ce prototype sur le réseau de Mannesmann en Allemagne, c'est une version améliorée qu'Ericsson a fourni à France Telecom pour la tester sur le réseau de FTML au Liban. La station de base adaptative était installée pendant cinq mois sur une cellule de la région du Grand-Beyrouth et écoulait du trafic commercial. Suite aux résultats prometteurs de ces tests, la société Ericsson a commercialisé fin 2000 une station de base adaptative sous le nom de GSM Capacity Booster/RBS2205 [48].



Figure I.29: GSM Capacity Booster/RBS2205 : antenne à commutation avec 8 faisceaux

Développé par Metawave Communication Corp, SmartCell [49] est une antenne intelligente exploitant la technologie du « modélage cellulaire » qui permet au fournisseur de services de modifier la couverture de cellule afin d'obtenir un meilleur rendement, une capacité supérieure et une plus grande couverture que les autres antennes à faisceau sectoriel.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la norme 802.16 connu sous le nom du WiMax et présenter les différents outils de conception et de mesure utilisés dans le cadre ce travail.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", IEEE Journal on Selected Areas in Communications 16 (8): pp 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] W. C. Lee, "Digital Communications", 3rd edition, McGraw-Hill, 1989.
- [3] G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas", Bell Labs Technical Journal, Vol.1 No 2, pp 41-59. Autumn 1996.
- [4] G. J. Foschini and Michael. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas". Wireless Personal Communications 6 (3): pp 311–335, January 1998.
- [5] Sarabandi, K.; Koh, I.; Casciato, M.D., "Demonstration of time reversal methods in a multi-path environment", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE, Vol.4 pp 4436 - 4439, June 2004.
- [6] A.Derode, A.Tourin, J.D.Rosny, M.Tanter,S.Yon,M.Fink "Taking Advantage of Multiple Scattering to Communicate with Time-Reversal Antennas" Physical Review Letters 90 (1), 2003.
- [7] P.Kyritsi, P. Eggers, A. Oprea, "MISO time reversal and time compression", URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, May, 2004.
- [8] W. C. Jakes, "Microwave mobile communications", Editions John Wiley & Sons, 1974.
- [9] G. Baudin, "Radiocommunications numériques / 1Principes, modélisation et simulation", DUNOD, Paris, 2002.
- [10] K. Al Agha, G. Pujolle, G. Vinier, "Réseaux de mobiles & réseaux sans fil", Eyrolles, 2001.
- [11] A. Chauvin-Hameau, "Wi-Fi maîtriser le réseau sans fil", Edition ENI-Juin 2003.
- [12] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16-2004 (Revision of IEEE Std 802.16-2001) Approved 24 June 2004.
- [13] P. Bertin, "WLAN Standards and Evolutions", Annales des Télécommunications, 58, n° 3-4, 2003.
- [14] F. de Dieuleveult, "Electronique appliqué aux hautes fréquences", DUNOD, Paris, 1999, 2001.
- [15] J.Proakis, "Digital Communications", édition McGraw Hill International, ISBN : 0-07-113814-5, 1995.
- [16] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas For Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications", Prentice Hall, N.Y., USA, 12 April, 1999.
- [17] J. G. Remy, J. Cuegniet, C. Siben, "Systèmes de radiocommunications avec les mobiles", 2e édit. EYROLLES, 1977.

- [18] R. Freeman, “*Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz)*”, New York, Wiley and Sons, 1987.
- [19] D. Parsons, “*The mobile radio propagation channel*”, Pentech Press, 1992.
- [20] L. Boithias, “*Propagation des ondes radioélectriques dans l’environnement terrestre*”, DUNOD 1984.
- [21] L. C. Godara, “*Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations*”. Proc. of the IEEE, vol. 85, No. 8, pp. 1193-1245, Aug. 1997.
- [22] S. P. Applebaum, “*Adaptive Arrays*”. IEEE Trans. on Antennas and Propagation., vol. AP-24, No. 5, pp. 585-598, Sep. 1976.
- [23] S. Tabbane, “*Réseaux Mobiles*,” Editions HERMES, Paris, 1997.
- [24] D. Nowicki, J. Rouleliotis, “*Smart antenna Strategies*,” Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [25] P.H. Lehne, M. Pettersen, “*An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems*”, IEEE Communications Surveys, vol. 2, No 4, pp. 2-13, 1999.
- [26] L. C. Godara, “*Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance, Improvement, feasibility, and System Consideration*”, Proc. of IEEE, Vol. 85, No. 7, July 1997.
- [27] J.S. Blogh and L. Hanzo, “*Third Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*”, John Wiley & Sons Inc. New York, 2002.
- [28] A. Alexiou, M. Haardt, “*Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges*”, IEEE Communications Magazine, pp 90-97, Sept. 2004.
- [29] C. Balanis, “*Antenna theory: Analysis and Design*”, 2 ed., Wiley, New York, 1977.
- [30] M. T. Ma, “*Theory and application of antenna arrays*”, John Wiley & Sons, 1974.
- [31] Braum,C.,M. Nilson,and R. D. Murch,“*Measurement of the interference rejection capability of smart antennas on mobile telephones*,” IEEE Vehicular Technology Conference, 1999.
- [32] 2. Wells,M. C.,“*Increasing the capacity of GSM cellular radio using adaptive antennas*,” IEEE Proc., Vol. 143,No. 5,October 1996.
- [33] N. Phaisan, P. Chuwong, A. Prayoot, K. Monai, “*Signal-to-Interference Ratio Improvement by Using a phased Array of Switched-Beam Elements*” IEEE Trans. on Ant. and propagation, Vol. 53 No 5, pp 1819-1827, May 2005.
- [34] N. Fadlallah, “*Contribution à l’optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*” Thèse de Doctorat N° 18-2005, UFR des sciences, Université de Limoges, Mai 2005.
- [35] H. GENT, “*The bootlace aerial*”, Royal Radar Establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57.
- [36] R.J. MAILLOUX, “*Phased Array Antenna Handbook*”, Artech House, Boston, 1994.

- [37] Christophe DALL'OMO, "*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler*", Université de Limoges, Thèse doctorat, 13 Novembre 2003.
- [38] P.S. Hall, S.J. Vetterlein, "*Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas*", IEE Proc., Vol 127, Pt. H, No 5, pp 293-303, Oct. 1990.
- [39] J. BUTLER and R. LOWE, "*Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas*", Electronic Design, April 12, 1961.
- [40] T. MACNAMARA, "*Simplified Design Procedure for Butler Matrices Incorporating 90° Hybrids or 180° Hybrids*", IEE Proc. H, Microwave and Antenna and Propagation, pp. 50-54, February 1987.
- [41] Hervé PARVERY, "*Contribution à l'étude d'antennes réseaux large bande à pointage piloté par commande optique*", Université de Limoges, Thèse doctorat, 18 décembre 2002.
- [42] H. Krim, M. Viberg, "*Two Decades of Array Signal Processing: The Parametric Approach*". IEEE Signal Processing Mag., pp. 67-94, July 1996.
- [43] R. Monzingo, T. Miller, "*Introduction to Adaptive Arrays*", Wiley & Sons, New York, 1980.
- [44] S.C. Swales, M.A. Beach, D.J. Edwards, J.P. McGeehan, "*The performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems*," IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, No. 1, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [45] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, "*Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna*", IEEE Transactions on vehicular Technolgy, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [46] S. Bellofiore, J. Foutz, R. Govindarajula, I. Bahçeci, C.A. Balanis, "*Smart antenna System Analysis, Integration and Performance For Mobile Ad-Hoc Networks (MANETs)*", IEEE Trans. on Ant. and Propagation, Vol. 50, No 5, May 2002.
- [47] S. Sasaki, T. Taniguchi, Y. Karasawa, "*An Adaptive Array Antenna Based on the IQ-Division Bandpass Sampling*", IEICE Trans. Commu. Vol. E86-B, No. 12, pp 3483-3490, Dec. 2003.
- [48] Anders G Derneryd "*HIGH CAPACITY ADAPTIVE BASE-STATION ANTENNA SYSTEMS*", Ericsson AB, ISART'02, 4-6 March 2002 http://www.its.blrdoc.gov/isart/art02/slides02/der/der_abs.pdf , http://www.its.blrdoc.gov/isart/art02/slides02/der/der_slides.pdf
- [49] Marty Feuerstein, "*The evolution of smart antennas to 3G*" Metawave, http://cdg.org/news/events/CDMASeminar/cdg_tech_forum_02/5_metawave_cdg_technology_forum_10-1-02.pdf

CHAPITRE II

PRESENTATION DE LA NORME IEEE 802.16 ET LES MOYENS D'ANALYSE THEORIQUE ET EXPERIMENTAUX



I. INTRODUCTION

Validé en 2001 par l'organisme international de normalisation IEEE, WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) est le nom commercial de la technologie sans fil 802.16 pour l'accès au réseau de l'opérateur. WiMax est également le nom d'un forum regroupant les grands acteurs des technologies de l'information et de la communication (les industriels, les opérateurs, les équipementiers et les fournisseurs), dont l'objectif est de certifier la compatibilité et l'interopérabilité des produits WiMax. Une présentation de la norme 802.16 ou WiMax sera faite dans ce chapitre, nous allons décrire les caractéristiques principales de la norme telle qu'elle est définie dans le standard IEEE std 802.16-2004 [1].

Avant de concevoir le prototype du système d'antenne adaptative, il est important de prévoir le comportement électromagnétique et électrique des **différents composants** nécessaires au bon fonctionnement d'un tel système. Ceci nous amènera à la description des outils de simulation et de mesure qui ont été utilisés.

II. LE WIMAX : LA TECHNOLOGIE SANS FIL 802.16

Le standard IEEE 802.16 spécifie l'interface air pour des réseaux WirelessMAN (*Metropolitan Area Network*) ou réseaux métropolitains sans fil, fonctionnant dans les bandes de fréquences de 2 à 66 GHz : c'est une nouvelle technologie de type d'accès sans fil large bande (Broadband Wireless Access). A l'origine, la technologie WiMax (La norme IEEE-802.16-2001) était développée pour le transfert de données sur la gamme de fréquence de 10 à 66 GHz. Puisque les ondes électromagnétiques à haute fréquence pénètrent difficilement dans les édifices, il est donc nécessaire d'avoir une liaison en ligne visuelle directe (en anglais Line-Of-Sight ou LOS) [2] entre les antennes émettrices et réceptrices. Des canaux de 25 ou de 28 MHz sont typiquement utilisés, avec un débit maximum de 120 Mbits/s. Une deuxième version de la norme, IEEE 802.16a, approuvée en janvier 2003 et révisée en juillet 2004 sous la dénomination IEEE-802.16-2004, définie dans la gamme de fréquence de 2 à 11 GHz autorise des liaisons radio sans ligne de vue directe (en anglais Non-Line-Of-Sight ou NLOS), sans nécessiter l'installation d'antennes extérieures. Cette configuration permet des applications plus diversifiées, permettant d'avoir des antennes réceptrices dans des appareils portables ou dans un édifice pour communiquer directement avec une station de base. La norme IEEE-802.16-2004 définit d'abord une interface air pour un fonctionnement fixe ; elle fut ensuite étendue en décembre 2005 aux applications mobiles baptisées 802.16e. Le standard 802.16e définit la possibilité d'utilisation de réseaux métropolitains sans fil

avec des clients mobiles dans la plage de fréquences de 2 à 6 GHz. Actuellement, la technologie WiMax permet trois types d'utilisations : Boucle Local Radio, Nomadisme ou hotspot et Mobile.

II.1. Objectifs du WiMax

WiMax et *WiMax Forum* sont des marques de commerce appartenant au consortium *WiMax Forum*. Ses objectifs fondateurs sont la recherche de l'interopérabilité et de fournir une connexion à haut débit pour l'accès à l'Internet et à la téléphonie sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon à plus faible coût. Cette technologie permet de transporter l'ensemble des flux de communications (Internet, données, voix sur IP), avec un niveau de garantie défini selon les besoins. Théoriquement, le WiMax permet d'obtenir des débits montants et descendants de 75 Mbit/s avec une portée de 50 km [3]. Il possède l'avantage de permettre une connexion sans fil entre une station de base et des milliers d'abonnés sans nécessiter de ligne visuelle directe. En réalité, le WiMax ne permet de franchir que de petits obstacles et le débit réel lors de la présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s.

II.2. Avantage du système WiMax

Le WiMax est une technologie hertzienne de transmission de données à haut débit sur une distance de plusieurs dizaines de kilomètre autour de l'antenne. Le déploiement ou passage de câbles ou de fibre optique étant très coûteux et lourd à mettre en place, WiMax peut être utilisé là où ces liaisons traditionnelles ne peuvent être envisagées, ce qui est généralement le cas des zones faiblement peuplées ou trop éloignées géographiquement des métropoles. L'avantage du WiMax réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Il ne faudra que 2 antennes pour relier deux réseaux distants. Cela permet d'avoir un accès Internet sans fil même si on ne se trouve pas dans la zone de concentration urbaine.

L'ADSL requiert des lignes téléphoniques de bonne qualité et des distances très courtes entre le standard et l'utilisateur, WiMax est efficace pour connecter des locaux éloignés et à faible densité sans avoir à réaliser de travaux de génie civil, et en s'affranchissant des contraintes du réseau téléphonique qui limitent les zones d'éligibilité de l'ADSL. Dans ce cas, le WiMax sert alors de relais Internet à des zones non desservies par les technologies filaires classiques, en transmettant des hauts débits avec une installation rapide qui réduit le temps de commercialisation et les coûts d'implémentation.

WiMax permet également d'offrir du haut débit nomade et mobile. Le WiMax mobile constitue un des aspects les plus intéressants du WiMax. Il permet à un terminal mobile de rester connecté en situation de déplacement.

II.3. Applications et principe de fonctionnement du WiMax

Il existe trois normes pour le WiMax, 802.16a, 802.16d, 802.16e. Elles définissent respectivement l'utilisation de WiMax en Boucle Local Radio (BLR ou zone dite du dernier kilomètre), le WiMax Nomade (hotspot) et enfin le WiMax Mobile.

WiMax est envisagé à la fois pour les réseaux de transport et de collecte (backhaul en anglais), et pour les réseaux de desserte. Le cœur de la technologie WiMax est la station de base, c'est-à-dire l'antenne centrale chargée de communiquer avec l'équipement d'abonnés (récepteur WiMax). On parle ainsi de liaison point-multipoints.

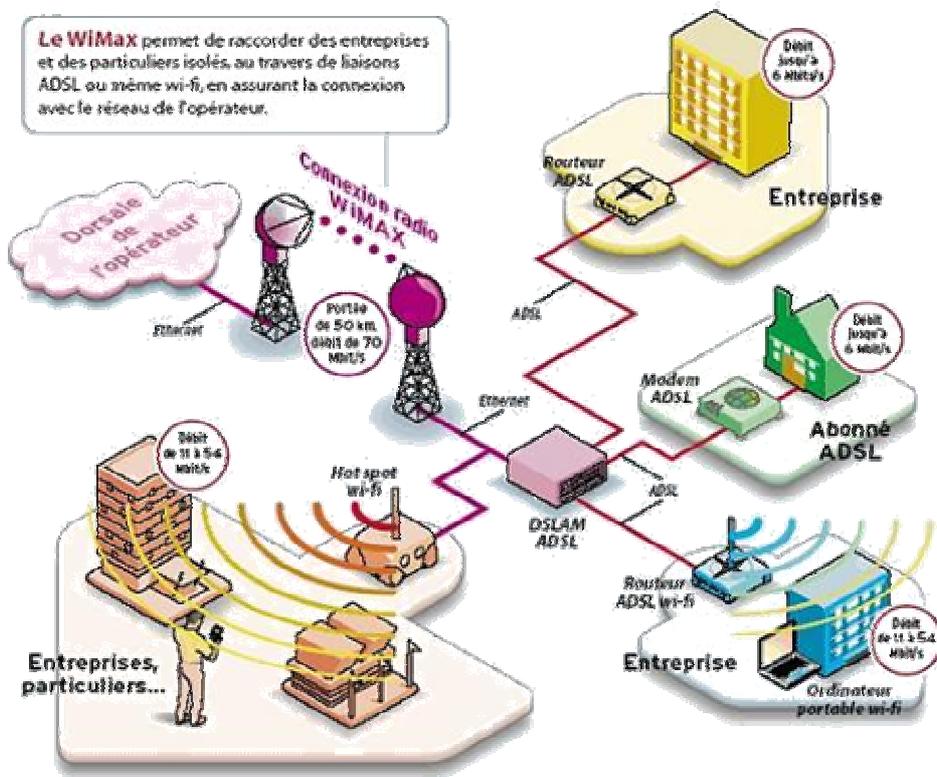


Figure II.1: WiMax comme réseau de collecte

Dans le cas de la collecte ou backhaul (liaison point à point), il s'agit du backhauling de hotspot c'est à dire relier les différents points d'accès tels que hotspots Wi-Fi ou DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexor ou Multiplexeur d'accès DSL) au réseau (Dorsale ou backbone) de l'opérateur assurant ainsi la connexion Internet haut débit. Le WiMax permet également de relier entre eux différents hotspots afin de créer un réseau maillé.

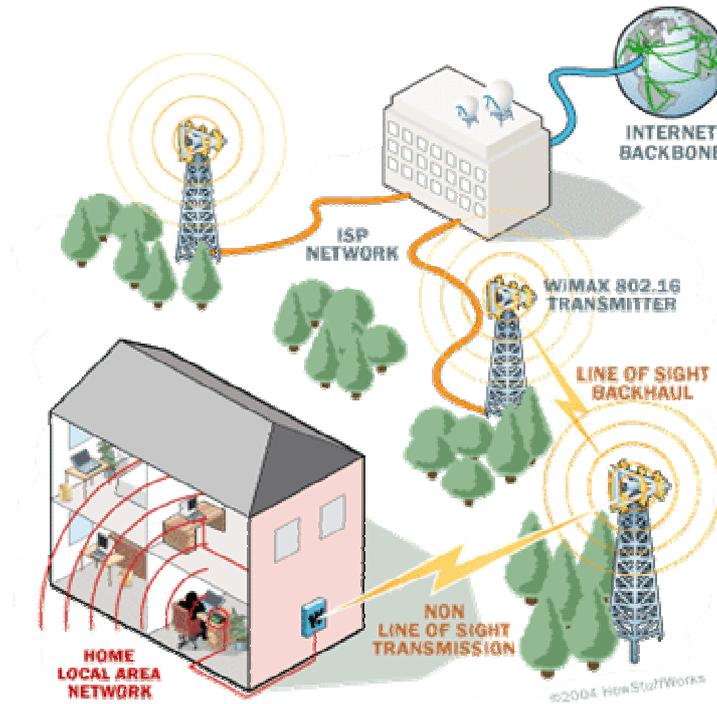


Figure II.2: WiMax en BLR ou desserte

Approuvé en décembre 2005, le WiMax mobile prévoit la possibilité de connecter des clients mobiles (vitesse maximale de 60 km/h) au réseau internet. Le WiMax mobile ouvre ainsi la voie à la téléphonie mobile sur IP ou plus largement à des services mobiles haut-débit.

III.LA NORME 802.16

La norme 802.16 décrit les deux couches les plus basses du modèle OSI (Open Systems Interconnection) : la couche PHYsique (PHY) et la couche MAC (Couche sécurité et data Link Layer) des systèmes point multipoints large bande sans fil. Le WiMax définit une couche MAC commune et différentes techniques de transmission pour la couche PHY sur l'interface air. Les différentes couches PHY sont: WirelessMan-SC, WirelessMan-SCa, WirelessMan-OFDM, WirelessMan-OFDMA et WirelessMan-Human. La norme prévoit également l'utilisation des systèmes à antennes intelligentes (MIMO, AAS).

III.1. La couche MAC

Le standard WiMax inclus le choix d'une couche PHY particulière et de trois sous-couches MAC :

- Service-Specific Convergence Sublayer (CS ou service spécifique de convergence) transcrit des unités externes de données en unités de services MAC. Deux spécifications sont disponibles pour cette couche : *une sous-couche de convergence ATM* qui est définie pour les services ATM et

une sous-couche de paquets supportant des services par paquets tels que IP, Ethernet ou les Virtual LAN.

- MAC Common Part Sublayer (MAC CPS ou couche commune) qui s'occupe de l'établissement et la maintenance des connexions. Cette couche forme le noyau de la couche MAC, elle contient les fonctions clés de la couche MAC.
- Privacy Sublayer (couche de protection) est la couche de sécurité et s'occupe du cryptage des données, de l'échange des clefs entre les différentes stations. Cette couche possède un protocole d'encapsulation pour encrypter les paquets et un protocole de management de clefs (PKM ou Privacy Key Management) pour permettre une distribution sécurisée de celles-ci. Le protocole PKM utilise des certificats digitaux associés à un cryptage RSA (RSA est un acronyme formé des initiales de ses inventeurs, Rivest, Shamir et Adleman,) par clé publique pour les échanges de clés lors de l'authentification et autorisation des SS (Subscriber Station ou Station Cliente). Pour crypter le trafic, on utilise le DES (Data Encryption Standard) qui utilise une clé de 56 bits.

La couche MAC supporte les opérations point-multipoint (une station de base centrale gère simultanément de multiples secteurs indépendants) et Mesh (réseau maillé).

En mode point-multipoint, la voie descendante est généralement broadcastée c'est-à-dire que les paquets provenant des couches supérieures sont transmis à la suite les uns des autres, sans se préoccuper de leur destination. Les connexions sont référencées par un identifiant de connexion sur 16 bits. Toutes les SS reçoivent la même transmission, regarde l'identificateur de connexion (CID) dans les unités de données (PDUs) et ne retient que les messages qui lui sont adressées en écartant celles qui ne lui sont pas destinées.

En mode Mesh, le trafic ne s'effectue pas uniquement de la station de base à la station cliente, le trafic est routé à travers tous les voisins. Cette technique est basée sur un protocole de détection de voisinage et le trafic peut être géré selon un algorithme centralisé ou distribué. Chaque nœud d'un réseau Mesh joue le rôle de relais, faisant ainsi suivre les données de l'utilisateur au voisin le plus proche.

La couche MAC est structurée pour supporter différentes couche PHY.

III.2. La couche PHYsique

La transmission de signaux WiMax se fait sous forme de trames. Deux modes de duplexage sont possibles : fréquentiel (FDD ou Frequency Division Duplexing) dans lequel les liens montants et descendants fonctionnent sur différents canaux (50 à 100 MHz) et temporel (TDD ou Time

Division Duplexing) dans lequel les liens montants et descendants partagent un canal ; mais ne transmettent pas simultanément. Cependant, le mode TDD est préféré au mode FDD.

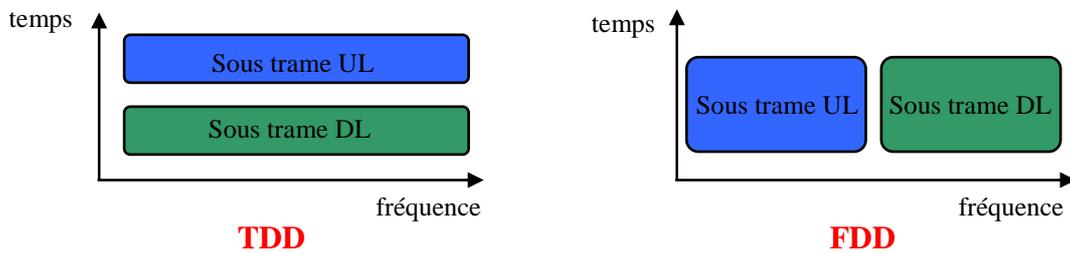


Figure II.3: Principes de fonctionnement des modes TDD et FDD.

En mode FDD, une trame de durée fixe est utilisée pour les deux liens de transmission. Ce qui permet une utilisation plus facile des différents types de modulations et l'utilisation des systèmes half-duplex (ils ne peuvent pas émettre et recevoir simultanément) et full-duplex (émet et reçoit en même temps).

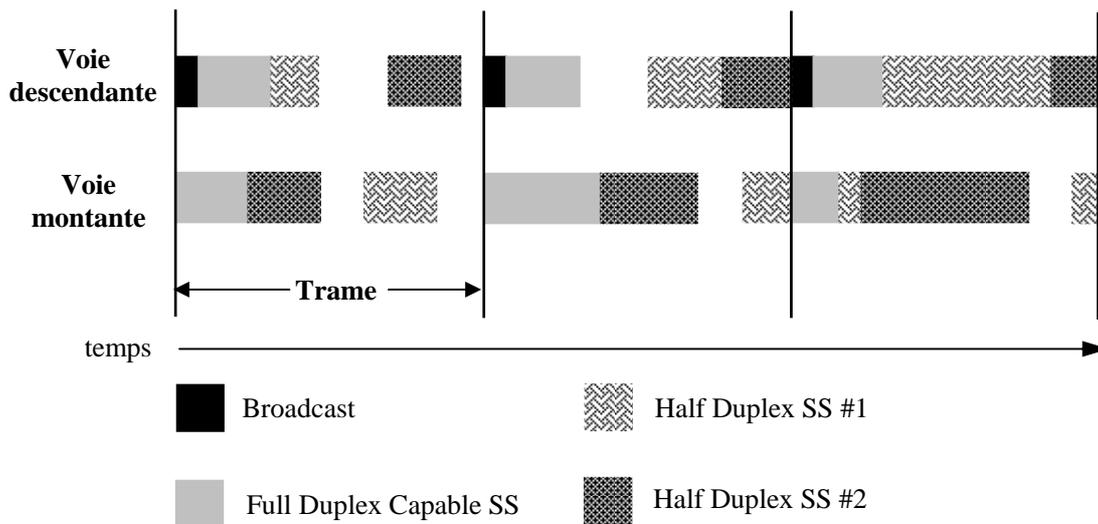


Figure II.4: Structure d'une trame TDD

Une Station cliente (SS ou Subscriber Station) utilisant le mode full-duplex est capable d'écouter continuellement la voie descendante tandis qu'une SS fonctionnant en mode half-duplex ne peut pas écouter la voie descendante pendant qu'elle transmet des données sur la voie montante.

Comme le montre la **figure II.5**, en mode TDD, la trame est divisée en deux sous-trames : sous-trame lien descendant et sous-trame lien montant. La durée d'une trame est fixe (comprise entre 2 et 20 ms) mais le ratio entre la voie montant et descendante est adaptatif en fonction du

débit ou du trafic. La trame est divisée en un certain nombre de slots physiques (un slot correspond à 4 symboles de modulation) ce qui permet de partitionner la bande facilement.

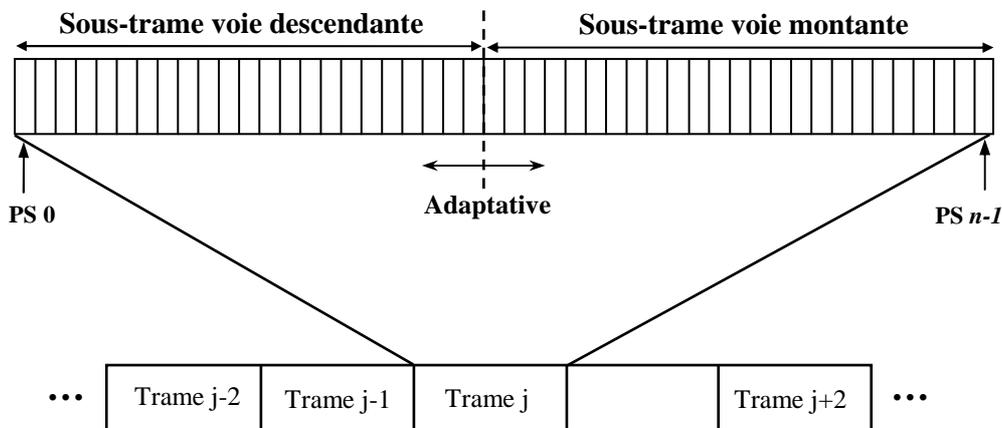


Figure II.5: Structure d'une trame TDD

Des temps de transitions sont nécessaires pour permettre aux équipements de passer du mode d'émission au mode de réception et inversement. Ces temps sont respectivement TTG (Transmit Transition Gap) et RTG (Receive Transition Gap) et ne sont pas forcément d'égale durée. La durée de ces temps de transits est fixée en nombre entier de slot physiques et est inférieure à 100 μ s.

Les modes FDD et TDD supportent tous les deux, une adaptation du profil de burst dans lequel les options de codage et de modulation peuvent être assignées dynamiquement aux rafales de burst. Cette adaptation dynamique est fonction des conditions d'émission-réception radio.

La version finale du standard définit 5 variantes de couches PHY. Il est donc possible de choisir des interfaces physiques sans fil spécifiques en fonction de la topologie d'un réseau:

- Pour les fréquences comprises entre 10 et 66 GHz, une propagation par vue directe était considérée en raison de la petite longueur d'onde mise en œuvre. Avec cette condition respectée, la modulation par simple porteuse (single carrier) a été choisie. Ce qui permet une utilisation flexible de la bande et des techniques de multiplexage TDD et FDD. La couche PHY est basée sur l'interface radio **WirelessMan-SC PHY**.
- Pour les fréquences inférieures 11 GHz, où la propagation en ligne de vue n'est pas requise, 3 types d'interfaces air peuvent être envisagées : **WirelessMan-SCa PHY** est basé sur une modulation mono-porteuse ou Single Carrier Access, **WirelessMan-OFDM PHY** et **WirelessMan-OFDMA PHY** sont basés sur une modulation

multiporteuse. Chaque variante est optimisée pour une utilisation particulière et supporte les modes TDD et FDD ; plusieurs options sont également disponibles comme : les Systèmes d'Antennes Adaptative (AAS) avec Spatial Division Multiple Access (SDMA), Automatic Retransmission Request (ARQ) et Schéma de diversité (STC ou Spatio Temporel Code).

Le schéma de codage de correction d'erreur utilisant FEC (Forward Error Correction) augmente la résistance à l'environnement. Les options FEC sont couplées à la modulation QPSK, 16-QAM ou 64-QAM afin de former des profiles de burst, de robustesse modulable et efficace.

Désignation	Procédé de transmission	Fréquence	Liaison	Options	Duplexage
WirelessMan-SC	Monoporteuse	10-66 GHz	LOS		TDD, FDD
WirelessMan-Sca	Monoporteuse	2,5-11 GHz	NLOS	AAS, ARQ, STC	TDD, FDD
WirelessMan-OFDM	256 FFT OFDM Multiporteuse	2,5-11 GHz	NLOS	AAS, ARQ, Mesh, STC	TDD, FDD
WirelessMan-OFDMA	2048 FFT OFDMA	2,5-11 GHz	NLOS	AAS, ARQ, STC	TDD, FDD
WirelessHUMAN	Scalable OFDMA	2,5-11 GHz	NLOS	AAS, ARQ, Mesh, STC	TDD

Tableau II.1: Différentes interfaces radio de la norme IEEE-802.16

Le tableau II.1 montre qu'il existe deux formes d'ondes : mono-porteuse et OFDM. Notre présentation se limitera à l'interface WirelessMan-OFDM. Pour plus d'information le lecteur pourra se référer au standard IEEE std 802.16-2004 [1], [4].

III.2.1. WirelessMan-OFDM

La version de la norme IEEE-802.16-2004, spécifie le mode OFDM comme mode de transmission utilisée en application résidentielles en NLOS. La modulation OFDM [5] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) de type FDM (Frequency Division Multiplexing) est utilisée pour séparer un signal en plusieurs sous-signaux orthogonaux indépendants. Ceci permet de rapprocher et d'augmenter le nombre de porteuses dans une bande de fréquence sans avoir d'interférences entre elles, c'est-à-dire ceci permet d'accroître la quantité d'information pouvant être transmise simultanément. Le symbole de temps OFDM combiné à un préfixe cyclique offre une meilleure capacité de recouvrement de signal en cas d'altération. En mode OFDM, le schéma de 256 sous-porteuses sont utilisées dont 192 sous-porteuses sont utilisées pour la transmission de données, 8 sont des sous-porteuses pilotes et 56 sous-porteuses pour les intervalles de garde et le continu. La durée du préfixe cyclique peut prendre les quatre valeurs suivantes : 1/4, 1/8, 1/16 ou 1/32 en fonction des nombres d'échos dans le canal.

La largeur de canal varie entre 1,75 MHz et 20MHz en fonction des bandes de fréquence.

En plus de la modulation OFDM et de sa variante OFDMA, chaque onde porteuse peut être modulée numériquement. Ces modulations sont adaptables en fonction de la qualité du signal transmis (la modulation s'adapte aux conditions de transmission).

III.2.2. Modulation adaptative

Le burst permet de définir les paramètres de transmissions comme les schémas de modulation et de codage. Le profil de burst peut être ajusté pour chaque utilisateur, c'est lui qui permet l'adaptation à l'environnement. Les bits de données à transmettre sont préalablement codés puis modulés sous forme de symboles. Les modulations utilisées sont adaptatives en fonction de la qualité du lien radio et plus particulièrement du rapport signal sur bruit (SNR) afin de garantir un TEB (Taux d'Erreur Binaire) minimum. Le profil des burst est établi par la Station de Base (BS) en accord avec la qualité du signal reçu par chacune des SS. La qualité du lien est définie par le CINR (Carrier to Interférence plus Noise Ratio), et les changements d'état se font par des seuils préalablement fixés.

Les modulations BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) et 64 QAM sont possibles [6] ; ce qui permet d'augmenter la performance de la liaison radio. Lorsque la qualité de la transmission est bonne, une modulation à forte efficacité spectrale est choisie. Plus la qualité du lien sera bonne plus le nombre de symboles transmis augmente. Quand le signal faiblit, le protocole ajuste la modulation pour maintenir une bonne qualité de liaison.

III.3. Option AAS (Adaptive Antenna System)

Cette option AAS [7] permet d'utiliser la technique multi-antenne pour transmettre l'information, ce qui permet aux systèmes WiMax de combiner de manière adaptative ces signaux afin d'optimiser le lien radio et d'être moins sensible aux interférences c'est-à-dire d'augmenter la capacité et la portée de ces systèmes.

Les mécanismes mis en jeu pour les systèmes AAS doivent également garantir une compatibilité avec les SS n'ayant pas cette option. Ainsi les trames sont également divisées en plusieurs parties, une zone pour le trafic utilisant les techniques AAS et une zone pour le trafic sans systèmes AAS, et ce pour les deux sens de liaisons. Sur un secteur, il est possible d'utiliser jusqu'à 4 faisceaux d'antennes et la formation de faisceaux se fait au niveau de la station de base vers le terminal.

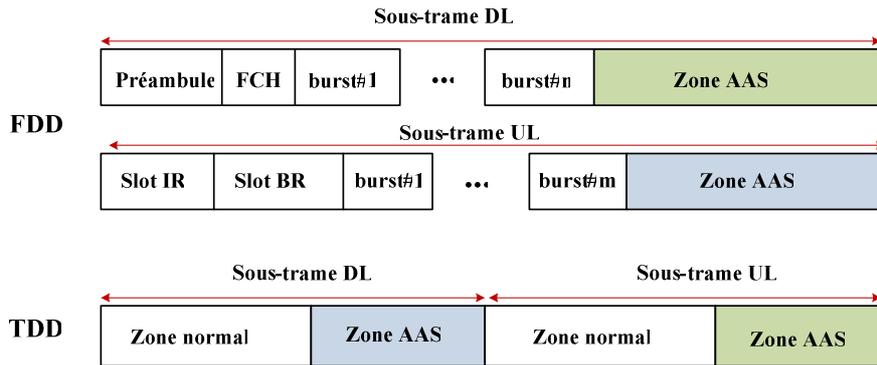


Figure II.6: Trame en mode FDD et TDD avec les zones AAS

La zone dédiée à l'AAS en lien descendant commence par un préambule constitué de 2 symboles OFDM, appelé préambule AAS. Chaque symbole peut être envoyé sur 4 faisceaux d'antenne. Ces préambules permettent d'identifier les slot de la zone AAS de la trame descendante et de faire l'estimation de canal. Un préambule est transmis sur chaque faisceau et utilise des sous-porteuses différentes pour identifier les faisceaux. Le préambule envoyé sur:

- ☞ le faisceau 0 utilise les sous-porteuses (-100, -96, ..., 96, 100)
- ☞ le faisceau 1 utilise les sous-porteuses (-99, -95, ..., 95, 99)
- ☞ le faisceau 2 utilise les sous-porteuses (-98, -94, ..., 94, 98)
- ☞ le faisceau 3 utilise les sous-porteuses (-97, -93, ..., 93, 97)

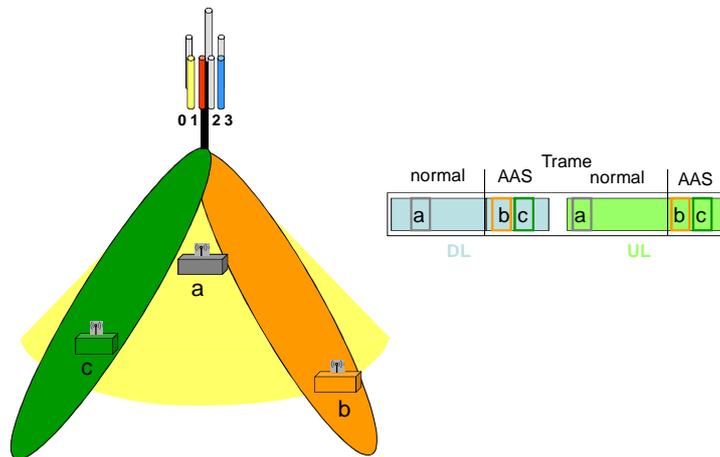


Figure II.7: Système avec et sans option AAS

La station cliente estime le canal pour chaque élément : la station de base envoie une requête pour estimer le canal. En retour de cette requête la station cliente renvoie le CINR, le RSSI (Received Signal Strength Indication) et l'amplitude et la phase de chaque sous-porteuses. La station de base calcule les pondérations qui sont appliquées directement aux signaux en bande de base pour former le faisceau (adapter son diagramme) vers l'utilisateur.

Le message **AAS-FBCK-REQ/RSP** permet d'obtenir les informations sur le canal de propagation nécessaire à la station de base pour former son rayonnement et le message **AAS-BEAM-REQ/RSP** permet d'ajuster le diagramme du réseau adaptatif par une mesure sur un faisceau spécifique.

Au niveau MAC sont gérées la synchronisation et les alertes pour prévenir la BS de la présence d'une nouvelle station cliente.

Les algorithmes de traitement du signal pour réaliser les pondérations et la formation de faisceaux ne sont pas définis dans la norme. **C'est dans cette perspective que s'inscrivent mes travaux de thèse. Dont, l'objectif visé est d'approfondir les méthodes d'estimation des angles d'arrivée des sources et de développer une méthode de formation des faisceaux adaptative en ayant pour objectif la construction d'un démonstrateur d'Antenne Adaptive dans la bande WiMax.**

IV. LE PROJET SYSMART

Initialement développé pour les applications UMTS [8,9] (ANNEXE III), mes travaux sur la détection des angles d'arrivée et sur la formation de faisceaux adaptative sont tournés depuis janvier 2006 vers les applications WiMax dans le cadre du projet SYSMART du pôle de compétitivité ELOPSYS. Ce projet, intégré au pôle Limousin ELOPSYS, associe l'entreprise **Radiall Systems**, le **laboratoire XLIM /département OSA** (Ondes et Systèmes Associés), et le centre de transfert technologique **CISTEME** : il porte sur la mise au point de « smart antennas systems » ou systèmes d'antennes intelligentes pour les réseaux de communications sans fil haut débit dans cadre de WiMax. Dans ce cadre une plateforme expérimentale de communication outdoor/indoor d'un système WiMax est mise en place.

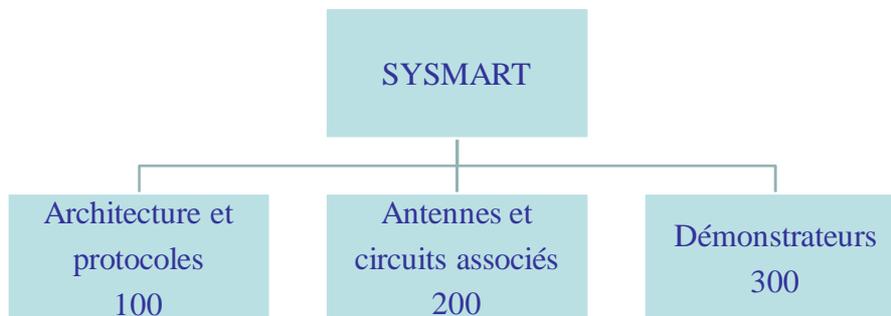


Figure II.8: Structure du projet SYSMART

La société Radiall Systems est une filiale du groupe international RADIALL, elle conçoit et développe des nouvelles lignes de produits Wireless haut débit (système de communication

Internet sans fil du type WiMAX). Elle positionne ses produits sur les segments de marché les plus porteurs en suivant une stratégie d'innovation au travers des antennes intelligentes.

CISTEME (Centre d'Ingénierie des Systèmes en Télécommunication, Electromagnétisme et Electronique) récemment homologué CRT (centre de ressources technologiques) est un centre de transfert technologique adossé au laboratoire XLIM/département OSA. Il constitue un pôle de compétence de hauts niveaux en électromagnétisme, hyperfréquences, électronique et systèmes communicants.

ELOPSYS est le pôle de compétitivité des hautes technologies « micro-ondes, photoniques et réseaux sécurisés » en Limousin. Il décline ses compétences dans les secteurs de pointe que sont l'électronique, l'informatique, les micro-ondes, les composants électroniques et photoniques et les systèmes et réseaux de communication.

Après avoir présenté la norme WiMax, nous allons maintenant faire une présentation des outils de simulation et de mesure utilisés au cours de cette thèse.

V. MOYENS D'ANALYSE THEORIQUE ET EXPERIMENTAUX

Afin de prévoir le comportement (électromagnétique et électrique) et le principe de fonctionnement des dispositifs étudiés, ou encore afin de vérifier les résultats obtenus après réalisation, un nombre important d'outils de simulation et de mesure ont été utilisés du fait de la grande diversité des travaux de ce manuscrit dans le domaine des antennes intelligentes, incluant les outils électromagnétiques, les micro-ondes, la conception d'antennes et le traitement du signal.

On peut les diviser en deux catégories :

- ✦ Les outils de simulation et de conception
- ✦ Les moyens de mesures expérimentaux

V.1. Les outils de conception et de simulation

V.1.1. Le logiciel MATLAB

MATLAB (MATrix LABoratory) est un logiciel interactif permettant d'effectuer des calculs numériques complexes particulièrement utiles dans le domaine de l'ingénierie. Ce logiciel fournit un langage et des outils de développement de haut niveau nous permettant de développer et d'analyser rapidement nos algorithmes et nos applications.

Édité par la société américaine The MathWorks, le Logiciel Matlab est destiné à traiter des applications à partir des outils de l'analyse numérique matricielle. Il possède aussi tout un ensemble de fonctionnalités graphiques permettant de visualiser les résultats numériques. Matlab possède des boîtes à outils (*toolbox*), c'est à dire des fonctionnalités supplémentaires, dédiées à des domaines particuliers du calcul scientifique, comme la résolution d'équations aux dérivées partielles, l'optimisation, l'analyse de données, le traitement de signaux etc. Matlab est aussi un langage de programmation avec des possibilités d'interfaces vers des programmes écrits en C ou en Fortran.

La connaissance de ce logiciel est en soi indispensable parce qu'il est de plus en plus utilisé dans l'industrie et les banques pour développer des prototypes de logiciels et tester de nouveaux algorithmes.

V.1.2. Le simulateur ADS

ADS ou **Advanced Design System**, développé par la Société Agilent EEsof EDA, est un logiciel complet de conception et de modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences. Les applications visées sont très vastes et comprennent entre autre le domaine de la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite. Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulations de circuits RF et micro-ondes ainsi que la simulation de système de communication complet, analogique (circuit électriques, chaînes radiofréquences composées de « boîtes noires », ...), des éléments de traitements numériques de signal, de l'électromagnétique, etc. En outre, le logiciel se divise en 2 modules *Analog RF Designer* et *Digital Signal Processing Designer* pouvant interagir entre eux : on parle alors de co-simulation (analogique/DSP ou circuit/électromagnétique, ...). Il peut être aussi co-simulé avec d'autres logiciels comme MATLAB dans notre cas. Les environnements de simulation ADS qui nous intéressent dans le cadre de ce projet sont essentiellement: **Paramètres S**, **Harmonic Balance**, **Transient**, **Enveloppe**, **Momentum** et **HP-Ptolemy** pour la simulation de notre système de communication complet.

Le simulateur **Momentum** de ADS est un moteur de simulations électromagnétiques dites $2D^{1/2}$ qui résout les équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Cependant, l'utilisation de cette méthode est limitée à des structures composées d'un empilement de **couches homogènes**. La modélisation de trous métallisés, de ponts à air ou de substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible avec cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. C'est pourquoi cette méthode est qualifiée de $2D^{1/2}$

V.1.3. Le logiciel d'instrumentation LabVIEW

Pour automatiser le fonctionnement (acquisition, analyse et présentation des données) de notre système de mesure ou pour générer les signaux en bande de base nous avons développé des applications sous LabVIEW (**L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench). LabVIEW est un environnement de programmation graphique à caractère universel, particulièrement bien adapté à la mesure, au test, à l'instrumentation et à l'automatisation. LabVIEW a été développé par la société National Instruments et offre à la fois la souplesse et la puissance d'un langage de programmation classique sans les difficultés ni la complexité généralement associées. La programmation graphique (langage G) est en effet familière aux ingénieurs et aux scientifiques même s'ils ne sont pas informaticiens.

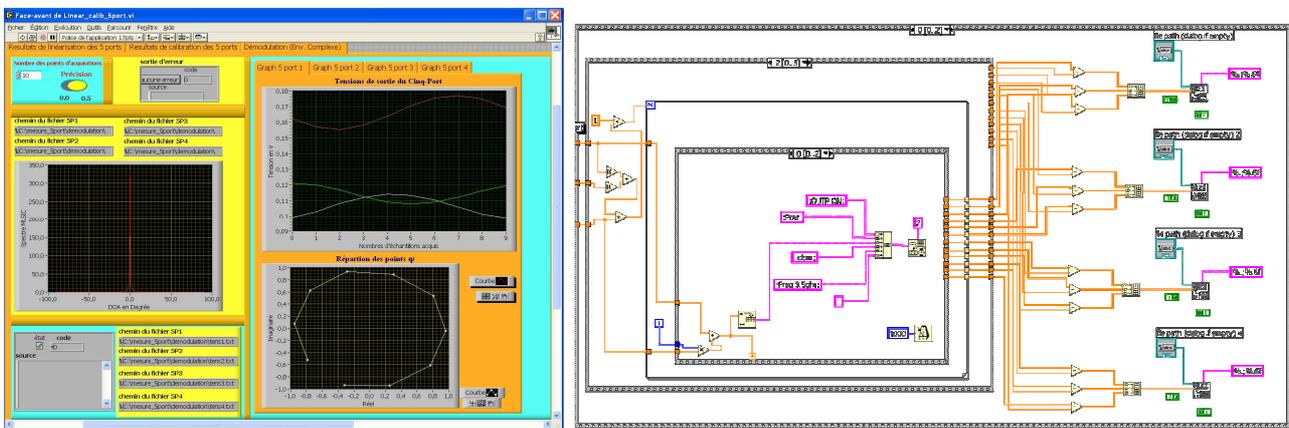


Figure II.9: Interface utilisateur et diagramme d'une application LabVIEW

Avec LabVIEW, les utilisateurs disposent des outils intégrés *d'acquisition et des restitution des données, d'analyse et de traitement de données, de présentation et de stockage des données* et enfin *d'exportation et d'échange des données*. Couplé à des cartes d'entrées/sorties, il permet de gérer des flux d'information numériques ou analogiques et de créer ou de simuler des instruments virtuels. Une application développée sous LabVIEW, est appelée **Instrument Virtuel** (Virtual Instrument ou VI). Donc sous LabVIEW, nous construisons des VIs plutôt que d'écrire des lignes de code. Il est possible de créer rapidement des interfaces utilisateurs (**face-avant**) pour obtenir le contrôle de notre application, puis de définir les fonctionnalités associées grâce à un **diagramme**. Ce diagramme est le programme de l'application écrit sous la forme d'un diagramme flux de données en langage G et contiendra tous les nœuds de fonction qui ont été choisis puis assemblés.

V.1.4. Le logiciel CST Microwave Studio

Le logiciel CST Microwave Studio est un outil de conception et de simulation électromagnétiques dans le domaine temporel développé par CST-Computer Simulation Technology. CST Microwave Studio est un simulateur électromagnétique basé sur la technique des intégrales finies (FIT ou Finite Integral Technique) qui a été proposée par Weiland en 1977 [10]. Cette méthode numérique fournit un arrangement spatial de discrétisation, applicable à de divers problèmes électromagnétiques, s'étendant du calcul des champs statiques aux applications haute fréquence dans le domaine temporel ou fréquentiel. À la différence de la plupart des méthodes numériques, FIT discrétise spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Afin de résoudre ces équations numériquement, un domaine fini, de calcul est défini. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires. Le maillage généré est donc volumique et chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles par des différentielles. Cet outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageux en termes de temps de calcul.

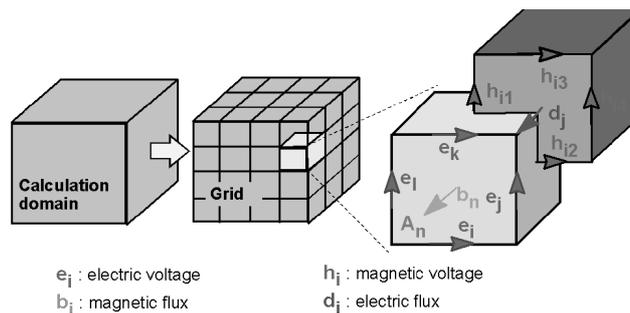


Figure II.10: Discrétisation spatiale des équations de Maxwells

CST Microwave Studio Intègre aussi des moteurs EM 3D spécialement dédiés à certaines structures particulières comme les cavités ou les circuits résonnants. Ces moteurs, bien que très précis dans leurs résultats, nécessitent des puissances de calcul relativement importantes et, surtout, ne sont pas très rapides. On doit donc les réserver à l'étude des structures qui ont réellement un besoin de simulation dans les trois dimensions. Mais ils sont aussi utiles lorsqu'on souhaite étudier les effets de couplage entre structures, comme par exemple le couplage entre les éléments rayonnant d'un réseau d'antenne.

V.1.5. Le code de différences finies

Le code utilisé a été développé par l'équipe électromagnétisme de XLIM [11] pour l'étude des différentes types d'antennes. Il est basée sur une méthode rigoureuse : la méthode des différences finies dans le domaine temporel (notée *FDTD* pour *Finite Difference in Time Domain*).

Celle-ci permet une résolution numérique des équations de Maxwell par une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur desquelles sont calculées les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z). C'est un outil dont les principaux avantages résident dans la formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme et surtout dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs se faisant directement dans le domaine temporel. Ce simulateur 3D permet d'étudier n'importe quelle structure tridimensionnelle.

Associé au logiciel de synthèse, cette méthode permet une simulation rigoureuse des Caractéristiques élémentaires nécessaires à la conception de réseaux d'antennes.

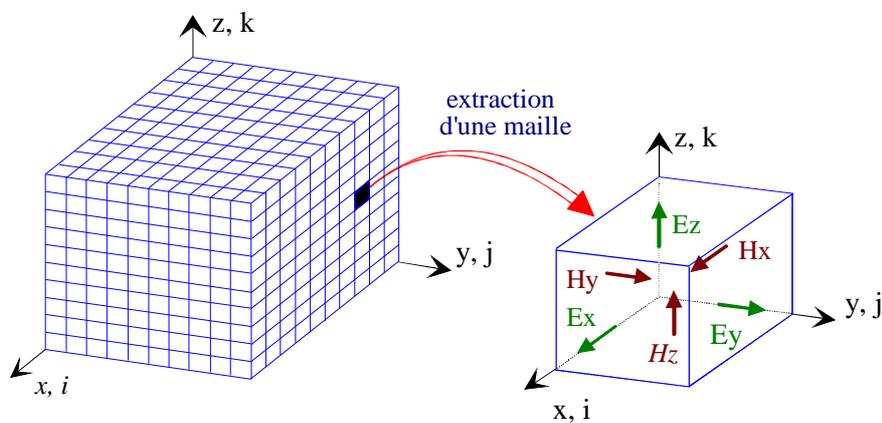


Figure II.11: Volume de calcul et cellule élémentaire.

V.2. Moyens de mesures expérimentaux

Nous allons maintenant faire une présentation des moyens de mesures à notre disposition. La phase de conception théorique par simulations, bien que très efficace, ne peut s'affranchir d'une vérification expérimentale basée sur la mesure de performances des prototypes réalisés.

V.2.1. Présentation des appareils utilisés

- ✘ Un générateur RF Aeroflex IFR 3414 fonctionnant dans une gamme de fréquences de 250 kHz à 4 GHz avec un niveau de puissance de sortie variant de -140 dBm à +19 dBm selon la fréquence du signal RF, modulation disponible : AM, FM, Φ M, PSK, FSK, MSK, QAM, I/Q. Il offre la possibilité de générer des modulations IQ en interne ou bien d'utiliser des signaux IQ externes qui viennent ensuite moduler la porteuse grâce à un modulateur IQ interne.

- ✖ Un ordinateur équipé d'une carte d'acquisition National Instruments PCI 6024E, d'une carte de génération AWG NI PCI-6723 et d'un contrôleur de bus GPIB 488.2
- ✖ Une alimentation Tektronix CPS250
- ✖ Un générateur Basse Fréquence HP 33120A
- ✖ Un générateur RF Anritsu 68337C fonctionnant dans une gamme de fréquences de 2 GHz à 20 GHz avec une puissance de sortie variant de -20 dBm à +13 dBm, modulation disponible : AM, FM, Φ M.
- ✖ Un générateur RF HP 8672A fonctionnant dans une gamme de fréquences de 2 GHz à 18 GHz avec un niveau de puissance de sortie variant de -120 dBm à 13 dBm.
- ✖ Un Analyseur de réseau vectoriel Wiltron model 360 associé à un tiroir de mesure de paramètre S Wiltron model 3630A opérant dans la bande de fréquence 10 MHz - 40 GHz.

V.2.2. Base de mesure de XLIM

V.2.2.1. *Chambre anéchoïde*

La **base de mesures d'antennes de XLIM** dont le principe de fonctionnement est représenté sur la **figure II.14**, nous permet d'effectuer des mesures de rayonnement (adaptation, diagramme de rayonnement, diagramme de polarisation et gain) en chambre anéchoïde. Cette base permet de simuler des conditions d'espace libre en recourant à des matériaux absorbants les ondes électromagnétiques disposés sur toute sa surface interne.



Figure II.12: Photo de la base de mesure de XLIM

Les dimensions de cette chambre anéchoïde sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts allant de 500 MHz à 18 GHz.

Les différentes mesures sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 10 MHz à 40 GHz.

V.2.2.2. Mesures en adaptation

L'adaptation est une caractéristique important de l'antenne. Il faut adapter les impédances de chaque élément pour avoir un maximum de transfert d'énergie entre la source et l'antenne. En général, l'impédance caractéristique Z_c de la source est 50Ω .

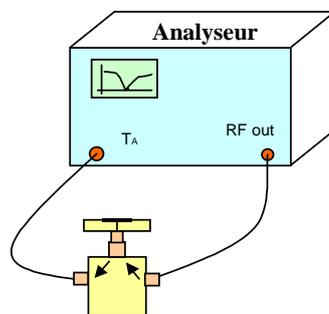


Figure II.13: Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

Pour mesurer l'adaptation d'une antenne, il faut utiliser un analyseur de réseau. L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion $S_{11}(f)$ de l'antenne en fonction de la fréquence en comparant l'onde réfléchié par l'antenne à l'onde incidente dans le plan de référence imposé au cours du calibrage du dispositif. Mais il faut faire attention à la détermination du plan de référence. En effet l'impédance d'un système dépend du plan de référence dans lequel il est mesuré.

V.2.2.3. Mesures en rayonnement

Les mesures des caractéristiques de rayonnements de nos antennes sont effectuées dans la chambre anéchoïde de la base de mesures de XLIM, en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté sur la **figure II.14**. Les deux moteurs permettent d'effectuer des rotations de 360° autorisant la détermination des diagrammes de rayonnement de l'antenne dans plusieurs plans et pour différentes polarisations du champ.

L'antenne sous test connectée à l'entrée RF du Wiltron est alimentée à une fréquence et à puissance constante. La puissance délivrée est récupérée par une antenne de réception de référence

qui doit être parfaitement connue (cornet par exemple). La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. L'analyseur de réseau permet ensuite de traiter les résultats. L'ensemble de ce dispositif est bien entendu géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

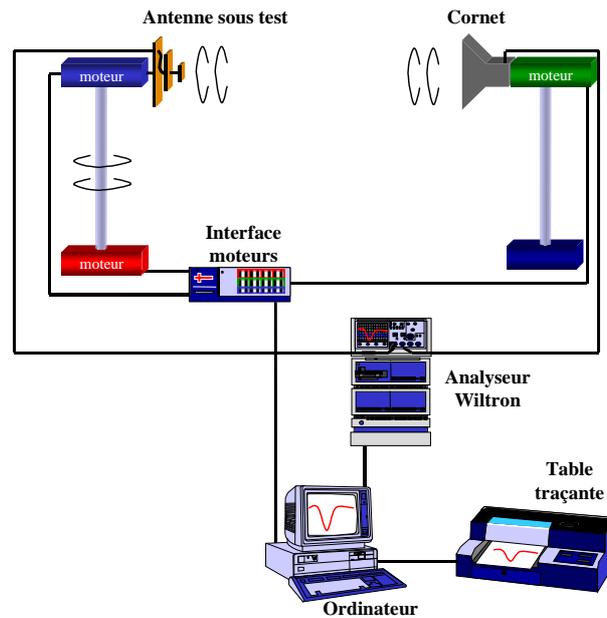


Figure II.14: Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement

Mais avant de réaliser cette procédure, il faut calibrer en transmission, le banc de test. Cette opération permet de supprimer des erreurs, mais surtout d'éliminer dans notre cas toute la chaîne de mesure (câble, connecteurs,...).

Le gain de l'antenne est alors calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{II.1})$$

d'où :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{II.2})$$

avec G_r : le gain réalisé de l'antenne sous test dans la direction du cornet,

G_{rc} : le gain réalisé du cornet dans son axe,

R : la distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : la longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .

Le diagramme de rayonnement indique de quelle façon est distribuée dans l'espace l'énergie rayonnée. En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté suivant deux plans de coupe principaux qui sont le plan E et le plan H. Le plan E est le plan qui contient le champ électrique tandis que le plan H contient le champ magnétique.

Dans le cas d'une polarisation linéaire, le plan E correspond au plan xOz ($\varphi=0^\circ$) contenant le vecteur de courant, et plan H au plan yOz ($\varphi=90^\circ$) perpendiculaire au vecteur de courant.

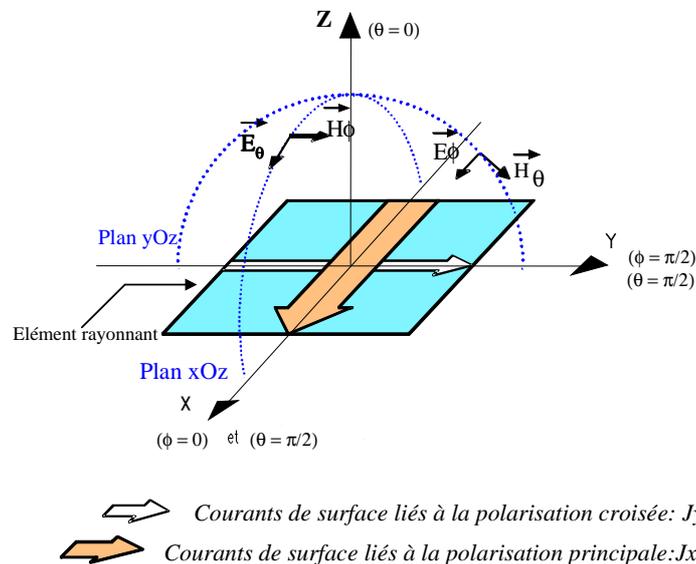


Figure II.15: Plans de coupe et courant de surface d'une antenne

VI. CONCLUSION

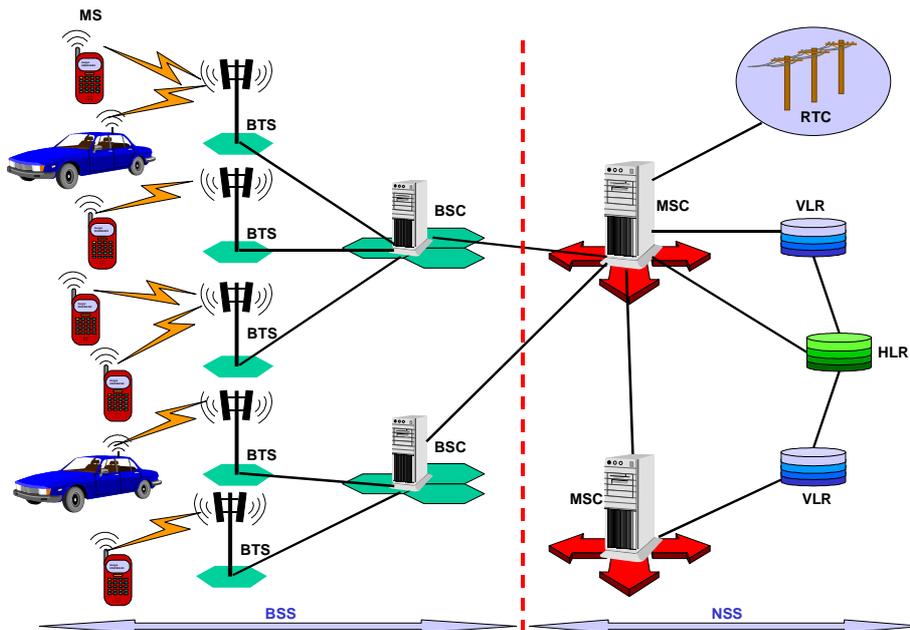
Dans ce chapitre, nous avons décrit les caractéristiques principales de la norme WiMax et ses différentes applications. Les bandes de fréquence en Europe se distinguent de ceux des Etats-Unis. En Europe la bande de fréquence attribuée se situe entre 3.3- 3.8 GHz. En France, le WiMax fixe opère à la fréquence des 3.5 GHz, pour lesquelles une licence d'exploitation est nécessaire, ainsi que la bande libres des 5.8 GHz. Nous avons également présenté les différents outils de simulation et de mesure qui ont été utilisés pour caractériser le comportement électromagnétique et électrique des différents composants réalisés dans le cadre de ces travaux. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter le récepteur homodyne basé sur le démodulateur cinq-port et les méthodes à haute résolution pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux RF.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, IEEE Std 802.16-2004 (Revision of IEEE Std 802.16-2001).
- [2] P. Laine, C. Boscher, D. Boettle, L. Feijt, “*WiMax, making ubiquitous high-speed data services a reality*”, Alcatel, www.alcatel.com/com/en/appcontent/apl/S0406-WiMAX-EN_tcm172-44791635.pdf
- [3] WiMAX Forum, “*Technical Information*”, <http://www.wimaxforum.org/technology/>
- [4] C. Eklund, R.B. Marks, K.L. Standwood, S. Wang, “*IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access*”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 98-107, June 2002.
- [5] Intel, “*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*”, Application note, Order Number 303787-001, <http://www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/303787.pdf>
- [6] W. Sam, “*Adaptive Modulation (QPSK, QAM)*”, Intel, <http://www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/303788.pdf>
- [7] Y. Li, D. Kenyon, “*An Examination of the Processing Complexity of an Adaptive Antenna System (AAS) for WiMax*”, 2nd IEE/EURASIP DSPEnableRadio Conference, Southampton, Sept. 2005.
- [8] M. Mouhamadou, G. Neveux, P. Vaudon “*Simulation of Smart Antenna System using ADS Co-Simulate with MATLAB: Direction of Arrival Estimation and Interference Canceller*”. *IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Albuquerque, New-Mexico, USA, 9-15 July 2006.
- [9] 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.
- [10] T. Weiland, “*A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component fields*”, *International journal of electronics and communications*, Vol. 31, 1977, pp116-120.
- [11] P. Leveque “*Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes*”, Thèse de doctorat n°14-94, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, février 1994.

CHAPITRE III

ESTIMATION DES DoAs DES SIGNAUX RF A L'AIDE DU DEMODULATATEUR CINQ-PORT ET LES METHODES A HAUTE RESOLUTION



I. INTRODUCTION

La détection des angles d'arrivée constitue une étape importante dans le développement d'un système de communication utilisant les antennes intelligentes pour lutter contre le fading et les interférences. Notre objectif ici est de déterminer les positions angulaires de plusieurs sources RF à l'aide d'un récepteur cinq-port. Ces sources peuvent être émettrices ou réfléchissantes. Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter le démodulateur cinq-port et le traitement numérique des signaux de sortie en bande de base. Ensuite, les différentes méthodes à haute résolution basées sur la notion de sous-espace (MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT) que nous avons utilisé pour l'estimation des angles d'arrivées des sources RF seront abordées. Ces méthodes ont été choisies suivant la procédure algorithmique qu'elles utilisent pour la recherche des DoAs : la première est basée sur la recherche d'extremas dans un pseudo-spectre (MUSIC), la deuxième est basée sur la recherche de zéros d'un polynôme (Root-MUSIC) et enfin la troisième est basée sur la recherche des valeurs propres d'une matrice (ESPRIT). Nous allons nous intéresser principalement à leurs performances du point de vue de la résolution angulaire et de l'implantation en temps-réel (temps de calcul et moyens techniques), afin de dégager l'algorithme le plus adapté à notre type d'application. Enfin, nous mettrons en évidence les domaines d'application et les limitations de ces méthodes.

Les résultats de simulation, effectués avec ADS (Advanced Design System) d'Agilent Technology co-simulé avec Matlab pour la validation du système de détection des DoAs seront présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

II. LE DEMODULATEUR CINQ-PORT EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBAN.

Le réflectomètre six-port a été développé par Engen [1] dans les années 1970 comme analyseur de réseaux vectoriel à faible coût et à haute précision. Le réflectomètre six-port ou cinq-port a été ensuite utilisé pour d'autres types d'applications telles que le discriminateur de fréquence permettant de réaliser un radar anticollision pour l'automobile [2], le démodulateur homodyne de signaux radio fréquence (RF) [3] [4] [5] et [6]. Il est également employé dans les boucles à verrouillage de phase et de récupération de porteuse [7] et comme nous le présentons dans cette partie, dans des systèmes de détermination des directions d'arrivée de signaux RF [8] [9]. Le système cinq port effectue une conversion directe des signaux RF et mesure le rapport complexe entre le signal radio fréquence et le signal d'oscillateur local (OL) à partir des tensions mesurées aux trois sorties et un traitement numérique associé.

Ce système cinq-port bénéficie de plusieurs avantages : mesure vectorielle des enveloppes complexes (amplitude et phase) des signaux reçus par chaque antenne, faible coût de réalisation, possible intégration en technologie MMIC [10], la possibilité de calibrer toute la chaîne de réception et aussi la capacité à mesurer des canaux variant dans le temps.

II.1. Rappel sur le fonctionnement du système cinq-port

Le réflectomètre six-port est un dispositif de mesure apparu au cours des années soixante-dix, il permet de mesurer les valeurs des impédances complexes en utilisant seulement des mesures de puissances suivies d'un traitement numérique des données obtenues. Une simplification du système six-port (suppression de l'accès de sortie utilisé pour fournir l'information sur la puissance du signal de référence) a permis l'apparition du système à cinq accès ou système cinq-port. Comme le montre la **figure III.1**, le système cinq-port est composé d'un circuit RF interférométrique linéaire à cinq branches, jouant le rôle de sommateur entre les deux ondes entrantes a_1 et a_2 et de trois détecteurs de puissances à diode mesurant chacun la puissance de ces trois mélanges interférométriques.

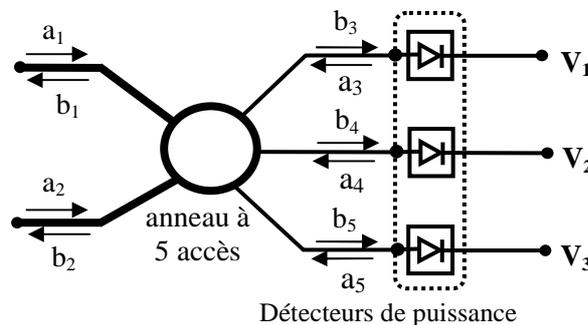


Figure III.1: Schéma du réflectomètre cinq-port

Le système cinq-port peut être utilisé comme analyseur de réseaux permettant de mesurer les paramètres de dispersions d'un dispositif à partir du rapport complexe mesuré qui est une combinaison linéaire de trois tensions mesurées aux trois sorties. Pour déterminer ce rapport complexe entre les deux ondes incidentes, nous allons nous intéresser aux équations régissant le comportement du réflectomètre cinq-port. Considérons un circuit interférométrique à cinq accès illustré sur la **figure III.1**. D'après sa matrice S , nous pouvons écrire :

$$b_i = \sum_{j=1}^5 S_{ij} a_j, \quad \text{avec } i = 1, \dots, 5 \quad (\text{III.1})$$

où a_i et b_i sont les pseudo-ondes de puissances entrantes et sortantes de la jonction, et les S_{ij} sont les paramètres de dispersion.

Les coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissances connectées à l'accès j sont définis comme :

$$a_j = b_j \Gamma_j, \quad \text{avec } i = 3, 4, 5 \quad (\text{III.2})$$

En combinant l'équation (III.1) et l'équation (III.2), il est donc possible d'écrire :

$$b_i = A_i a_1 + B_i a_2, \quad \text{avec } i = 3, 4, 5 \quad (\text{III.3})$$

Les 3 ondes incidentes b_3 , b_4 et b_5 sur les détecteurs de puissance sont alors des combinaisons linéaires des signaux a_1 et a_2 . Où les paramètres complexes A_i et B_i sont les constantes caractéristiques de la structure du circuit interférométrique à cinq accès déterminées par le calibrage.

On peut aussi montrer que les tensions détectées aux sorties de la jonction s'écrivent :

$$v_i = |b_i|^2 (1 - |\Gamma_i|^2) = K_i |b_i|^2, \quad \text{avec } i = 3, 4, 5 \quad (\text{III.4})$$

$$v_i = K_i |A_i a_1 + B_i a_2|^2, \quad \text{avec } i = 3, 4, 5 \quad (\text{III.5})$$

Le but recherché dans notre cas étant de démoduler les signaux RF c'est-à-dire de régénérer l'enveloppe complexe du signal à partir du rapport complexe entre les deux ondes reçues a_1 et a_2 , on injecte en entrée 1 le signal d'OL $a_1 = A_{OL} \exp(j2\pi f_{OL} t)$ et en entrée 2 le signal RF $a_2 = A_{RF} \text{env}(t) \exp(j2\pi f_{RF} t)$ à démoduler, où $\text{env}(t) = I(t) + jQ(t)$ est l'enveloppe complexe du signal RF. En supposant que $f_{RF} = f_{OL}$, l'équation (III.5) devient :

$$v_i = K_i |A_i A_{OL} + B_i A_{RF} \text{env}(t)|^2, \quad \text{avec } i = 3, 4, 5 \quad (\text{III.6})$$

En posant :

$$w = B_i A_{RF} \text{env}(t) \quad (\text{III.7})$$

Les trois équations définies par (III.6) deviennent :

$$\begin{cases} v_3 \left(\frac{1}{K_i} \right) = |w - q_3|^2 \\ v_4 \left(\frac{1}{K_i} \left| \frac{B_3}{B_4} \right|^2 \right) = |w - q_4|^2 \\ v_5 \left(\frac{1}{K_i} \left| \frac{B_3}{B_5} \right|^2 \right) = |w - q_5|^2 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

où $q_3 = -A_3 A_{OL}$, $q_4 = -\frac{A_4 B_3 A_{OL}}{B_4}$ et $q_5 = -\frac{A_5 B_3 A_{OL}}{B_5}$

Le système d'équation (III.8) décrit trois cercles de centre q_3 , q_4 et q_5 , dont les rayons respectifs sont donnés par $v_3 \left(\frac{1}{K_i} \right)$, $v_4 \left(\frac{1}{K_i} \left| \frac{B_3}{B_4} \right|^2 \right)$ et $v_5 \left(\frac{1}{K_i} \left| \frac{B_3}{B_5} \right|^2 \right)$.

La **figure III.2** et le système d'équation (III.8), nous montre que l'intersection des trois cercles donne le nombre complexe w .

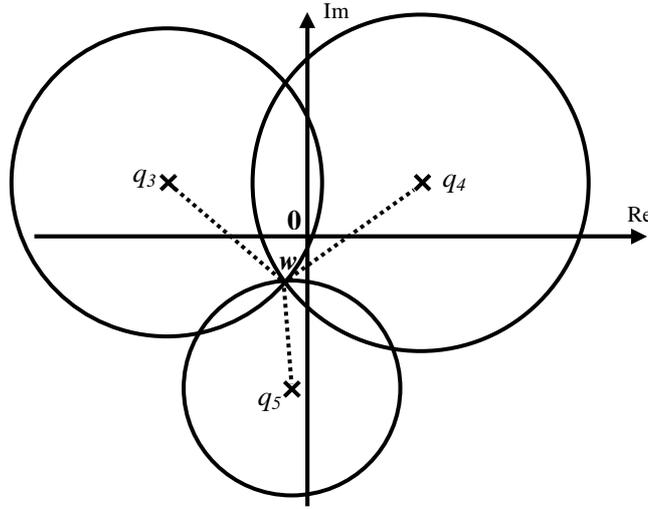


Figure III.2: Détermination géométrique de w à partir de l'intersection de 3 cercles

Les centres q_i ($i = 3, 4, 5$) des cercles sont des points complexes obtenus par calibrage [10]. La connaissance de ces trois points complexes q_i et la mesure des trois tensions de sorties, nous permet de déterminer w et ainsi l'enveloppe complexe par la relation (III.7). La position optimale des points q_i dans le plan complexe est un critère important pour obtenir une estimation correcte de w . Un bon compromis donné par [11] est obtenu lorsque les modules des vecteurs représentant les points q_i sont égaux :

$$|q_3| = |q_4| = |q_5| \quad (\text{III.9})$$

et que leur déphasage relatif est de $\pm 120^\circ$:

$$\arg\left(\frac{q_5}{q_3}\right) = 120^\circ \text{ et } \arg\left(\frac{q_4}{q_3}\right) = -120^\circ \quad (\text{III.10})$$

Comme nous l'avons décrit précédemment le système cinq-port est constitué d'un circuit RF linéaire à 5 accès et de trois détecteurs de puissance. Dans la suite, nous allons décrire chacun de ces éléments constitutifs du cinq-port.

II.2. Analyse de l'anneau interférométrique à cinq branches

Dans ce travail, nous avons utilisé le modèle du circuit interférométrique présenté dans [4], réalisé à partir d'un anneau à cinq branches en technologie micro-ruban (**figure III.3**). L'anneau à cinq branches est constitué d'un anneau circulaire et de cinq accès équivalents, représenté sur la **figure III.3**. Son rôle est de réaliser trois additions vectorielles des 2 signaux entrants: signal Radio Fréquence a_1 reçu par l'antenne et signal de l'Oscillateur Local a_2 .

L'anneau à 5 branches a deux propriétés (réciproque et symétrique), les éléments de sa matrice S peuvent donc être définis comme ci-dessous.

♣ Propriété réciproque, $S_{ij} = S_{ji} \forall i, j \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$

♣ propriété symétrique, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55}$

$$S_{12} = S_{15} = S_{23} = S_{34} = S_{45}$$

$$S_{13} = S_{14} = S_{24} = S_{25} = S_{35}$$

En utilisant ces propriétés, il n'y aura que trois éléments de la matrice S de l'anneau à cinq branches qui sont indépendants (S_{11} , S_{12} et S_{13}). Les relations entre les valeurs propres (S_1 , S_2 et S_3) de la matrice S et ces trois paramètres indépendants données par Dicke [12] en utilisant les propriétés de symétrie et de rotation de l'anneau à cinq accès sont les suivantes:

$$S_{11} = (S_1 + 2S_2 + 2S_3)/5 \quad (\text{III.11})$$

$$S_{12} = (S_1 + 2S_2 \cos(2\pi/5) + 2S_3 \cos(4\pi/5))/5 \quad (\text{III.12})$$

$$S_{13} = (S_1 + 2S_2 \cos(4\pi/5) + 2S_3 \cos(2\pi/5))/5 \quad (\text{III.13})$$

D'après les équations (III.11), (III.12) et (III.13), il n'y aura que trois valeurs propres de la matrice S indépendantes. Les valeurs propres S_2 et S_3 sont deux fois dégénérées. Si l'on considère que le dispositif à cinq accès est sans perte et d'après l'article [12], les modules des valeurs propres doivent être égale à l'unité :

$$|S_1| = |S_2| = |S_3| = 1 \quad (\text{III.14})$$

Posons arbitrairement que la phase de S_1 vaut 180° et dans le cas d'une jonction sans pertes, nous avons :

$$S_1 = -1 \quad S_2 = e^{j\psi_2} \quad S_3 = e^{j\psi_3} \quad (\text{III.15})$$

Si en outre le système est adapté, et en utilisant l'équation (III.15), la formule (III.11) devient :

$$5S_{11} = -1 + e^{j\psi_2} + e^{j\psi_3} = 0 \quad (\text{III.16})$$

Cette égalité est vérifiée si et seulement si :

$$\psi_2 = -\psi_3 = \psi = \arccos(1/4) \cong 75.5^\circ \quad (\text{III.17})$$

Les équations (III.15) et (III.17), nous permet de connaitre les expressions des 3 valeurs propres de S. Et en remplaçant ces valeurs dans les équations (III.12) et (III.13), on obtient l'expression des éléments de matrice S:

$$S_{12} = 1/2 e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{et} \quad S_{13} = 1/2 e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{III.18})$$

Ce qui donne :

$$|S_{12}| = |S_{13}| = 0.5 \quad \text{et} \quad \arg(S_{12}) = -\arg(S_{13}) = \pm 2\pi/3 \quad (120^\circ) \quad (\text{III.19})$$

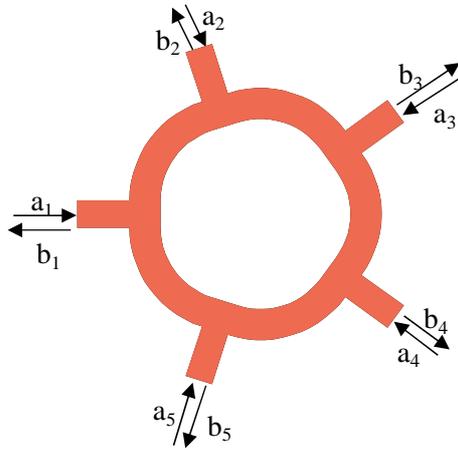


Figure III.3: Anneau interférométrique à cinq branches

Ainsi, la jonction à cinq branches adaptée fonctionne comme un diviseur de puissance, fractionnant la puissance reçue en entrée et distribuant des puissances égales à chacune des quatre autres voies avec des déphasages de +/-120°.

Hansson et Riblet [13] ont montré que les propriétés d'un anneau à 5 accès adapté permettent de réaliser un cinq-port avec des points q_i vérifiant les conditions décrites par les équations (III.9) et (III.10).

II.3. Simulations et réalisation du circuit cinq-port en technologie micro-ruban

Les différents éléments constituant le circuit cinq-port présenté précédemment ont été simulés et optimisés sous ADS afin d'avoir un système cinq-port fonctionnant dans la bande 3.4-3.6 GHz.

Le substrat utilisé pour notre étude est un verre téflon dont les caractéristiques sont les suivantes :

- le diélectrique est d'épaisseur $h = 1.016 \text{ mm}$, de permittivité $\epsilon_r = 3.5$ et les pertes diélectriques $\tan(\delta) = 0.003$.
- Conducteur double face cuivrée, avec une épaisseur de cuivre $e = 9 \mu\text{m}$.

II.3.1. Dimensionnement de l'anneau à cinq accès

Le dimensionnement de l'anneau à cinq accès en technologie microruban a été décrit dans plusieurs travaux [13] [14]. Deux accès adjacents sont connectés par une ligne de transmission de longueur l et d'impédance caractéristique Z . La longueur l de la ligne étant égale à $1/5^{\text{ème}}$ de la circonférence de l'anneau, nous obtenons ainsi la valeur du rayon de l'anneau: $R = 5l/2\pi$. Les cinq lignes d'accès ont pour impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$.

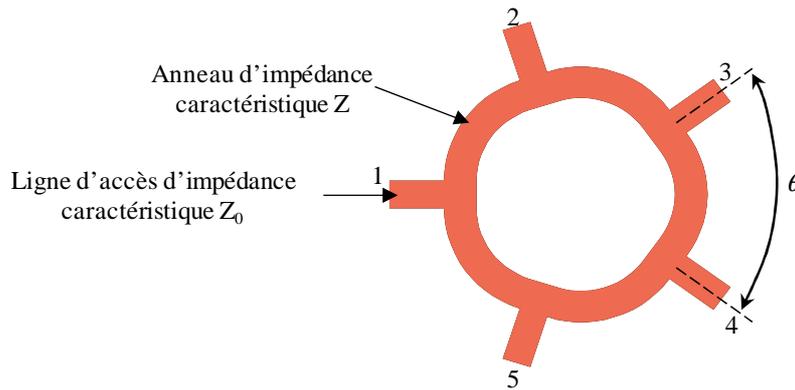


Figure III.4: Layout de l'anneau à cinq accès

L'adaptation à une fréquence précise est obtenue en ajustant les deux paramètres : le rayon R et l'impédance Z de l'anneau. Les deux conditions suivantes nous permettent de déterminer ces deux paramètres (rayon et largeur de l'anneau) [13].

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda} = \arccos(1/4) \cong 75.5^\circ \quad (\text{III.20})$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2 \sin \theta} Z_0 = \frac{2}{\sqrt{5}} Z_0 \cong 44.7 \Omega \quad (\text{III.21})$$

où λ représente la longueur d'onde d'utilisation du système et θ la longueur électrique.

Après optimisation du rayon et de la largeur de l'anneau sous ADS, nous obtenons les dimensions suivantes :

- Largeur des lignes d'accès 50 ohms : 2.28 mm
- Largeur de l'anneau 44.7 ohms : 2.56 mm
- Rayon de l'anneau : 7.35 mm

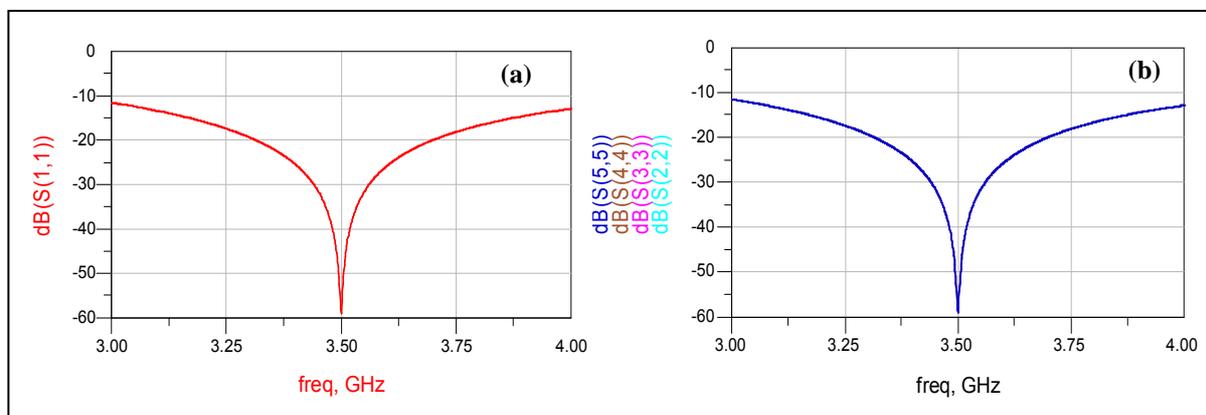


Figure III.5: Coefficients de réflexion simulés aux accès 1, 2, 3, 4 et 5 de l'anneau

Remarque : pour obtenir des phases de $\pm 120^\circ$ des paramètres non nuls (S_{ij} , $i \neq j$) de la matrice S comme en théorie, il faut optimiser ou faire un choix judicieux de la longueur des 5 lignes d'accès.

Sur la **figure III.5**, nous avons respectivement tracé les modules du coefficient de réflexion S_{11} mesuré à l'entrée 1 et des coefficients de réflexion mesurés aux accès 2, 3, 4 et 5 de l'anneau à cinq branches. Nous voyons que le système est bien adapté ($S_{11} < -14$ dB) sur une bande d'environ 800 MHz autour de 3.5 GHz.

Les **figures III.6** et **III.7**, montrent respectivement que les phases des paramètres S_{ij} ($i \neq j$) de l'anneau à 5 accès sont d'environ $\pm 120^\circ$ et leurs modules sont environ égaux à 0.5 autour de 3.5 GHz, ce qui confirme l'équation (III.18).

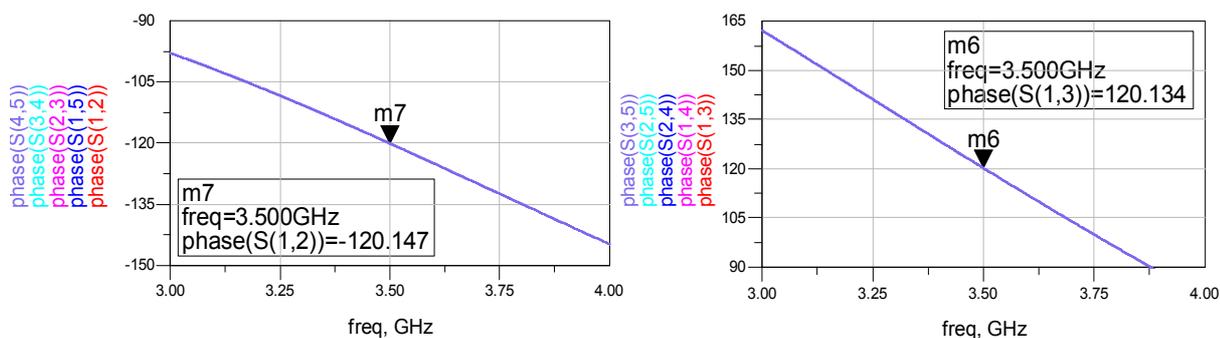


Figure III.6: Phases des paramètres S_{ij} ($i \neq j$) de l'anneau à accès

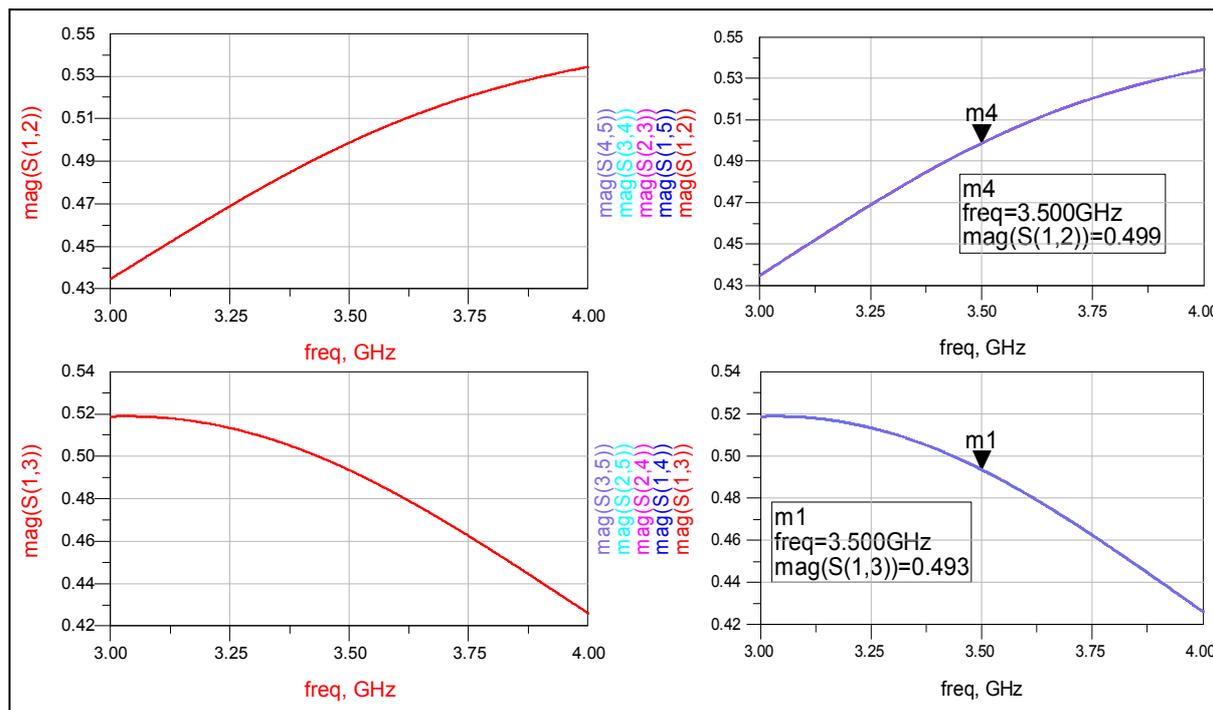


Figure III.7: Modules des paramètres S_{ij} ($i \neq j$) de l'anneau à accès

Les courbes des différents paramètres S de l'anneau à cinq ports ont permis de vérifier que les résultats obtenus par simulation sous ADS sont conformes à la théorie.

Après avoir dimensionné et optimisé l'anneau à 5 accès, nous allons maintenant dimensionner les détecteurs de puissance que nous allons relier aux trois sorties de l'anneau.

II.3.2. Description du détecteur de puissance

II.3.2.1. Détecteur de puissance à diode Schottky

Les détecteurs de puissance reliés aux trois sorties de l'anneau permettant de récupérer les composantes Basses-Fréquences (BF) sont des détecteurs de puissance à diode. Ils sont caractérisés par un temps de réponse relativement court, une bonne sensibilité et une grande dynamique [14]. La limitation principale de ces détecteurs à diode est la non-linéarité de leur réponse à des puissances élevées. Il est donc nécessaire de modéliser le comportement des diodes afin de compenser cette non-linéarité.

Le circuit de détection utilisé dans le cadre de ce travail est un détecteur à diode Schottky, représenté sur la **figure III.8**. Il est composé d'une capacité C_L de liaison permettant de bloquer toute composante continue parasite générée par la diode, d'une diode Schottky qui est l'élément non-linéaire du circuit et qui a une impédance d'entrée élevée nécessitant ainsi une adaptation de

l'entrée du détecteur par une simple résistance 50Ω . Cette technique d'adaptation résistive n'est pas optimale, mais permet d'élargir la bande passante du détecteur. Un filtre passe-bas RC permet d'éliminer les composantes Haute Fréquence (HF) et de garder les signaux Basse Fréquence (BF). Les valeurs de R , C et de la résistance vidéo R_v de la diode déterminent le temps de montée et de descente du détecteur.

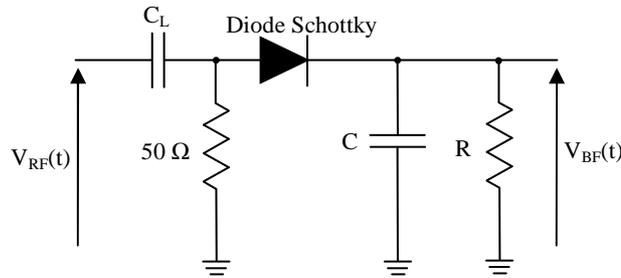


Figure III.8: Détecteur de puissance à diode Schottky

II.3.2.2. Dimensionnement des détecteurs de puissance

Nous avons simulés sous ADS le circuit de détection de la **figure III.8**, à un détail près car nous avons ajouté un stub papillon à la sortie de la diode, après la capacité C . Son rôle est d'améliorer l'effet de filtrage du signal RF en sortie, ainsi d'éviter de brusques discontinuités ou des changements d'impédance. La mise au point de ces détecteurs a été faite en utilisant une diode Schottky HSMS2852 [15] dont le modèle est fourni par Agilent, les valeurs des composants choisies pour le filtre RC sont : $R = 100 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ pF}$, et la capacité de liaison $C_L = 100 \text{ pF}$.

Pour le dimensionnement des détecteurs de puissance, nous avons optimisé successivement ces différentes parties: l'adaptation en entrée de la diode et le stub papillon qui effectue la fonction de filtrage autour de la fréquence de 3.5 GHz.

II.3.2.3. Adaptation en entrée du détecteur

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation du coefficient de réflexion S_{11} en entrée du détecteur sans la charge 50Ω et en présence de la charge 50Ω . On vérifie qu'en présence de la résistance 50Ω , l'adaptation en entrée du détecteur est satisfaisante, S_{11} est inférieur à -40 dB à la fréquence de 3.5 GHz. On remarque de même que, dans une large bande, le paramètre S_{11} est inférieur à -20 dB .

Cette adaptation résistive obtenue grâce à la résistance 50Ω élargit la bande du détecteur au détriment de sa sensibilité. La technique d'adaptation réactive proposée par [16] permet d'obtenir une meilleure sensibilité, mais ne convient pas à une application large bande. Nous constatons qu'en l'absence de la résistance, le paramètre S_{11} est relié à l'adaptation due à la ligne micro-ruban.

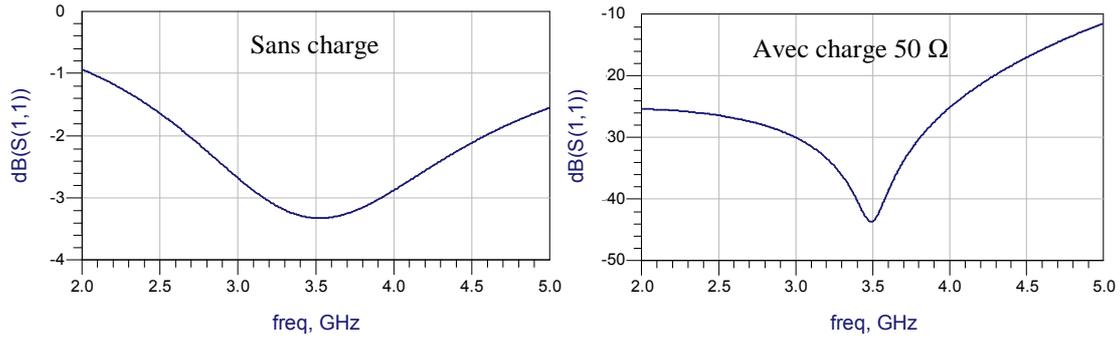


Figure III.9: S_{11} en entrée du détecteur sans charge et en présence de la charge 50Ω

II.3.2.4. Stub papillon

Un stub papillon est un circuit ouvert placé en parallèle sur la ligne. Sa forme permet d'éviter de brusques discontinuités, grâce à un élargissement progressif, et d'obtenir une large bande de fréquence de fonctionnement. Pour ramener un court-circuit sur la ligne à la fréquence de 3.5 GHz, le stub doit avoir une longueur de $\lambda_{eff}/4$.

Où $\lambda_{eff} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ est la longueur d'onde effective, λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et ϵ_{eff} est la permittivité effective.

La largeur du stub est théoriquement calculée en posant $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$.

Après optimisation du stub papillon sous ADS à la fréquence 3.5 GHz, nous obtenons une longueur de 8.69 mm

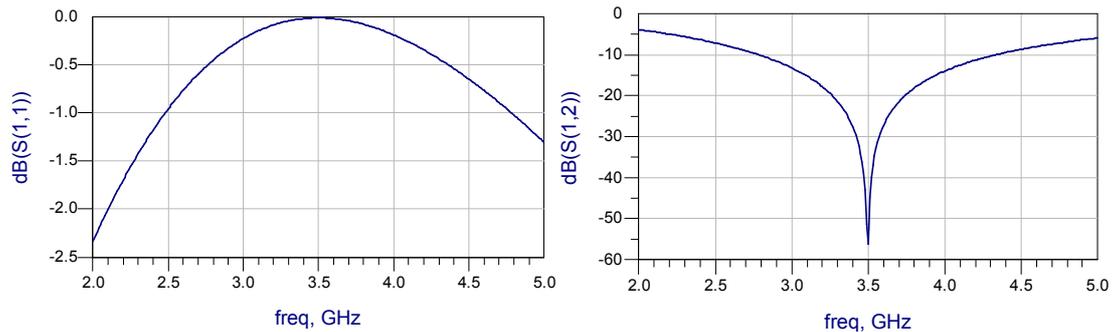


Figure III.10: Efficacité ou taux de rejection du stub papillon

Les résultats de simulation de paramètres S_{11} et S_{12} du stub papillons en fonction de la fréquence sont présentés sur la **figure III.10** et nous constatons, qu'autour de la fréquence centrale de 3.5 GHz, le paramètre S_{11} est proche de 0 dB et le paramètre S_{12} est inférieur à -50 dB. Autrement dit, autour de cette fréquence, l'essentiel de la puissance incidente est réfléchi et la puissance transmise à travers le dispositif est quasi-nulle. On a une rejection supérieure à 50 dB

autour de 3.5 GHz. Pour une application large bande, il est indispensable d'utiliser plusieurs stubs pour élargir la bande de réjection.

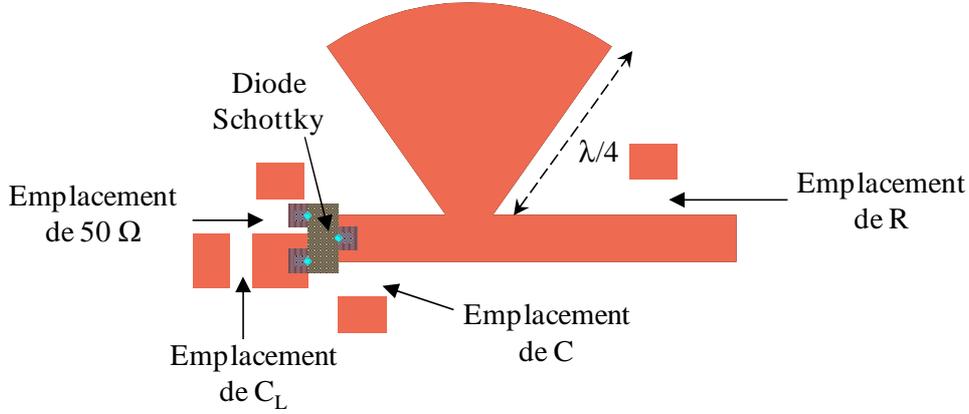


Figure III.11: Layout du détecteur à la fréquence de 3.5GHz

La **figure III.11** présente le layout du détecteur optimisé sous ADS et fonctionnant autour de 3.5 GHz. Sur cette figure, on retrouve le stub papillon et l'emplacement des différents composants constituant le détecteur.

Après avoir décrit la structure du détecteur de puissance à diode Schottky, nous allons maintenant présenter son principe de fonctionnement pour la détection du signal.

II.3.2.5. Principe de la détection quadratique

La caractéristique du courant $i(t)$ parcourant la diode dû au signal RF $V_{RF}(t)$ est donnée par l'équation suivante :

$$i(t) = I_s \left(\exp\left(\frac{q}{nkT} V_{RF}(t)\right) - 1 \right) \quad (\text{III.22})$$

où I_s est le courant de saturation de la diode qui est égale à $3\mu\text{A}$ pour les diodes de la série HSMS285x [15], n est le facteur d'idéalité qui est égale à 1.06, q est la charge de l'électron, k est la constante de Boltzmann et T représente la température en degré Kelvin. ($kT/q \cong 26\text{mV}$ pour $T = 300^\circ\text{K}$).

Si le signal d'entrée $V_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_{RF} t)$ est de faible puissance ($A < kT/q$) et en utilisant le développement en série de la fonction exponentielle, l'équation (III.22) devient :

$$i(t) = I_s \frac{q}{nkT} V_{RF}(t) + \frac{I_s}{2} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2 V_{RF}^2(t) + \dots \quad (\text{III.23})$$

Le circuit équivalent de sortie du détecteur peut être modélisé par le schéma ci-dessous [17] [18]. Où R est la résistance de charge, C est la capacité équivalente et $R_v = nkT/I_s$ est la résistance vidéo de la diode qui vaut environ 9 K Ω pour la diode HSMS2852.

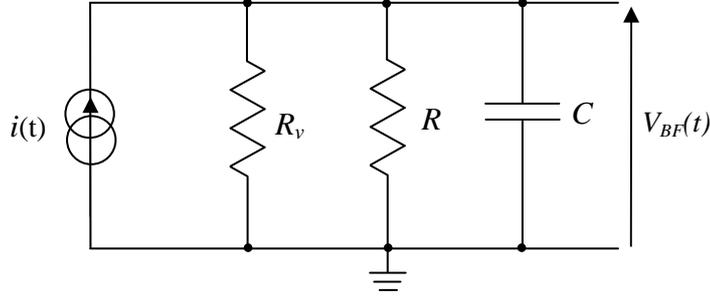


Figure III.12: Schéma du modèle équivalent de sortie du détecteur à diode

Sur la **figure III.12**, les résistances R et R_v forment avec le condensateur C un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure f_c :

$$f_c = \frac{R_v + R}{2\pi R_v R C} \quad (\text{III.24})$$

Après filtrage passe-bas, et en remplaçant l'expression de la tension d'entrée RF $V_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_{RF} t)$ dans l'équation (III.23), nous obtenons l'expression suivante :

$$i(t) = \frac{I_s}{2} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2 (A \cos(2\pi f_{RF} t))^2 \quad (\text{III.25})$$

L'équation (III.25) traduit le comportement quadratique de la diode pour des faibles puissances d'entrée. D'après la loi d'Ohm, la tension mesurée à la sortie du détecteur sera donc :

$$V_{BF}(t) = \left(\frac{q}{2\sqrt{2}nkT} \right)^2 \frac{R \cdot R_v}{R + R_v} I_s A^2 = \alpha P_{RF} \quad (\text{III.26})$$

Et d'après l'équation (III.26), la tension de sortie est proportionnelle au carré de l'amplitude du signal d'entrée, c'est-à-dire à la puissance RF appliquée. Le facteur α est le coefficient de proportionnalité qui représente la sensibilité du détecteur exprimé en V/W. Ce mode de fonctionnement n'est valable que pour des faibles puissances.

Pour représenter la caractéristique et le mode de fonctionnement d'un détecteur à diode Schottky, nous avons simulé sous ADS le circuit de la **figure III.13** en utilisant le modèle de la diode HSMS2852. Un générateur « P1_Tone » produisant un signal entre -60 dBm et 15 dBm à la fréquence de 3.5 GHz est relié à l'entrée du détecteur et une sonde Vout est reliée à la sortie de ce dernier pour mesurer la tension de sortie (voir **figure III.13**).

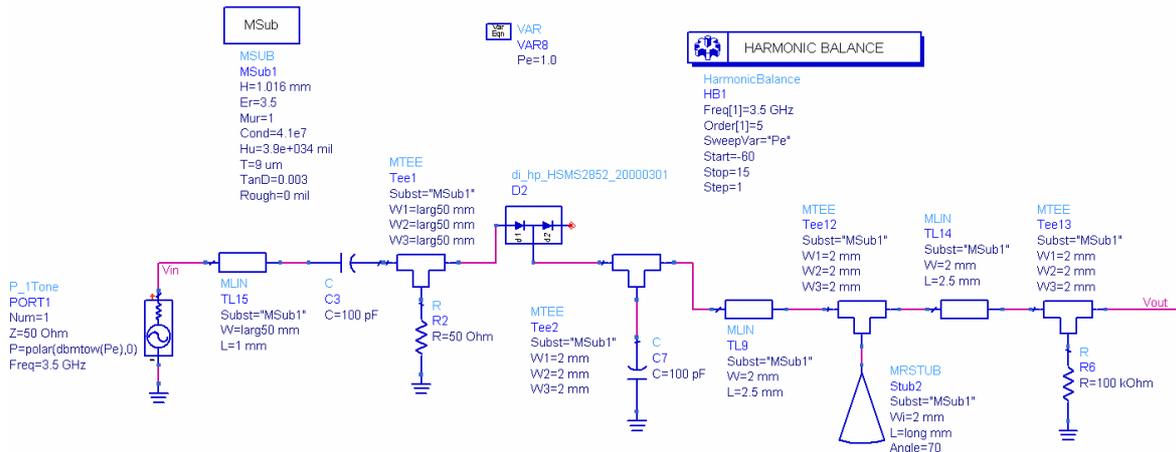


Figure III.13: Détecteur de puissance à diode Schottky simulé sous ADS

La caractéristique (la tension de sortie en fonction de la puissance du signal RF injecté en entrée) de ce détecteur à diode représentée sur la **figure III.14** a été obtenu en utilisant le mode de simulation "HARMONIC BALANCE" d'ADS qui prend en compte les non-linéarités du modèle et en faisant varier la puissance à l'entrée du détecteur (SweepVar='Pe') entre -60 dBm et 15 dBm et en mesurant la tension correspondante à la sortie du détecteur.

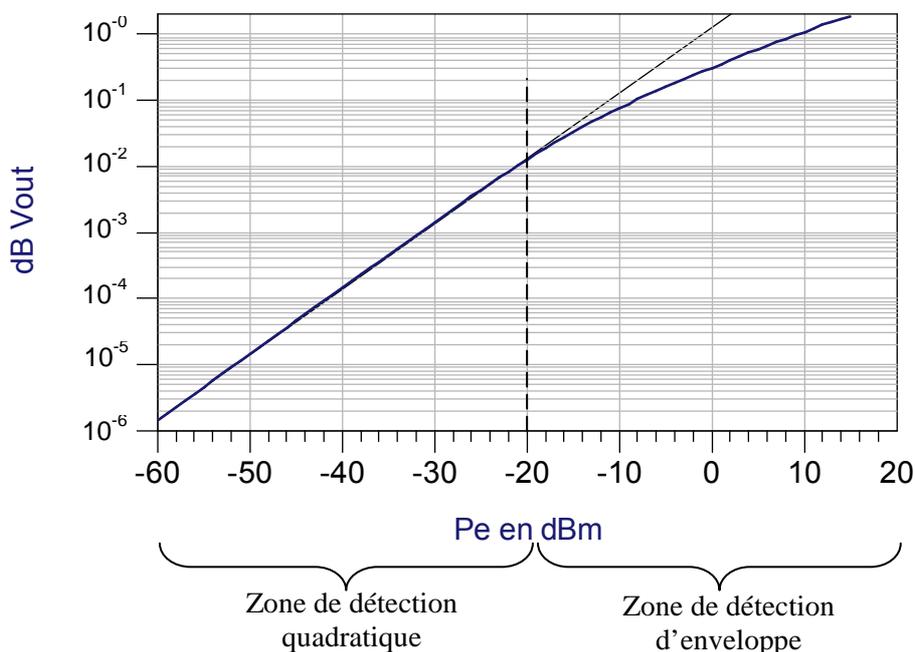


Figure III.14: Caractéristique du détecteur à diode Schottky

Sur la **figure III.14**, nous voyons qu'il existe deux modes de fonctionnement : Pour des puissances d'entrée faible ($Pe < -20\text{ dBm}$), le dispositif réalise une détection quadratique mise en évidence par l'équation (III.26) et permet de mesurer la puissance du signal RF d'entrée. Pour des puissances d'entrée plus élevée ($Pe > -20\text{ dBm}$), la diode fonctionne en commutation et les

approximations faites précédemment ne sont plus valables, le dispositif réalise donc une détection d'enveloppe classique. La tension de sortie est alors proportionnelle à l'amplitude du signal RF d'entrée.

En pratique, nous devons donc augmenter la dynamique du détecteur pour la mesure de puissance en appliquant la technique de linéarisation présenté par Potter [14].

II.3.3. Principe de linéarisation des détecteurs de puissance

Pour corriger la tension de sortie du détecteur de puissance, plusieurs modèles ont été proposés [14] [19] [20]. Nous allons utiliser le modèle non-linéaire proposé par Potter [14] et repris par [10] qui est appropriée aux systèmes cinq-port. Ce modèle s'approche plus de la loi qui décrit la relation entre tension et le courant d'une diode. Cette méthode repose sur le fait que le détecteur est linéaire pour des faibles niveaux de puissance où la tension détectée est proportionnelle à la puissance du signal d'entrée et sur la répétabilité du pas d'atténuation entre les mesures de puissance dans la dynamique souhaitée. Le modèle non-linéaire proposé est défini par :

$$P_{corr} = \alpha v_{mes} \exp(f(v_{mes})) \quad (\text{III.27})$$

où P_{corr} est la valeur de la puissance corrigée, v_{mes} est la tension mesurée à la sortie du détecteur, α est la sensibilité du détecteur et $f(v_{mes})$ est la fonction de correction définie par :

$$f(v_{mes}) = \sum_{i=1}^M b_i v_{mes}^i \quad (\text{III.28})$$

où les b_i sont des coefficients qui décrivent la loi de détection de la diode calculés pendant le processus de caractérisation et M est le degré du polynôme.

Afin de réaliser la correction de la tension v_{mes} , il faut déterminer les coefficients du polynôme $f(v_{mes})$ pour que la valeur de la puissance P_e dans la dynamique de mesure soit proportionnelle à la puissance corrigée P_{corr} . En admettant que le pas d'incrément ΔP de la puissance délivrée par le générateur est constant pendant l'étape de caractérisation du détecteur, afin de garantir que le rapport entre deux mesures successives soit constant :

$$p = \frac{P_{corr}(n+1)}{P_{corr}(n)} = cste \quad (\text{III.29})$$

en remplaçant l'expression de P_{corr} dans l'équation (III.29), on obtient :

$$p = \frac{v_{mes}(n+1) \exp(f(v_{mes}(n+1)))}{v_{mes}(n) \exp(f(v_{mes}(n)))} \quad (\text{III.30})$$

En exprimant l'équation (III.30) sous forme linéaire, nous obtenons :

$$\ln p = \ln(v_{mes}(n+1)) - \ln(v_{mes}(n)) + f(v_{mes}(n+1)) - f(v_{mes}(n)) \quad (\text{III.31})$$

En combinant l'équation (III.28) avec l'équation (III.31), nous obtenons les $N-1$ équations vérifiées par v_{mes} pour $n \in \{1, \dots, N-1\}$:

$$\sum_{i=1}^M b_i v_{mes}^i(n+1) - \sum_{i=1}^M b_i v_{mes}^i(n) - \ln p = \ln \left(\frac{v_{mes}(n)}{v_{mes}(n+1)} \right) \quad (\text{III.32})$$

Ainsi nous obtenons un système de $N-1$ équations avec $M+1$ inconnues, où N est le nombre de points mesurés et M le degré du polynôme ($N \geq M+1$). Le système peut s'écrire sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{pmatrix} A_{1,1} & \dots & A_{1,M} & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ A_{N-1,1} & \dots & A_{N-1,M} & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_M \\ \ln p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ln \left(\frac{v_{mes}(1)}{v_{mes}(2)} \right) \\ \vdots \\ \ln \left(\frac{v_{mes}(N-1)}{v_{mes}(N)} \right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

où $A_{n,i} = v_{mes}^i(n+1) + v_{mes}^i(n)$

La technique d'inversion matricielle nous permet d'obtenir les coefficients b_i si le nombre de points mesurés N est égal à $M+1$. Cependant, pour améliorer la précision nous utilisons la méthode des moindres carrés (LMS: Least Mean Square) avec $N \geq M+1$ pour obtenir les coefficients du modèle de correction. Cette méthode permet de calculer un modèle de correction sans connaître à priori la puissance injectée, la valeur du pas d'incrément ΔP et la sensibilité du détecteur. Cependant, elle nécessite la répétabilité et la constance du pas d'incrément sur toute la dynamique de mesure de puissance, afin de garantir la qualité du modèle de correction.

II.3.4. Procédure de correction de puissance dans les systèmes cinq-port

Pour linéariser les détecteurs de puissance du système cinq-port et valider la méthode de linéarisation, les simulations ont été accomplies sous ADS d'après le schéma de la **figure III.15** en utilisant le modèle du circuit interférométrique linéaire RF à cinq branches décrit précédemment et en utilisant l'environnement de simulation (ou simulateur) d'ADS, "HARMONIC BALANCE" (cette technique de simulation basé sur une analyse fréquentielle permet de simuler les non-linéarités d'un dispositif en considérant le fondamental et les harmoniques) à la fréquence de 3.5 GHz.

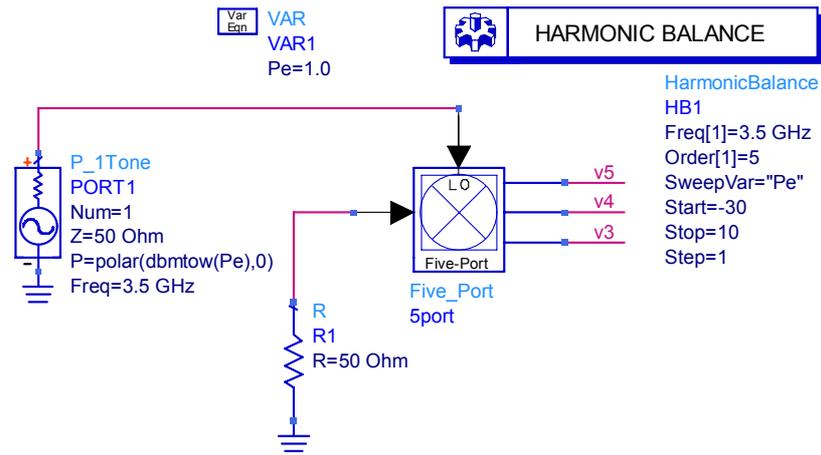


Figure III.15: Linéarisation des détecteurs de puissances du cinq-port

Le schéma de la procédure expérimental permettant de réaliser la correction de puissance des quatre détecteurs du système cinq-port est montré sur la **figure III.15**. Il comprend un générateur RF connecté à l'accès 1 du cinq-port, qui génère un signal CW de puissance P_e à la fréquence de 3.5 GHz, trois sondes (v5, v4, et v3) mesurent les 3 tensions de sortie et une charge 50 ohms est connectée à l'accès 2 du cinq-port pour équilibrer les trois tensions de sortie.

Le système a été simulé en faisant varier la puissance P_e du générateur de -30 dBm à $+10 \text{ dBm}$ avec un pas d'incrément constant de 1 dBm . Les trois tensions acquises aux sorties de chacun des détecteurs ont été enregistrés dans un fichier pour un traitement ultérieur. A partir de ces tensions acquises, nous avons exécuté les procédés de linéarisation écrits sous MATLAB pour déterminer les trois modèles de correction. Nous obtenons les résultats ci-dessous avec un polynôme d'ordre $M = 6$.

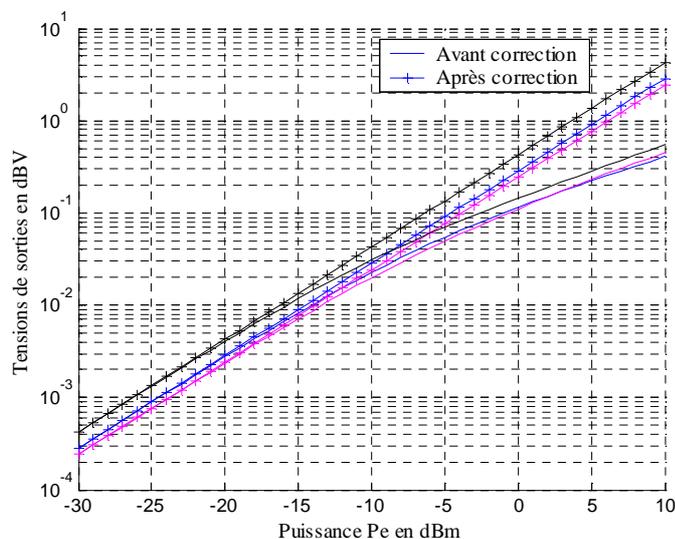


Figure III.16: Tensions détecté avant et après correction en fonction de P_e

Après correction, nous obtenons 18 coefficients de corrections pour les trois détecteurs de puissances et nous observons clairement sur la **figure III.16** qu'après correction, les tensions de sortie v_3 , v_4 et v_5 sont proportionnelles à la puissance d'entrée P_e du générateur sur toute la dynamique de mesure.

Sur la **figure III.17**, sont présentées les pentes des tensions avant et après correction en fonction de l'indice de mesure représentant la dynamique de puissance de -30 dBm à $+10 \text{ dBm}$. Après correction, on voit que les pentes des trois tensions sont constantes, cela assure donc une bonne linéarité du détecteur.

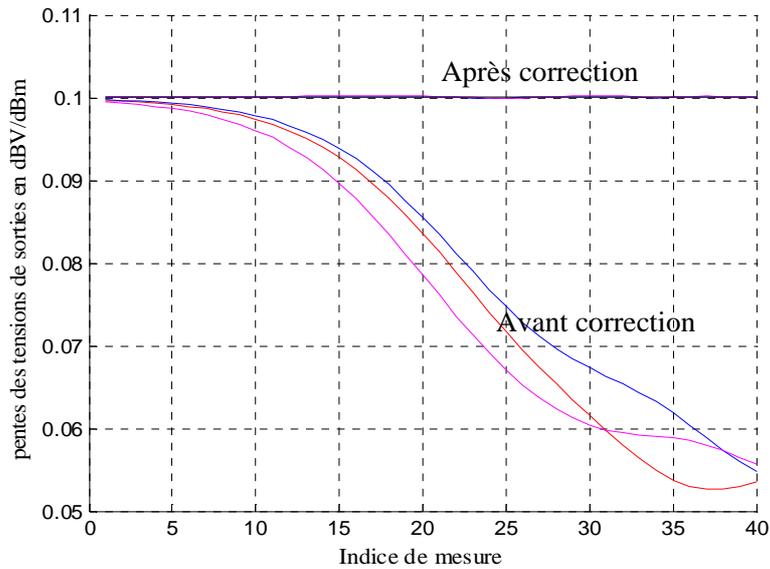


Figure III.17: Pentes des tensions détectées avant et après correction

Nous allons maintenant détailler, les 3 tensions de sorties BF (Basse Fréquence) afin d'introduire l'algorithme de calibrage du cinq-port.

II.3.5. Expression des signaux de sorties en bande de base

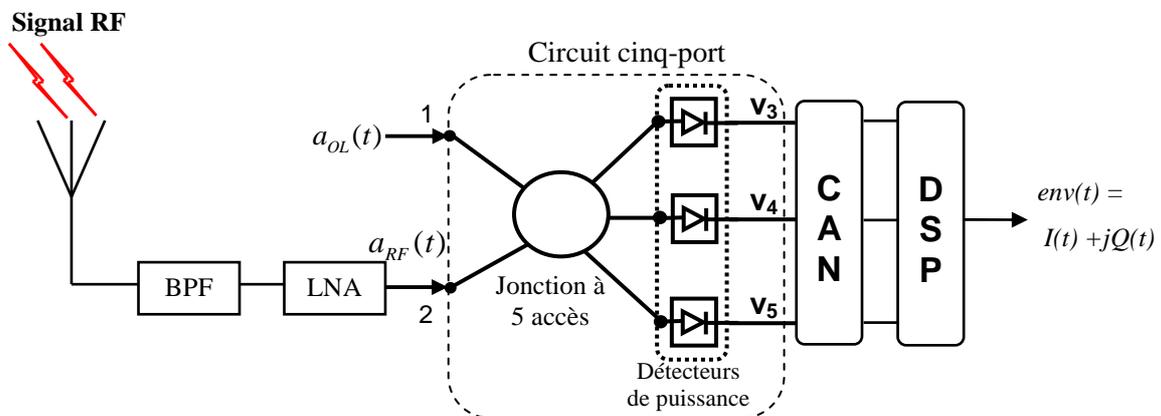


Figure III.18: Système de réception basé sur le cinq-port

Sur la **figure III.18**, le signal RF $a_{RF}(t)$ est injecté à l'accès RF (accès 2) du cinq-port et l'accès 1 qui correspond à l'accès OL du cinq-port, est relié à un Oscillateur Local (OL) générant un signal CW nommé $a_{OL}(t)$. Le cinq-port réalise une addition vectorielle entre les ondes RF et OL, et produit trois tensions de sortie numérisées par des Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN). Ces trois tensions numérisées sont en suite traitées afin de régénérer les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ portant les informations utiles.

En utilisant l'équation (III.1) définissant la relation entre les ondes incidentes et réfléchies aux ports de l'anneau à 5 branches, et l'équation (III.2) déterminant les coefficients de réflexion des trois détecteurs de puissance, nous pouvons déterminer 3 équations liant les 3 ondes sortantes (b_3, b_4, b_5) de l'anneau à 5 accès aux 2 ondes entrantes aux accès 1 et 2:

$$b_k = A_k a_{OL} + B_k a_{RF} \quad (\text{III.34})$$

où $k \in \{3, 4, 5\}$, comme nous avons vu précédemment, les paramètres complexes A_k et B_k dépendent des paramètres S de l'anneau à 5 accès et des coefficients de réflexion des trois détecteurs de puissance, à la fréquence d'utilisation $f_{OL} = f_{RF}$. Les expressions des signaux $a_{RF}(t)$ et $a_{OL}(t)$ sont données par:

$$a_{OL}(t) = A_{OL} \exp(j2\pi f_{OL} t) \quad (\text{III.35})$$

$$a_{RF}(t) = A_{RF} (I(t) + jQ(t)) \exp(j(2\pi f_{RF} t + \psi)) \quad (\text{III.36})$$

En utilisant les expressions précédentes et en prenant les parties réelles des 3 ondes b_k , nous obtenons les expressions des trois tensions RF présentes à l'entrée des 3 détecteurs de puissances:

$$v_k(t) = \alpha_k A_{OL} \cos(2\pi f_{OL} t + \varphi_k) + \beta_k A_{RF} (I(t) \cos(2\pi f_{RF} t + \theta_k + \psi) - Q(t) \sin(2\pi f_{RF} t + \theta_k + \psi)) \quad (\text{III.37})$$

où $k \in \{3, 4, 5\}$, les termes α_k et β_k représentent les modules des paramètres complexes A_k et B_k , φ_k et θ_k représentent leurs phases respectives.

Ces 3 tensions sont injectées à l'entrée des détecteurs à diode, qui produisent 3 courants en sortie ayant pour expression :

$$i_k(t) = \frac{I_s}{2} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2 (v_k(t))^2 \quad (\text{III.38})$$

L'équation (III.38) représente la loi quadratique du détecteur à diode existant entre la tension RF d'entrée et le courant en sortie. Ainsi, les 3 tensions de sortie seront:

$$v_{ok}(t) = S(v_k(t))^2 \text{ avec } S = \frac{R \cdot R_V}{R_V} \frac{I_s}{2} \left(\frac{q}{nkT} \right)^2 \text{ et } k \in \{3, 4, 5\} \quad (\text{III.39})$$

En remplaçant l'expression de $v_k(t)$ dans l'équation (III.39) et tenant compte de l'effet du filtre passe-bas RC, nous récupérons les trois tensions de sortie BF s'exprimant par:

$$v_{ok}(t) = \frac{S}{2} \alpha_k^2 A_{OL}^2 + \frac{S}{2} \beta_k^2 A_{RF}^2 (I^2(t) + Q^2(t)) + S \alpha_k \beta_k A_{RF} A_{OL} (I(t) \cos(\phi_k + \psi) + Q(t) \sin(\phi_k + \psi)) \quad (\text{III.40})$$

où $\phi_k = \theta_k - \varphi_k$ et $k \in \{3, 4, 5\}$

L'équation (III.40) nous montre que chaque tension de sortie du cinq-port est la somme de 3 termes: le premier terme représente l'auto-mélange de l'oscillateur local qui correspond à une composante DC indésirable ; le deuxième terme représente l'auto-mélange du signal RF modulé et peut être temporellement variable selon la modulation utilisée, ce terme est indésirable et souvent noté comme « even-order distortion term », qui est produit par une intermodulation d'ordre 2 (loi quadratique du détecteur de puissance); le troisième terme représente le mélange entre le signal de l'oscillateur local et le signal RF modulé, celui-ci transporte l'information et contient l'enveloppe complexe du signal RF.

II.3.6. Procédure de calibrage du système cinq-port

De nombreuses méthodes de calibrage ont été développées pour le système six-port et cinq-port [6] [10] [21-24]. Ces méthodes de calibrage sont classées généralement en deux catégories : la méthode de pré-calibrage où les constantes de calibrages sont déterminées au préalable puis appliquées ensuite pour calculer l'enveloppe complexe du signal lorsque le démodulateur est inséré dans un récepteur et la méthode d'auto-calibrage où le cinq-port est calibré de façon adaptative en utilisant une séquence d'apprentissage connue par l'émetteur et le récepteur. Ce procédé permet de déterminer les 6 coefficients de calibrage de façon adaptative et ajoute la synchronisation des symboles et réalise l'ortho-normalisation et l'égalisation à partir de séquences d'apprentissages.

Nous allons maintenant présenter une technique de calibrage d'un cinq-port développé par G. Neveux [4] et inspirée de [25] [26]. Cette méthode est a priori adaptée aux récepteurs utilisant les systèmes cinq-port comme démodulateur.

II.3.6.1. Régénération des signaux IQ

A partir de l'expression des trois tensions de sorties du cinq-port et des trois vecteurs associés au système triphasé défini dans le paragraphe précédent, nous voulons générer l'enveloppe

complexe du signal RF en déterminant le rapport complexe entre les deux ondes entrantes (signal RF et signal de l'oscillateur local).

$$v_{ok}(t) = \frac{S}{2} \alpha_k^2 A_{OL}^2 + \frac{S}{2} \beta_k^2 A_{RF}^2 (I^2(t) + Q^2(t)) + S \alpha_k \beta_k A_{RF} A_{OL} (I(t) \cos(\phi_k + \psi) + Q(t) \sin(\phi_k + \psi)) \quad (\text{III.41})$$

où $\phi_k = \theta_k - \varphi_k$ et $k \in \{3, 4, 5\}$

En réécrivant l'expression de l'auto-mélange du signal RF : $A_{RF}^2 (I^2(t) + Q^2(t))$, on obtient la somme d'une composante continue V_{DC} et d'un terme variable $v_a(t)$:

$$A_{RF}^2 (I^2(t) + Q^2(t)) = V_{DC} + v_a(t) \quad (\text{III.42})$$

En injectant cette expression dans l'équation (III.41) et en éliminant par soustraction les composantes continues $DC_k = \frac{S}{2} \alpha_k^2 A_{OL}^2 + \frac{S}{2} \beta_k^2 V_{DC}$ estimées par moyennage, nous obtenons les expressions des trois tensions de sorties suivantes :

$$\tilde{v}_{ok}(t) = v_{ok}(t) - \langle v_{ok}(t) \rangle = v_a(t) L_k + I(t) N_k \cos(\phi_k + \psi) + Q(t) N_k \sin(\phi_k + \psi) \quad (\text{III.43})$$

où $L_k = \frac{S}{2} \beta_k^2$, $N_k = \beta_k \alpha_k A_{OL} A_{RF} S$, $I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe du signal.

Nous pouvons écrire un système matriciel à partir des expressions des trois tensions $\tilde{v}_{ok}(t)$ définies par l'équation (III.43) :

$$B \cdot \begin{pmatrix} v_a(t) \\ I(t) \\ Q(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(t) \\ \tilde{v}_{o4}(t) \\ \tilde{v}_{o5}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.44})$$

$$\text{où } B = \begin{pmatrix} L_3 & N_3 \cos(\phi_3 + \psi) & N_3 \sin(\phi_3 + \psi) \\ L_4 & N_4 \cos(\phi_4 + \psi) & N_4 \sin(\phi_4 + \psi) \\ L_5 & N_5 \cos(\phi_5 + \psi) & N_5 \sin(\phi_5 + \psi) \end{pmatrix} \quad (\text{III.45})$$

En supposant que la matrice B est inversible, il est possible d'écrire :

$$\begin{pmatrix} v_a(t) \\ I(t) \\ Q(t) \end{pmatrix} = B^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(t) \\ \tilde{v}_{o4}(t) \\ \tilde{v}_{o5}(t) \end{pmatrix} \quad \text{où } B^{-1} = \begin{pmatrix} vg_3 & vg_4 & vg_5 \\ rg_3 & rg_4 & rg_5 \\ ig_3 & ig_4 & ig_5 \end{pmatrix} \quad (\text{III.46})$$

d'après l'équation (III.46) et l'expression de B^{-1} , nous pouvons écrire :

$$I(t) = rg_3\tilde{v}_{o3}(t) + rg_4\tilde{v}_{o4}(t) + rg_5\tilde{v}_{o5}(t) \quad (\text{III.47})$$

$$Q(t) = ig_3\tilde{v}_{o3}(t) + ig_4\tilde{v}_{o4}(t) + ig_5\tilde{v}_{o5}(t) \quad (\text{III.48})$$

Les équations (III.47) et (III.48) définissent les 2 relations entre les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ et les 3 tensions de sortie, et font apparaître les 6 constantes de calibrage rg_3 , rg_4 , rg_5 , ig_3 , ig_4 et ig_5 . Ainsi après détermination de ces 6 constantes et la mesure des trois tensions de sorties, il est possible de régénérer les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ et donc l'enveloppe complexe des signaux en bande de base :

$$env(t) = I(t) + jQ(t) = g_3\tilde{v}_{o3}(t) + g_4\tilde{v}_{o4}(t) + g_5\tilde{v}_{o5}(t) \quad (\text{III.49})$$

où $g_3 = rg_3 + j \cdot ig_3$, $g_4 = rg_4 + j \cdot ig_4$ et $g_5 = rg_5 + j \cdot ig_5$ sont les trois constantes complexes de calibrage obtenues par une technique de calibrage.

Dans le cas du cinq-port idéal, les paramètres S du cinq-port nous permet de déterminer les paramètres $L_k = S/8$, $N_k = A_{OL}A_{RF}S/4$ et ϕ_k . A partir de ces valeurs, nous déterminons la matrice B dans l'équation (44), et en calculant l'inverse de cette matrice B , nous obtenons les 6 constantes de calibrage représentées par les trois constantes complexes g_3 , g_4 , et g_5 .

II.3.6.2. Pré-calibrage du démodulateur cinq-port

Dans le cadre de l'utilisation d'un cinq-port non parfait ou réel, il existe deux techniques permettant de déterminer les trois constantes complexes de calibrage :

- ✘ **Une approche par calcul direct** proposée par Rangel [23], où les constantes de calibrage sont déterminées en calculant l'inverse de la matrice B lorsque les paramètres propres au cinq-ports (L_k , N_k et ϕ_k) sont déterminées.
- ✘ **une approche par calcul indirect** qui utilise une séquence I/Q connue : en injectant à l'entrée RF, un signal modulé par une séquence I/Q connue, et en mesurant ensuite les trois tensions correspondantes en sortie, ceci permet d'écrire 2 systèmes d'équations ayant comme inconnues les 6 constantes de calibrage obtenues par la résolution des 2 systèmes d'équations. Cette méthode nécessite la synchronisation entre les deux signaux RF et OL.

C'est cette dernière technique que nous avons adopté pour le pré-calibrage du démodulateur cinq-port.

Nous allons maintenant décrire la mise en œuvre de la technique de pré-calibrage utilisant une séquence IQ connue.

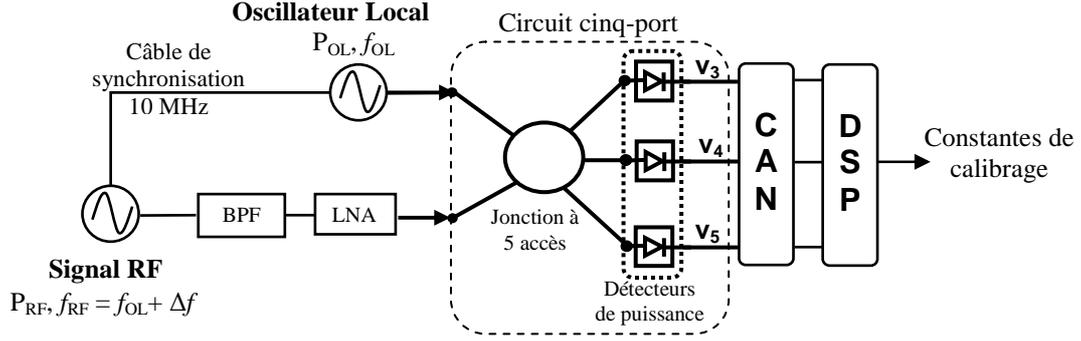


Figure III.19: Pré-calibrage d'un système cinq-port

La **figure III.19** présente une méthode de pré-calibrage utilisant un procédé expérimental développé dans [10].

Un générateur RF connecté à l'accès 1 du cinq-port génère un signal $S_{OL}(t)$ de fréquence f_{OL} . Un deuxième générateur produisant un signal CW $S_{RF}(t)$ avec une fréquence $f_{RF} = f_{OL} + \Delta f$ est relié à l'accès 2 du cinq-port. Grâce à un câble de synchronisation entre les deux générateurs, la différence de fréquence est constante. Après filtrage et amplification, le signal $S_{RF}(t)$ est mélangé avec l'oscillateur local dans le cinq-port. Les trois tensions de sortie sont échantillonnées et numérisées par les Convertisseurs Analogique Numérique (CAN). Une unité de traitement numérique (DSP pour Digital Signal Processing) calcule les 6 constantes de calibrage qui sont par la suite enregistrées dans une mémoire contenant toute les séries de constantes de calibrage correspondant à toutes les fréquences d'utilisation du système pour un traitement ultérieur. Les constantes de calibrages sont récupérées à partir de la mémoire en fonction de la fréquence d'utilisation pour démoduler les signaux RF reçus par l'antenne.

Le signal $S_{RF}(t)$ injecté à l'accès RF du cinq-port peut s'écrire sous la forme suivante :

$$S_{RF}(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_{RF}t + \psi_0) \quad (\text{III.50})$$

avec $f_{RF} = f_{OL} + \Delta f$, l'équation (III.50) devient

$$S_{RF}(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_{OL}t + 2\pi\Delta ft + \psi_0) \quad (\text{III.51})$$

En décomposant l'équation (III.51) on obtient :

$$S_{RF}(t) = A_{RF} [\cos(2\pi\Delta ft + \psi_0) \cos(2\pi f_{OL}t) - \sin(2\pi\Delta ft + \psi_0) \sin(2\pi f_{OL}t)] \quad (\text{III.52})$$

En se rappelant de l'expression du signal RF modulé par une séquence IQ définie par $a_{RF}(t) = A_{RF}(I(t)\cos(2\pi f_{RF}t) + Q(t)\sin(2\pi f_{RF}t))$, nous pouvons dire que le signal $S_{RF}(t)$ correspond à un signal RF de fréquence porteuse f_{OL} modulé par les séquences IQ connues :

$$\begin{cases} I(t) = \cos(2\pi\Delta ft + \psi_0) \\ Q(t) = \sin(2\pi\Delta ft + \psi_0) \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Ainsi, en prenant N échantillons des 3 tensions BF : \tilde{v}_{o3} , \tilde{v}_{o4} et \tilde{v}_{o5} mesurées en sortie après élimination des composantes continues, avec une fréquence d'échantillonnage $f_e = N \cdot \Delta f$ et en posant $\psi_0 = 0$, les équations (III.47) et (III.48) deviennent :

$$\begin{pmatrix} I(1) \\ \vdots \\ I(N) \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} rg_3 \\ rg_4 \\ rg_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(2\pi/N) \\ \vdots \\ \cos(2\pi k/N) \\ \vdots \\ \cos(2\pi N/N) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} Q(1) \\ \vdots \\ Q(N) \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} ig_3 \\ ig_4 \\ ig_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(2\pi/N) \\ \vdots \\ \sin(2\pi k/N) \\ \vdots \\ \sin(2\pi N/N) \end{pmatrix} \quad (\text{III.54})$$

avec

$$A = \begin{pmatrix} \tilde{v}_{o3}(1) & \tilde{v}_{o4}(1) & \tilde{v}_{o5}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_{o3}(N) & \tilde{v}_{o4}(N) & \tilde{v}_{o5}(N) \end{pmatrix} \quad (\text{III.55})$$

Les 6 constantes de calibrage sont obtenues en utilisant la méthode des moindres carrés déterministes.

$$\begin{pmatrix} rg_3 \\ rg_4 \\ rg_5 \end{pmatrix} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} I(1) \\ \vdots \\ I(N) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} ig_3 \\ ig_4 \\ ig_5 \end{pmatrix} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot \begin{pmatrix} Q(1) \\ \vdots \\ Q(N) \end{pmatrix} \quad (\text{III.56})$$

Après avoir déterminé les 6 constantes de calibrage, nous pouvons réaliser la démodulation en régénérant les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ (équations III.47 et III.48).

II.3.7. Validation du procédé de calibrage sous ADS

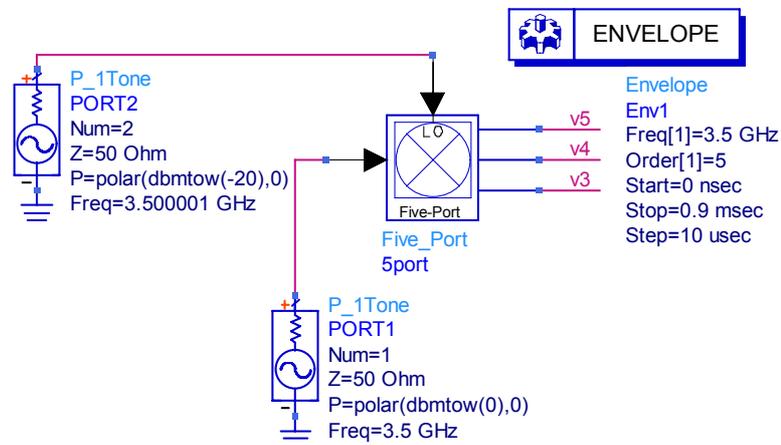


Figure III.20: Procédure de calibrage du cinq-port

Les simulations ont été accomplies sous ADS d'après le schéma de la **figure III.20**. Nous avons utilisé le modèle du circuit cinq-port en technologie micro-ruban opérant à 3.5 GHz décrit plus haut. Un générateur (PORT1) produisant un signal 0 dBm de fréquence 3.5 GHz est relié à l'entrée RF du cinq-port. Un deuxième générateur produisant un signal -20 dBm de fréquence 3.5 GHz + 1 kHz a été relié à l'entrée OL du cinq-port. En utilisant le simulateur d'ADS «Circuit Enveloppe » avec un *stop time* de 0.9 ms et un *time step* = 100 μs à la fréquence de 3.5 GHz. Les 10 échantillons acquis aux sorties de chacun des détecteurs ont été enregistrés dans un fichier pour un traitement ultérieur. A partir de ces échantillons acquis, nous avons exécuté le procédé de calibrage écrit sous MATLAB et nous obtenons le résultat suivant :

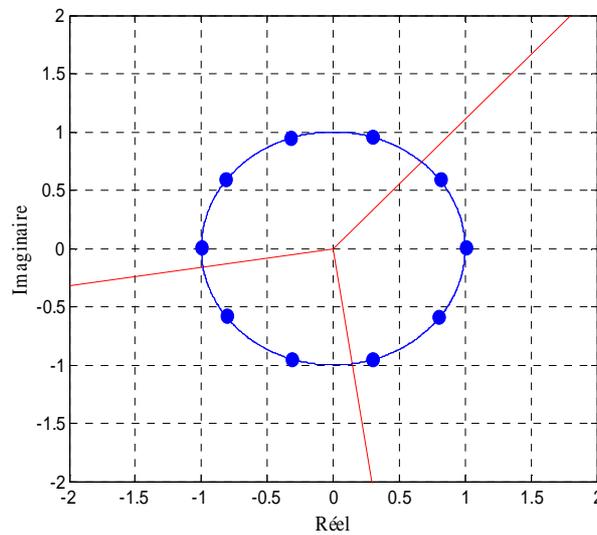


Figure III.21: Répartition des points q_i après calibrage

La **figure III.21** obtenue après calibrage, représente la reconstitution vectorielle du vecteur représentant l'enveloppe complexe, à partir des 3 tensions mesurées et des 3 vecteurs g_3, g_4, g_5 ayant comme coordonnées les constantes de calibrage. Ces 3 vecteurs sont déphasés deux à deux de 120° . On retrouve également les 10 points équirépartis sur un cercle dans le plan complexe, après élimination des constantes DC. Les constantes complexes de calibrages obtenues sont :

$$g_3 = -12.2109 - j1.9229, \quad g_4 = 16.6370 + j18.5462 \quad \text{et} \quad g_5 = 2.0724 - j14.0888$$

Les cinq-ports ainsi calibrés, permettent de déterminer l'enveloppe complexe du signal reçu derrière chaque antenne, afin de déterminer la direction d'arrivée des signaux.

III.MISE EN ŒUVRE DES TECHNIQUES DE MESURE DES DoAs DES SIGNAUX RF

Les techniques d'estimation des directions d'arrivée des signaux à l'aide d'un réseau d'antenne ont connu un véritable essor ces dernières années. De nombreuses méthodes existent et sont classées selon la technique utilisée, selon l'information qu'elles nécessitent (externe ou non) et enfin selon le critère mis en œuvre (méthodes conventionnelles, projection sur le sous-espace bruit ou sous-espace source, maximum de vraisemblance [27],...).

Ces diverses méthodes ont été largement étudiées dans la littérature et peuvent se regrouper en deux catégories [28]:

1. **Les méthodes dites globales** ou **classiques** (voie préformée, Estimateur de Capon [29], Estimateur de Lagunas) donnent une représentation du champ de sources (puissances et positions angulaires des sources) en projetant le vecteur modèle (vecteur directionnel) sur l'espace des observations sans faire appel au préalable à la détermination du nombre des sources. Mais, ces méthodes classiques ne permettent pas d'obtenir une bonne résolution ;
2. **les méthodes découplées** dites « paramétrique » ou **les méthodes à haute résolution (HR)**, tel que Pisarenko, Kumaresan, MUSIC, Root-MUSIC, et ESPRIT nécessitent au préalable la connaissance du nombre de sources non corrélées avant d'estimer leurs caractéristiques (position angulaire, puissance, ...). Le problème d'estimation est d'abord résolu par les méthodes d'estimations du nombre de sources [30][31][32]. Ensuite, une méthode à haute résolution est appliquée pour l'estimation de la position angulaire de ces sources. Ces méthodes à haute résolution sont connues pour être plus robustes que les techniques classiques.

III.1. Méthodes à haute résolution utilisant la notion de sous-espace

L'origine des méthodes à haute résolution remonte aux travaux de Prony publiés en 1795 [33]. Cette approche a été approfondie par Pisarenko pour estimer des sinusoides [34]. Ces deux méthodes reposent sur des techniques de prédiction linéaire (sur les équations de récurrence linéaire) qui caractérisent le modèle de signal. Les méthodes à haute résolution modernes basées sur la notion de sous-espace, tel que MUSIC développée par Schmidt [35], Root-MUSIC [36], et ESPRIT [37], sont parmi les plus efficaces pour l'estimation des directions d'arrivées des signaux à l'aide d'antennes réseau. Ces méthodes reposent sur les propriétés particulières de la matrice de covariance du signal. Le principe de ces méthodes est la décomposition de l'espace des

observations en deux sous-espaces : sous-espace signal et sous-espace bruit. Ces méthodes ont un haut pouvoir résolvant lorsque les sources sont non-corrélées ou faiblement corrélées. Leur avantage vient du fait que les sous-espaces ne dépendent que de la géométrie du réseau et de la position des sources. Toutefois, ces méthodes doivent respecter certaines hypothèses classiques, à savoir :

1. le bruit est blanc de type gaussien et non-corrélé avec le signal ;
2. les fronts d'onde incidents sur le réseau sont plans ;
3. le nombre de sources est connu et est inférieur au nombre de capteurs ;
4. les sources sont décorréélées et spatialement cohérentes ;
5. les capteurs sont équidistants, identiques et indépendants ;
6. système stationnaire (le déplacement des sources est négligeable sur l'ensemble de la fenêtre d'échantillonnage) ;
7. le traitement doit se faire en temps réel.

Dans le cas d'applications temps-réel, ces hypothèses s'avèrent particulièrement contraignantes. En effet, les hypothèses 2 et 5 ne sont pas toujours vérifiées et la non-validité de ces hypothèses provoque d'importantes dégradations de performances des méthodes d'estimation angulaire. La procédure de calibrage ou d'auto-calibrage [38][39][40] permet de corriger ces défauts.

Dans un système réel comme dans le cas de propagation multi-trajets où les signaux peuvent être totalement corrélés, l'hypothèse 4 n'est généralement pas vérifiée. Dans ce cas, ces méthodes à haute résolution basées sur la notion de sous-espace ne sont plus valides ou du moins ne sont plus directement applicables. En effet la matrice d'autocorrélation n'est plus non singulière et les vecteurs directionnels recherchés ne sont plus théoriquement situés dans le sous-espace signal. Une solution à ce problème consistant en un prétraitement sur les échantillons ou sur la matrice d'autocorrélation a été envisagée par Evans et *al.* [41] (la diversité d'espace). Une amélioration de la technique proposée par Evans et *al.* [41] est ensuite proposée par Grenier [42] dans le cas de sources fortement corrélées en présence d'un bruit important.

Dans la suite de ce travail, pour appliquer ces méthodes d'estimation des positions angulaires des sources RF, nous avons besoin de connaître le nombre de sources. Ce point ne sera pas abordé car on supposera connu le nombre de sources (le nombre de sources a été préalablement déterminé par l'une des méthodes existantes).

III.2. Procédure d'estimation des DoAs

Les méthodes basées sur la notion de sous-espace reposent sur la structure particulière de la matrice de corrélation du signal, qui contient des informations sur le modèle de propagation des signaux. L'idée consiste à décomposer l'espace des données en deux sous-espaces (sous-espace signal et sous-espace bruit). Donc, la première étape pour la mise en œuvre de ces méthodes à haute résolution basées sur la décomposition en sous-espaces orthogonaux consiste en l'analyse propre de la matrice d'autocorrélation des vecteurs d'observation. Comme celle-ci n'est pas généralement connue, elle doit être estimée.

III.2.1. Principe d'estimation de la matrice de corrélation

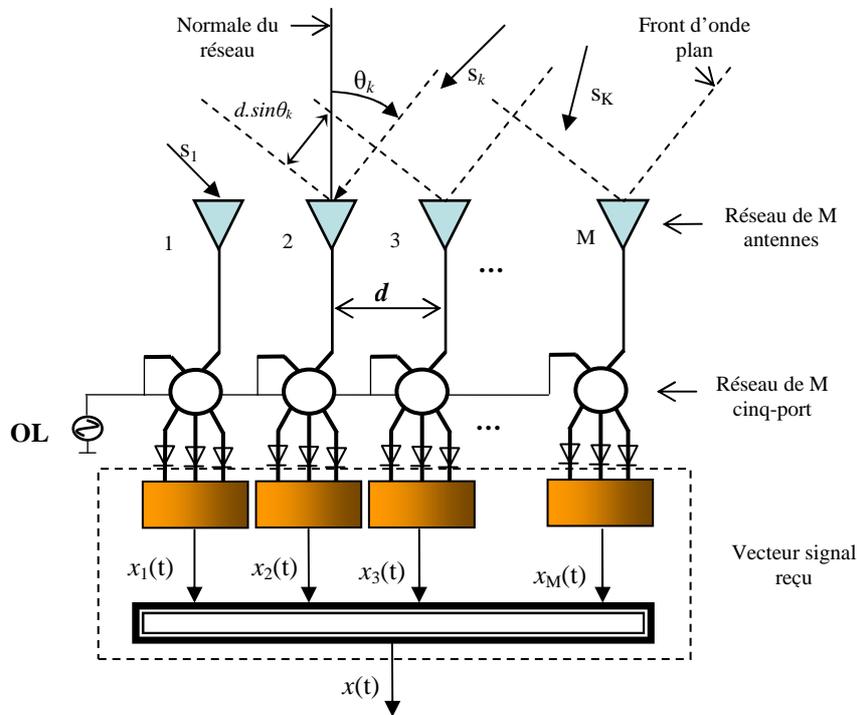


Figure III.22: Récepteur basé sur les 5-ports : réseaux de M -antennes et M 5-port avec K signaux incidents

Considérons K signaux à bande étroite $S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)$ à la fréquence f_0 , arrivant avec des directions θ_k ($k = 1, \dots, K$) et reçus par un réseau linéaire de M éléments identiques ($M > K$) espacés de d , dans un bruit additif supposé blanc. Ces signaux peuvent être totalement corrélés comme dans le cas de trajets multiples ou non corrélés comme dans le cas de plusieurs utilisateurs. Suivant la représentation analytique, le signal reçu en bande de base peut s'écrire :

$$x(t) = \sum_{k=1}^K a(\theta_k) S_k(t) + n(t) \quad (\text{III.57})$$

Où: $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ est le vecteur signal de réception ou vecteur des observations de dimensions $(M \times 1)$ représentant les enveloppes complexes des K signaux sur chacune des antennes, mesurées par le réseau de M cinq-ports, le symbole T indique la transposée. $a(\theta_k)$ est le vecteur de base ou le vecteur directionnel de la k -ième source définie à la fréquence centrale :

$$a(\theta_k) = \left[e^{-j\phi_{1,k}}, e^{-j\phi_{2,k}}, \dots, e^{-j\phi_{M,k}} \right]^T \quad (\text{III.58})$$

$\phi_{m,k} = \frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d\sin(\theta_k)$ ($m = 1, \dots, M$) est le déphasage géométrique introduit par le réseau au niveau de l'élément m et le k -ième signal dépendant des angles d'arrivée.

S_k est l'enveloppe complexe du signal analytique de la k -ième source émise, et $n(t)$ est le vecteur du bruit gaussien sur le réseau.

Il faut noter que les bruits sont des processus stochastiques supposés stationnaires de moyenne nulle.

En utilisant la notation matricielle, la matrice des observations (équation (III.57)) peut être exprimée par :

$$X = AS + \eta \quad (\text{III.59})$$

avec

$$S = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)]^T, \eta = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \text{ et } A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]$$

Où : S est le vecteur des enveloppes complexes des K sources de dimension $(K \times 1)$, η est le vecteur bruit sur réseau et A est une matrice de dimension $(M \times K)$ dite de mélange convolutif formée par M vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$.

Si le nombre des sources K est inférieur aux nombres d'éléments M du réseau, c'est-à-dire que les K vecteurs directionnels sont linéairement indépendants et engendrent un sous-espace vectoriel de l'espace d'observation de dimension M et en supposant que les signaux et les bruits sont stationnaires et décorrelés, la matrice de corrélation ou de covariance des signaux est donnée par :

$$R_{xx} = E\{XX^H\} = AR_{ss}A^H + \sigma^2I \quad (\text{III.60})$$

Observation bruité = Espace signal + Espace bruit

Où X^H est la transposée conjugué de X , $R_{nn} = \sigma^2I$ est la matrice de corrélation $(M \times M)$ du vecteur bruit, I est la matrice identité et σ^2 est la puissance du bruit identique pour chaque élément

du réseau, R_{ss} est la matrice carrée ($K \times K$) de covariance du vecteur signal donnée par : $R_{ss} = \{ss^H\}$, R_{ss} est diagonale de rang complet. Cependant, elle devient singulière lorsqu'au moins deux sources sont totalement corrélées.

En pratique, la matrice de corrélation ou la covariance est estimée par une moyenne sur N observations par la relation :

$$R_{xx} = \frac{1}{N} X \cdot X^H \quad (\text{III.61})$$

où N représente le nombre d'échantillons ou le nombre de vecteurs d'observation et X étant la matrice des enveloppes complexes des K signaux de dimension ($N \times K$) mesurés par les M cinq-ports.

A partir de la décomposition de cette matrice d'autocorrélation des vecteurs d'observation en sous-espaces orthogonaux, nous allons utiliser une méthode HR basée sur la notion de sous-espace pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux RF. Les méthodes considérées ici sont **MUSIC**, **Root-MUSIC**, et **ESPRIT**. Ces trois méthodes utilisent respectivement la **recherche d'extrema dans un pseudo-spectre**, la **recherche de zéros d'un polynôme** et la **recherche des valeurs propre d'une matrice** pour la recherche des DOAs.

III.2.2. Algorithme MUSIC

Parmi les méthodes à haute résolution pour estimer les directions d'arrivées des signaux RF [27] [37], l'algorithme MUSIC (**M**Ultiple **S**ignal **C**lassification) développé par Schmidt en 1979 [43] et Bienvenu [44] est le plus répandu et le plus connu. Il utilise la décomposition en vecteurs propres et en valeurs propres de la matrice de covariance du réseau d'antennes pour l'estimation des directions d'arrivée des sources en se basant sur les propriétés du sous-espace signal et du sous-espace bruit, pour cela l'hypothèse de départ est que la matrice de covariance R_{xx} est non singulière. Cette hypothèse signifie physiquement que les sources sont totalement décorréliées entre elles. L'algorithme MUSIC suppose que les sous-espaces bruit et signal sont orthogonaux. Le sous-espace signal E_S est formé des vecteurs de déphasage entre les antennes en fonction de l'angle d'arrivée. L'ensemble des vecteurs orthogonaux à E_S constitue un sous espace E_N , appelé sous-espace bruit.

L'algorithme MUSIC étant basé sur les propriétés du sous-espace signal et du sous-espace bruit :

- ✱ Les vecteurs issus de E_S engendrent un sous-espace signal colinéaire aux vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$.

- ✱ Les vecteurs issus de E_N engendrent un sous-espace bruit orthogonal aux vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$. Il en résulte que : $E_N^H \cdot a(\theta_k) = 0$ pour $k = 1, \dots, K$.

Pour la détermination des différentes directions d'arrivée, il faut diagonaliser la matrice de covariance des données, identifier l'espace signal et l'espace bruit, et trouver un projecteur sur l'espace bruit. Le principe est de projeter tous les vecteurs directionnels possibles (moyennage sur plusieurs vecteurs) sur le sous-espace bruit et de ne retenir que ceux qui minimisent cette projection, ce qui donne une fonction discriminatrice $d^2 = a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta) = 0$ ($E_N = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_{M-K}]$) dont les zéros représentent les directions d'arrivée.

$C = E_N E_N^H$ est la matrice de projection et $a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)$ est la projection du vecteur $a(\theta)$ sur le sous-espace bruit.

L'estimation des directions d'arrivée des signaux revient à rechercher les valeurs maximales du pseudo-spectre MUSIC $P(\theta)$:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)} \quad (\text{III.62})$$

Remarque : L'amplitude des pics du pseudo-spectre MUSIC n'a pas de lien quantitatif avec l'amplitude de la composante correspondante du modèle, car les pics résultants ne servent que pour indiquer précisément la position des sources. Qualitativement, si l'amplitude, donc le SNR (rapport signal sur bruit) est plus important, le pseudo-spectre sera moins perturbé, ce qui entraîne une valeur de pic plus élevée. L'amplitude ou le SNR peut être obtenu sans difficulté par une méthode d'optimisation de moindres carrés.

L'algorithme MUSIC ne permet pas d'obtenir directement les directions d'arrivée des fronts d'onde. Pour connaître avec précision les angles d'arrivée des signaux, on fait une moyenne sur tous les vecteurs d'une base orthonormée de l'espace bruit, autrement dit, il faut calculer le pseudo-spectre sur l'étendue de l'espace des paramètres et rechercher les minima de cette fonction, ce qui limite sa performance en terme de rapidité et de ressources de calcul. Plusieurs variantes de la méthode MUSIC ont été proposées pour réduire sa complexité, accroître sa performance et son pouvoir de résolution. C'est le cas de l'algorithme Root-MUSIC, version « racine de MUSIC » développé par Barabell [36] pour les réseaux linéaire et équidistants.

III.2.3. Algorithme Root-MUSIC : Résolution d'un polynôme

L'avantage de cette méthode réside dans le calcul direct des DOAs par la recherche des zéros d'un polynôme, qui remplace ainsi la recherche des maxima, nécessaire dans le cas de MUSIC. Cette méthode est limitée aux réseaux d'antennes linéaires uniformément espacées. Néanmoins, peu coûteuse en ressources de calcul, de plus elle permet de réduire le nombre de calculs, c'est-à-dire de réduire le temps de calcul et d'augmenter la résolution angulaire en exploitant certaines propriétés des signaux reçus.

L'idée de base de l'algorithme Root-MUSIC consiste à former un polynôme de degré $2(M-1)$ et à en extraire les racines.

Pour un réseau d'antennes linéaire uniformément espacées, la projection du vecteur directionnel $A(\theta)$ sur le sous-espace bruit peut s'exprimer d'après (III.62) par la relation suivante :

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta) \quad (\text{III.63})$$

Posons $C = E_N E_N^H$

L'équation (III.63) devient : $P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = a(\theta)^H C a(\theta)$

En utilisant la représentation analytique et l'expression du vecteur directionnel $a_m(\theta) = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d(m-1)\sin\theta}$ ($m = 1, 2, \dots, M$) du $m^{\text{ième}}$ élément du réseau linéaire on peut écrire :

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d\sin\theta) C_{mn} \exp(j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d\sin\theta) \quad (\text{III.64})$$

où C_{mn} est l'élément de la $m^{\text{ième}}$ ligne et de la $n^{\text{ième}}$ colonne de C . En combinant les deux sommes dans (III.64) on obtient l'expression suivante :

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{l=-M+1}^{M+1} C_l \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}ld\sin\theta) \quad (\text{III.65})$$

où $C_l = \sum_{m-n=l} C_{mn}$

L'équation (III.65) peut être transformée en polynôme Root-MUSIC, ce polynôme est une fonction de z et est défini par :

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M+1} C_l z^l \quad (\text{III.66})$$

où $z = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta}$

Les directions d'arrivée des signaux étant fonctions de z , le problème revient donc à calculer les $M-1$ racines doubles du polynôme dont les zéros utiles se trouvent par conséquent sur le cercle unité. Les phases de ces racines complexes correspondent aux déphasages électriques recherchés. Les angles d'arrivée des signaux peuvent ensuite être déduits de l'équation suivante :

$$\theta_m = -\sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_m)\right) \quad (\text{III.67})$$

où les z_m sont les m racines les plus proches du cercle unité.

Il a été démontré dans [36] que l'algorithme Root-MUSIC a une meilleure résolution que l'algorithme MUSIC spectral.

Outre MUSIC et Root-MUSIC, il existe d'autres techniques d'estimation des DoAs basées sur la notion de sous-espace. L'une d'entre elles est connue sous le nom de ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) et a été développée par Roy et Kailath [45] en 1989. Cette technique exploite l'invariance translationnelle du réseau d'antenne et permet d'obtenir les angles d'arrivée sans le calcul d'un pseudo-spectre sur l'étendue de l'espace, ni même la recherche des racines d'un polynôme.

III.2.4. Algorithme ESPRIT

La méthode ESPRIT s'appuie sur la propriété d'invariance rotationnelle de l'espace signal [45] pour réaliser une estimation directe des directions d'arrivée. Cette méthode exploite la propriété d'invariance translationnelle du réseau d'antenne en décomposant le réseau principal en deux sous-réseaux d'antennes identiques dont l'un peut être obtenu par translation de l'autre.

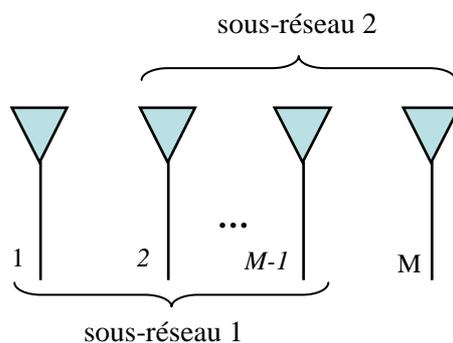


Figure III.23: Principe de l'algorithme ESPRIT

L'intérêt principal de cette méthode est qu'elle permet d'éviter la recherche lourde des maxima d'un pseudo-spectre ou d'une fonction coût (donc un gain de calcul) et la simplicité de son implantation. En plus cette technique est moins sensible au bruit que MUSIC et Root-MUSIC.

En désignant respectivement par $x_1(t)$ et $x_2(t)$ les vecteurs d'observation en sortie du sous-réseau 1 et du sous-réseau 2, le vecteur signal reçu en bande de base du réseau complet s'écrit :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot S_k(t) + n(t) \quad (\text{III.68})$$

avec

$$\Phi = \text{diag} \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_K} \right] \quad (\text{III.69})$$

Cette relation va permettre d'estimer les angles d'arrivée sans nécessiter la connaissance de l'expression de la matrice des vecteurs sources A . Cette particularité permet l'utilisation de l'algorithme ESPRIT à des antennes de géométrie mal connue ou inconnue².

La matrice de corrélation du réseau complet est donnée par

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} R_{ss} \begin{bmatrix} A^H \\ \Phi^H \cdot A^H \end{bmatrix} + \sigma^2 I \quad (\text{III.70})$$

où $A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_k)]$ est une matrice de dimension $(M \times K)$ des vecteurs sources définie au niveau d'un sous-réseau et R_{ss} est la matrice spatiale des sources.

La matrice R_{xx} étant hermitienne, ses valeurs propres sont réelles ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K \geq \lambda_{K+1} = \dots = \sigma^2$). Les K plus grandes valeurs propres correspondent à l'espace signal engendré par les K sources. Le sous-espace signal E_S est une matrice de dimension $M \times K$ et est composé de K vecteurs propres associés au sous-espace signal. Le sous espace signal E_S du réseau entier peut être décomposé en deux sous-espaces E_1 et E_2 . Où E_1 et E_2 sont les matrices $(M-1) \times K$ dont les colonnes sont composées de K vecteurs propres correspondant aux valeurs propres des matrices de covariance des sous-réseaux 1 et 2.

Ces deux matrices E_1 et E_2 sont liées par la relation de transformation linéaire inversible suivante

$$E_S = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AT \\ A\Phi T \end{bmatrix} \quad (\text{III.71})$$

avec $T = R_{21} \cdot R_{11}^{-1}$ où $R_{21} = \frac{1}{N} X_2 \cdot X_1^H$, $R_{11} = \frac{1}{N} X_1 \cdot X_1^H$ sont les matrices de covariance entre les deux sous-réseaux d'antenne.

² Sylvie Marcos, "Les méthodes à hautes résolution, traitement d'antenne et analyse spectrale", Hermes, Paris 1998

D'après l'équation (III.71) on peut écrire

$$E_2 = ATT^{-1}\Phi T = E_1\Psi \quad (\text{III.72})$$

où $\Psi = T^{-1}\Phi T$ de dimension $K \times K$.

Les valeurs propres de Φ et Ψ sont communes et s'expriment par $\lambda_i = e^{jkd \sin \theta_i}$ pour $i = 1, 2, \dots, K$.

Les angles d'arrivées sont donnés par $\lambda_i = |\lambda_i| e^{j \arg(\lambda_i)}$

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{\arg(\lambda_i)}{kd} \right) \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (\text{III.73})$$

En pratique, pour déterminer les directions d'arrivée, il faut :

- ✦ Réaliser la décomposition en valeur singulière de la matrice de covariance des données $R_{xx} = \frac{1}{N} X \cdot X^H$, où N est le nombre d'observation,
- ✦ Estimer la dimension du sous-espace signal,
- ✦ Séparer les vecteurs propres correspondant au sous-espace signal et constituer les matrices des sous-réseaux E_1 et E_2 ,
- ✦ Estimer l'opérateur de rotation Ψ donné par l'équation (III.72),
- ✦ Calculer les valeurs propres $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ de la matrice Ψ ,
- ✦ Enfin calculer les angles d'arrivées, donnés par l'équation (III.73).

Il a été démontré dans [46][47] que les algorithmes MUSIC et ESPRIT atteignent des performances presque identiques dans le cadre de sinusoïde non modulées, mais que ESPRIT est légèrement meilleur que MUSIC. L'étude menée dans [48] dans le cas plus général de sinusoïdes modulées exponentiellement va dans le même sens : ESPRIT s'avère moins sensible au bruit que MUSIC.

III.2.5. Traitement des sources corrélées ou fortement corrélées

Les méthodes précédentes considèrent des sources non-corrélées ou peu corrélées. Cette hypothèse n'est généralement pas vérifiée dans un système réel car les conditions de propagation sont variables et dépendent de l'environnement. L'onde émise peut emprunter plusieurs voies ou trajets avant d'atteindre l'antenne de réception. Ces trajets sont vus par le réseau comme plusieurs fronts d'ondes fortement corrélés. Dans ce cas, ces méthodes ne sont pas directement applicables.

Une approche consiste à appliquer un algorithme de décorrélation (prétraitement) avant d'utiliser une méthode super-résolutive classique, efficace dans le cas où les signaux sont non-corrélés. Une approche largement répandue pour le cas des sources fortement corrélées fut proposée par Evans et *al.* [41]. Cette approche est connue sous le nom de la **diversité d'espace** ou lissage spatial (spatial smoothing en anglais).

Une méthode voisine (DEESE : DEcomposition de l'Espace Source Estimé) proposée par Grenier [42] apporte une amélioration à la diversité d'espace dans le cas des sources fortement corrélées et en présence d'un bruit important. L'algorithme DEESE consiste à décomposer l'espace source estimé plutôt que l'espace entier.

III.2.5.1. Diversité d'espace

La diversité d'espace ou le lissage spatial est un prétraitement qui consiste à subdiviser le réseau initial de M antennes de réception en n sous-réseaux enchevauchés, chacun de dimension $m = M - n + 1$, tel qu'illustré sur la **figure III.24**. Ensuite de calculer la moyenne des matrices de covariance spatiale obtenues pour chacun des sous-réseaux $R_l^i, i \in \{1, \dots, n\}$ afin d'obtenir une matrice d'autocorrélation « lissée » R_l .

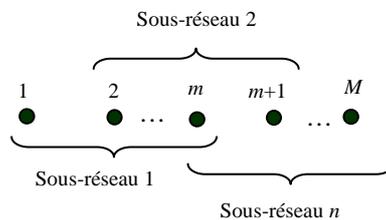


Figure III.24: Principe de la diversité d'espace : subdivision en n sous-réseaux

Cette technique exploite l'équivalence translationnelle des réseaux d'antennes linéaires uniformes et suppose que les propriétés statistiques du signal sont invariantes par translation dans l'espace.

Le prétraitement de la diversité d'espace peut être appliqué soit directement sur les échantillons reçus x , soit sur la matrice d'autocorrélation spatiale R_{xx} du réseau entier. La matrice « lissée » R_l peut-être déduite de la matrice initiale R_{xx} par une moyenne glissante sur des diagonales.

La matrice d'autocorrélation « lissée » R_l est définie comme suit :

$$R_l = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_l^i \quad (\text{III.74})$$

où R_l^i est la matrice de covariance du sous-réseau i

En pratique, l'analyse de la matrice d'autocorrélation peut être réalisée en utilisant le théorème de la décomposition en valeurs singulières (SVD).

A partir de cette matrice de covariance « lissée » R_l , les valeurs propres et les vecteurs propres sont décomposés pour en extraire les sous-espaces signal et bruit, et la méthode à haute résolution telle que MUSIC, Root-MUSIC ou ESPRIT est ensuite appliquée pour l'estimation des angles d'arrivée.

Shan et al. [49] ont montré que pour estimer correctement les directions d'arrivée de K sources corrélées, les deux conditions suivantes doivent toujours être vérifiées:

♠ $m \geq K + 1$, condition classique du traitement d'antenne ;

♠ $n \geq K$.

où $n = M - m + 1$ est le nombre total de sous réseaux, m est le nombre d'éléments dans chaque sous réseau, M est le nombre total d'éléments du réseau entier et K est le nombre des sources pouvant être parfaitement corrélées.

La diversité d'espace repose sur la propriété de l'équivalence translatrice du réseau d'antennes linéaires et équidistantes. Il existe une propriété supplémentaire pour le réseau linéaire uniforme : l'équivalence rotationnelle ou la bidirectivité.

III.2.5.2. Bidirectivité ou décomposition bidirective

La bidirectivité suggère la conservation de l'équivalence translationnelle malgré la rotation complète du réseau. Cette propriété directive a été adaptée à la diversité spatiale par Williams et al. [50] et par Pillai et al. [51]. Cela se fait en moyennant non seulement les matrices de covariances obtenues pour chacun des sous-réseaux R_l^i , $i \in \{1, \dots, n\}$, mais aussi celles obtenues en inversant l'ordre des éléments du réseau, c'est-à-dire en numérotant les éléments du dernier au premier (l'élément 1 devient l'élément M et ainsi de suite ...). La bidirectivité adaptée à la diversité spatiale permet de diminuer le nombre de sous-réseaux nécessaire tout en assurant la super-résolution, qui est l'attribut des méthodes à haute résolution.

La matrice d'autocorrélation lissée avec bidirectivité R_{lb} peut être calculée comme suit :

$$R_{lb} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n (R_l^i + J \cdot R_l^{iH} \cdot J) \quad (\text{III.75})$$

où H est le complexe conjugué et J est la matrice de rotation ou d'échange de dimension $(m \times m)$:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \dots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.75})$$

La décomposition en sous-réseaux se réalise dans les deux sens, vers le bas et vers le haut, d'où le nom bidirectionnel.

IV. VALIDATION DU SYSTEME DE DETECTION DES DoAs SOUS ADS CO-SIMULE AVEC MATLAB

Pour valider le principe de fonctionnement du système de détections des Directions d'Arrivées des signaux RF et comparer les performances des différentes méthodes présentées, nous l'avons simulé sous ADS d'Agilent co-simulé avec MATLAB. Les algorithmes MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT pour la détection des DoAs des signaux RF, et les algorithmes du traitement numérique (linéarisation, calibration et démodulation) associés aux démodulateurs cinq-ports sont développés et implémentés dans MATLAB.

IV.1. Récepteur basé sur les Cinq-Ports

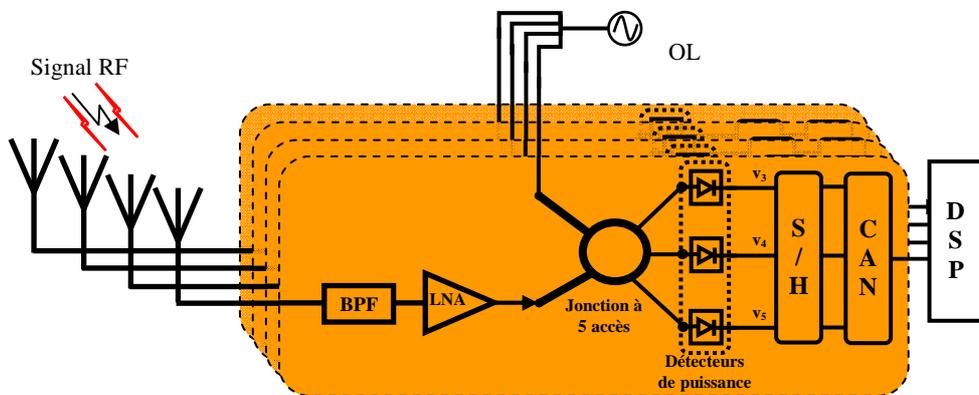


Figure III.25: Récepteur basé sur les systèmes cinq-ports

Comme le montre la **figure III.25**, le système de réception réalisé à l'aide des démodulateurs Cinq-Ports pour la détection de direction d'arrivée des signaux RF est composé d'un réseau de M antennes, d'un réseau de M Cinq-Ports. Chaque antenne est connectée à l'entrée RF d'un Cinq-Port par l'intermédiaires un filtre passe-bande (BPF) et d'un amplificateur faible bruit (LNA). Un oscillateur local est connecté à l'accès OL du cinq-port et génère un signal CW. L'information de phase est obtenue seulement à partir des mesures d'amplitude (ou puissance) de trois combinaisons linéaires de l'onde RF reçu par l'antenne et le signal d'OL de chaque Cinq-Port.

Chaque sortie des diodes des démodulateurs cinq-port est connectée à un échantillonneur bloqueur (S/H) qui assure la simultanéité des acquisitions en bloquant le signal pendant l'intervalle de temps requis par les Convertisseur Analogique Numérique (CAN). La démodulation des signaux RF et le calcul de la direction d'arrivée des signaux RF en bande de base sont effectués par un processeur de traitement numérique (DSP pour Digital Signal Processing).

IV.2. Description et résultats de simulation

Nous avons simulé sous ADS Ptolemy (simulation du système de communication) le système de détections des DoAs représenté sur la **figure III.26**. Nous avons en fait, effectué une co-simulation Circuit/Système, cette co-simulation permet de combiner l'électromagnétisme (réseaux d'antennes), les simulations de circuit (le circuit cinq-port est conçu dans la partie Circuit) provenant d'une fenêtre *Schematic* et les simulations du système de communication dans la partie Ptolemy.

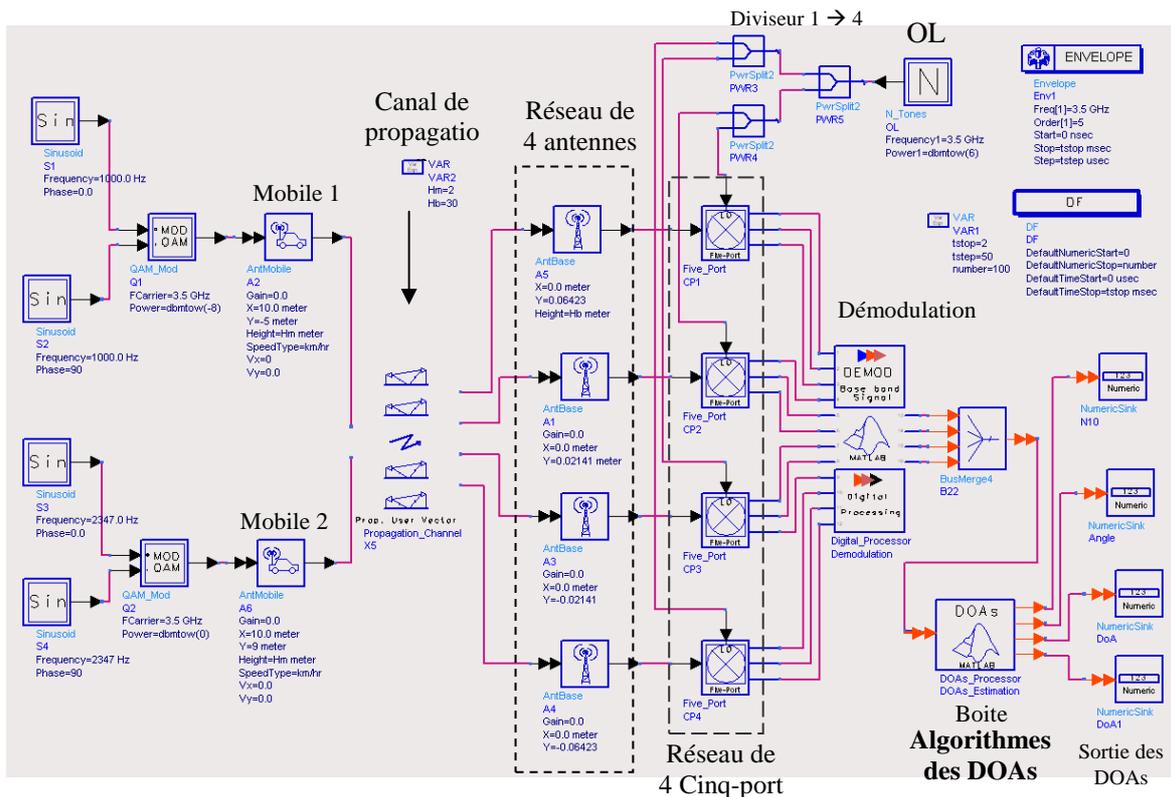


Figure III.26: Simulation du système de détection des DoAs sous ADS dans la partie Ptolemy

Le système simulé est constitué d'un réseau linéaire de 4 antennes omnidirectionnelles de réception espacées de $\lambda/2$ @ $f = 3.5$ GHz, d'un réseau de 4 cinq-ports en technologie micro-ruban fonctionnant à 3.5 GHz. Le canal de propagation est représenté par «UserDef Vector Channel». Il existe un seul trajet direct dans le canal de propagation. Les quatre antennes de réception sont

placées dans le plan xoy suivant l'axe y. Les mobiles émettent des signaux QAM autour de 3.5 GHz et ils sont repérés par leurs coordonnées X et Y (voir **figure III.27**). Les positions des sources (mobiles) émettrices par rapport au réseau d'antennes dans le plan xoy détermine l'angle d'arrivée.

L'angle d'arrivée théorique du signal émis par le mobile est donné par : $\theta = \arctan(Y/X)$. Cette expression de θ nous permettra de vérifier l'exactitude des résultats fournis par chaque méthode et de valider les angles d'arrivées estimés par le système proposé.

Chaque antenne de réception est connectée à l'entrée RF d'un cinq-port terminé par un filtre passe bas (RC). Les tensions aux sorties des cinq-ports (signal reçu en bande de base) sont récupérées et le rapport complexe entre le signal RF reçu par l'antenne et le signal d'Oscillateur Local de chaque Cinq-port est mesuré.

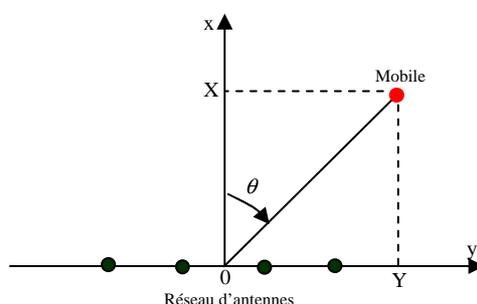


Figure III.27: Position de l'émetteur (Mobile) par rapport au réseau d'antennes

Dans chaque cas de figure, nous avons simulé 100 échantillons.

IV.2.1. Cas de signaux non corrélés

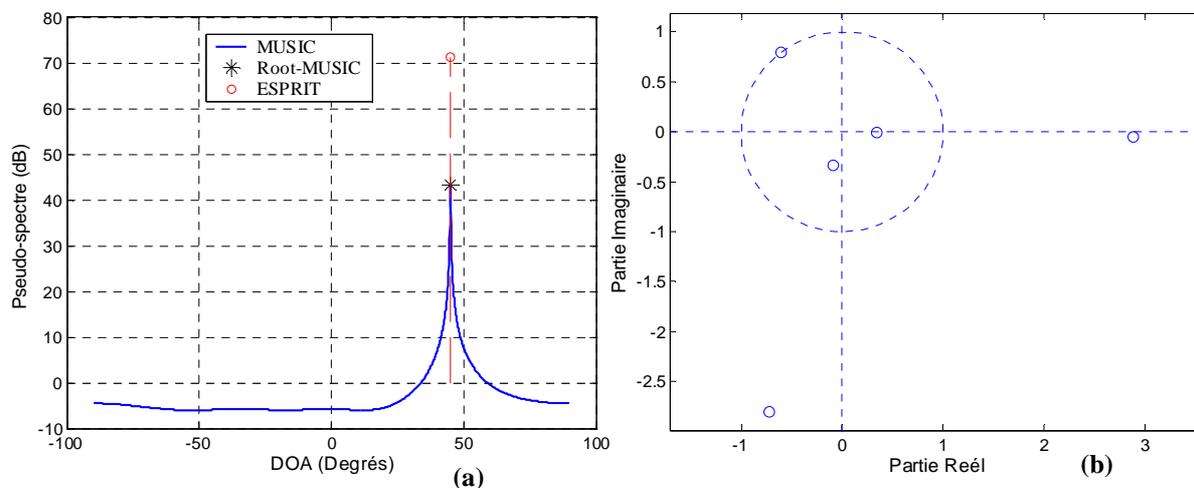


Figure III.28: (a) Performances des trois méthodes en termes de précision de localisation pour une source, (b) les 6 racines complexes du polynôme Root-Music

Plusieurs signaux non corrélés sont simulés. Les angles d'arrivée en azimuth sont estimés par les algorithmes MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT à partir de l'enveloppe complexe obtenue par le Cinq-port en mesurant la phase de ces signaux.

Les angles d'arrivée estimés sont présentés sur les **figures III.28, III.29, III.30, III.31 et III.32**.

La **figure III.28(a)** présente le résultat de simulation du système avec un Mobile positionné à $X = 10\text{ m}$ et $Y = 10\text{ m}$, ce qui donne un angle d'incidence du signal de $\theta = \arctan(Y/X) = 45^\circ$. La puissance du signal est de 5 dBm dans la fenêtre d'observation. Nous pouvons donc observer sur cette figure que la position du signal est bien identifiée avec une très bonne précision par les trois algorithmes MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT. La DoA estimée par les trois méthodes est de 45° .

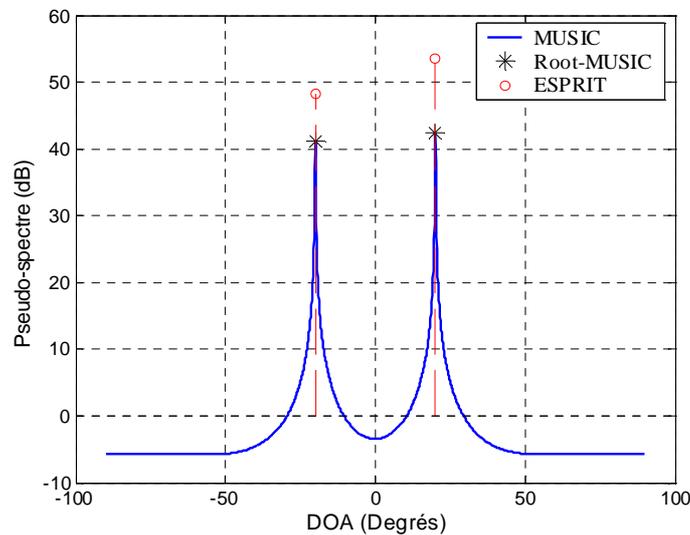


Figure III.29: Pouvoir séparateur des trois algorithmes pour deux sources de même puissance

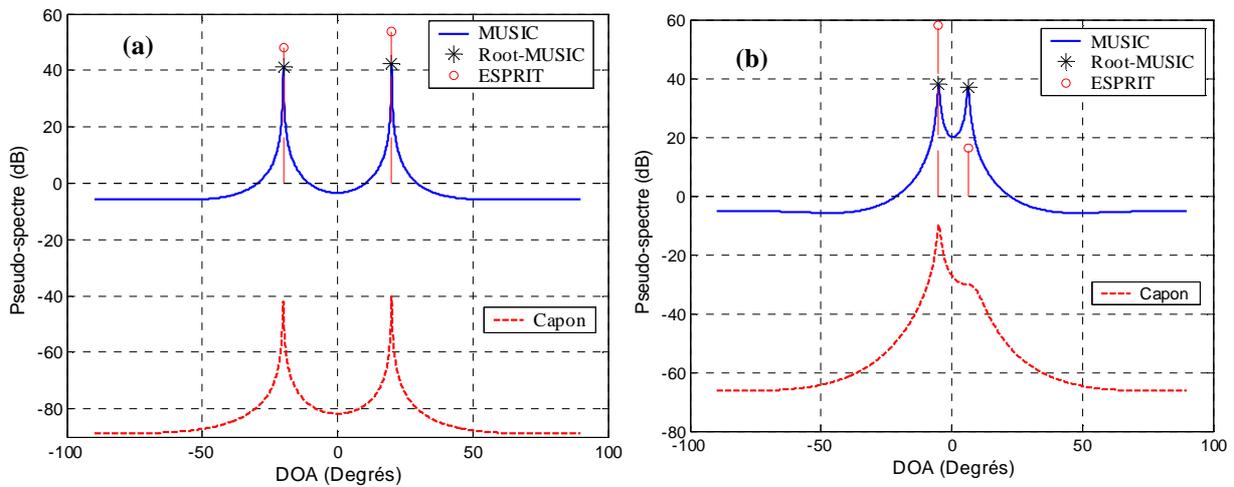


Figure III.30: Comparaison des performances en résolution entre Capon et les méthodes à HR :

Les mobiles émettent respectivement dans les directions (a) -20° et 20° , (b) -5° et 5° .

Les figures III.29, III.30 et III.31 présentent les résultats de simulation du système avec deux Mobiles. Nous avons étudié ici la capacité de séparation des trois méthodes pour deux sources qui ont été progressivement rapprochés.

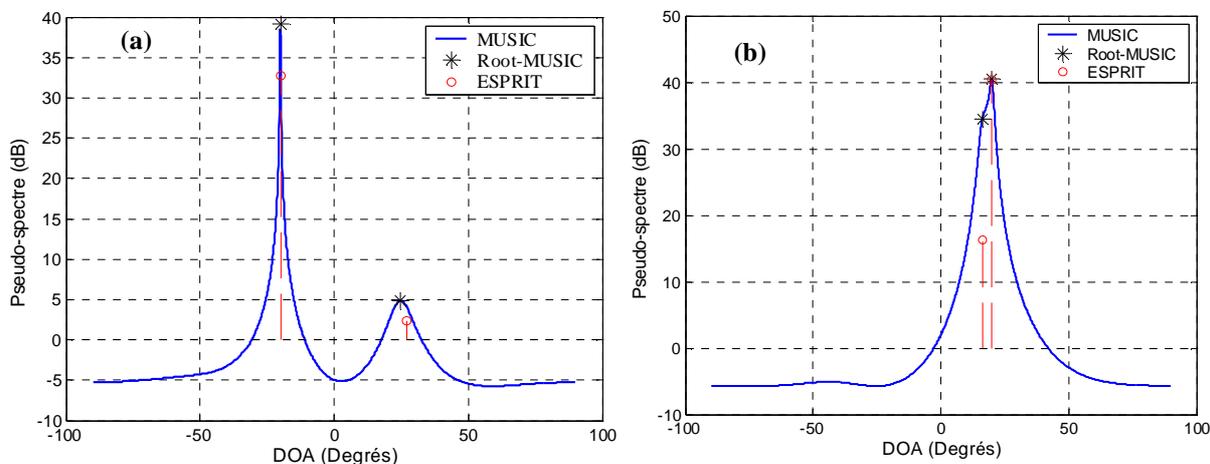


Figure III.31: (a) Pouvoir de séparation des trois méthodes en présence d'une source de plus forte puissance que l'autre, (b) limite de la robustesse de la méthode MUSIC

Les figures III.29 et III.30 (a) montrent que les deux sources de même puissance initialement localisé à -20° et 20° sont bien estimées par les trois méthodes HR et par Capon [27] (avec les DoAs de -20° et 20°). La figures III.30 (b) montre que les méthodes HR basées sur la notion de sous-espace peuvent encore séparer les deux sources localisées à -5° et 6° alors que la méthode de Capon n'est plus capable de le faire. Les DoAs estimées sont : -5° et 6.2° pour MUSIC, et -4.97° et 6.26° pour Root-MUSIC et ESPRIT. Lorsque les deux sources deviennent trop proches, leurs positions sont indiquées uniquement par Root-MUSIC et ESPRIT (figure III.31 (b)). L'algorithme MUSIC n'est plus capable de séparer les deux sources.

La figure III.31 (a) montre les performances des trois méthodes dans le cas où une source de plus forte puissance tend à cacher une autre de faible puissance. Les deux sources sont positionnées respectivement à -20° et 23° . L'estimation de la première source de forte puissance est très bonne, nous avons obtenus une DoA de -20° pour les trois approches. Par contre, la DoA estimé pour la deuxième source de faible puissance est moins bonne (24.83° pour MUSIC et Root-Music, et $26,89^\circ$ pour ESPRIT). Cette baisse de résolution est due au rapport signal sur bruit faible.

La figure III.32 présente le résultat de simulation du système avec trois mobiles émettant respectivement des signaux dans les directions -5° , 30° et 60° . D'après les résultats de la figure 32, les directions d'arrivées de ces trois sources sont bien estimées par notre système. Les valeurs obtenues par les trois méthodes sont : -4.97° , 30° et 60° .

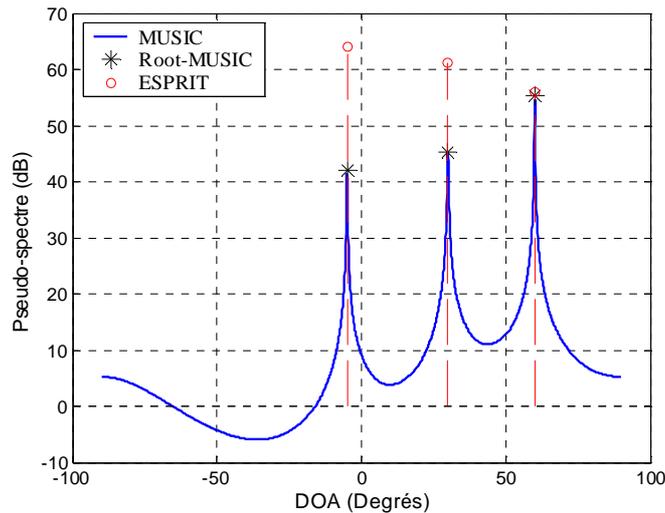


Figure III.32: Résultats de simulation avec trois sources

IV.2.2. Cas de signaux corrélés

Deux mobiles émettant deux signaux fortement corrélés avec des DOAs de 5° et 25° sont simulés. Les angles d'arrivée estimés sont présentés sur les **figures III.33, III.34 et III.35**.

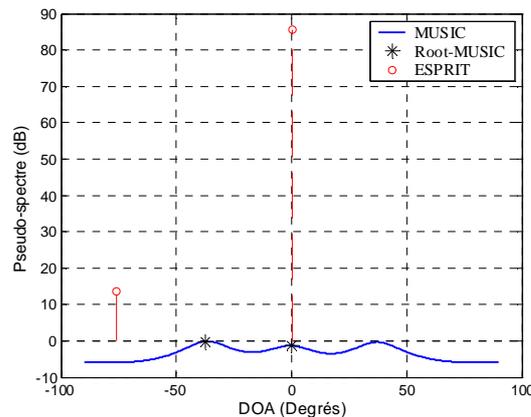


Figure III.33: Résultats de simulation avec deux sources corrélées : méthodes HR seules

La **figure III.33** présente les résultats obtenus par les trois méthodes seules, nous voyons qu'aucune de ces trois méthodes n'arrive à identifier les 2 trajets. Comme nous l'avons vu précédemment, l'application des méthodes basées sur la notion de sous-espace repose sur la non-singularité de la matrice de covariance des sources. Dans le cas des sources corrélées la matrice de covariance devient singulière. Il est donc indispensable de décorrélérer les signaux avant d'utiliser ces méthodes. Pour ce faire, nous avons utilisé la diversité d'espace (ou lissage spatial) et la bidirectivité appliquée à la diversité d'espace pour garantir la non-singularité de la matrice d'autocorrélation des sources même en présence de signaux cohérents. Dans ce cas, le nombre de sous-réseaux est égal à 2.

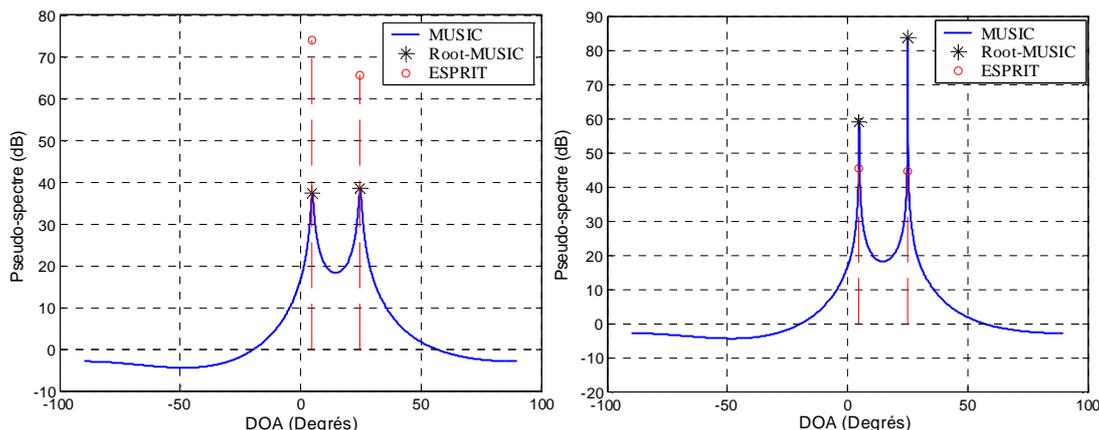


Figure III.34: Résultats de simulation avec deux sources corrélées : (a) méthode HR et diversité d'espace, (b) méthode HR et bidirectivité

La figure III.34 présente les DoAs estimées par les trois méthodes associées respectivement à la diversité d'espace et à la bidirectivité. Les deux trajets sont précisément estimés avec les DOAs de 4.84° et $24,81^\circ$ lorsque le lissage spatial est appliqué, et avec les DOAs de 4.98° et $25,1^\circ$ lorsque la bidirectivité est utilisée. On remarque que la diversité d'espace permet d'améliorer les estimations en présence de sources fortement corrélées. En comparant la figure III.34 (a) et la figure III.34 (b), on constate qu'il est avantageux d'utiliser la bidirectivité. En plus de ne pas diminuer le nombre de capteurs effectifs, la bidirectivité donne une meilleure résolution. Les résultats de simulation montrent que les valeurs estimées par les trois méthodes sont semblables.

On peut conclure que les trois méthodes étudiées offrent les mêmes précisions de localisation pour un rapport signal sur bruit important, les trois méthodes arrivent à bien mettre en évidence les positions angulaires des sources. Mais lorsque le bruit devient important celles-ci commencent à donner des erreurs. En ce qui concerne le pouvoir séparateur, lorsque les sources sont trop proches, leurs positions sont indiquées uniquement par Root-MUSIC et ESPRIT.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le démodulateur cinq-port nous permettant de récupérer après les antennes, les enveloppes complexes en bande de base. Nous avons aussi détaillé les méthodes à hautes résolution (Music, Root-Music et Esprit) nous permettant de déterminer la DoA de signaux RF à l'aide d'un réseau d'antenne linéaire. L'association « cinq-port/algorithmes haute résolution » nous permet de réaliser un démonstrateur réel estimant la DoA. Les simulations ADS ont validé le principe général de fonctionnement de ce démonstrateur, qui est un élément indispensable d'un système d'antenne intelligente.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. F. Engen, C. A. Hoer, “*Applicaton of an arbitrary six-port junction to power- measurement problems*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-21, pp 470-474, Nov 1972.
- [2] CG. Miguelez, B. Huyart, E. Bergeault and L. Jallet, “*A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 4, July 2000, pp 1416-1423.
- [3] S. O. Tatu, E. Moldovan, Ke Wu and R. G. Bosisio, “*A new direct millimeter wave sixport receiver*”, Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, Vol. 3, pp.1809-1812, May 2001.
- [4] G. Neveux, “*Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique " cinq-port "*,” thèse de doctorat, ENST Paris, Décembre 2003.
- [5] S. Abou Chakra, “*La boucle locale radio et la démodulation directe de signaux larges bandes à 26 GHz*”, thèse de doctorat, ENST Paris, Décembre 2004.
- [6] G. Neveux, B. Huyart, and J. R. Guisantes, “*Wide-band RF receiver using the "five-port" technology*”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 53, Issue: 5, pp.1441-1451, September 2004.
- [7] F. R. De Sousa, “*Application du corrélateur five-port aux PLLs, à la récupération de porteuse et à un MODEM de télécommunications dans la bande de 1.8-5.5 GHz,*” thèse de doctorat, ENST Paris, Octobre 2004.
- [8] V. Y. VU, A. J. Braga, B. Huyart et X. Begaud, “*Estimation des directions d’arrivée et retards de propagation par utilisation de la technique Cinq-Port*”, 14^{ème} Journées Nationales Microondes, NANTES, Mai 2005.
- [9] D. Kerneves, B. Hyart, X. Begaud, E. Bergeaut and L. Jallet, “*Direct measurement of direction of arrival of multiple signals*”, 30th European Microwave Conference, PARIS October 2000.
- [10] Frank Wiedmann, “*Développements pour des applications grand public du réflectomètre six-portes : algorithme de calibrage robuste, réflectomètre à très large bande et réflectomètre intégré MMIC,*” Thèse soutenue en juillet 1997 à l’ENST PARIS
- [11] G. Engen, “*The six-port reflectometer: an alternative network analyzer,*” IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 25, Issue 12, December 1977, pp 1075-1080.
- [12] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, “*Principles of Microwave Circuits,*” London and Piscataway, NJ, Peter Peregrinus, IEE Electromag. Waves Series. Vol. 25 1987.
- [13] E.R. Bertil Hansson and G.P. Riblet, “*An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect directionnal coupler,*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 31, No. 3, March 1983, pp 284-288.
- [14] C. Potter and A. Bullock, “*Nonlinearity correction of microwave diode detectors using a repeatable attenuation step,*” Microwave Journal, Vol. 36, No. 5, May 1993, pp 272-279.

- [15] Data Sheet AGILENT, diode Schottky HSMS2850, “*Surface mount zero-bias Schottky detector diodes,*” (<http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-7457E.pdf>)
- [16] Application Note 963 AGILENT, “*Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors,*” (<http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-0496.pdf>).
- [17] A.M. Cowley and H.O. Sorensen, “*Quantitative comparison of solid-state microwave detectors,*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 14, No 12, December 1966, pp 588-602.
- [18] Application Note 923 AGILENT, “*Schottky Barrier Diode Video Detectors,*” (<http://literature.agilent.com/litweb/pdf/5954-2079.pdf>).
- [19] Chen Zhaowu, Xu Binchun, “*Linearization of Diode Detector Characteristics,*” Microwave Symposium Digest, MTT-S International Volume 87, Issue 1, Jun 1987 Page(s):265 - 267.
- [20] Cletus Hoer, Keith C. Roe, C. M. Allred, “*Measuring and Minimizing Diode Detector Nonlinearity,*” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-25, No. 4, December 1976.
- [21] Ji Li, Bosisio. R. G, Ke Wu, “*Dual-tone calibration of six-port junction and its application to the six-port direct digital millimetric receiver,*” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 44 Issue: 1 , Jan. 1996, pp 93 –99.
- [22] X. Huang, D. Hindson, M. Caron and M. De Leseleuc, “*I/Q-channel regeneration in 5-port junction based direct receivers,*” IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium on Technologies for Wireless Applications, 21-24 February 1999, pp 169-173.
- [23] F. R. De Sousa, B. Huyart and R. N. de Lima, “*A new method for automatic calibration of 5-port reflectometers,*” IEEE MTT-S / SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC'2003. Actes de conférence - Foz de Iguçu - Brasil, 20-23 Sep 2003.
- [24] Yi Liu. “*Calibrating an industrial microwave six-port instrument using the artificial neural network technique*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 45(2): 651–656, 1996.
- [25] Xinping Huang, Mario Caron, and Dan Hindson, “*Adaptative I/Q-channel regeneration in 5-port junction based direct receivers*”, In Fifth Asia-Pacific Conference on Communications and Fourth Optoelectronics and Communications Conference, volume 1, pages 717–720, October 1999.
- [26] Xinping Huang, Dan Hindson, Michel de Léséleuc, and Mario Caron, “*I/Q-channel regeneration in 5-port junction based direct receivers*”, In 1999 IEEE MTT-S International Topical Symposium on technologies for wireless applications, pages 169–173, February 1999.
- [27] J. C. Liberti and T. S. Rappaport “*Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*”. Prentice Hall, New york, 1999.
- [28] C. LATOMBE, I. TAS, “*Amélioration du traitement d'antenne passif par l'estimation de la matrice spectrale des bruits*”, Traitement du Signal, Vol. 4 - n° 2, pp. 137-146, 1987.
- [29] J. Capon, “*High-Resolution frequency-Wavenumber Spectrum Analysis*”, Proc. of the IEEE, Vol. 57, No. 9, pp. 1408-1418, Aug. 1969.
- [30] H. T. Wu, J. F. Yang, and F. K. Chen, “*Source Number Estimator Using transformed Gerschgorin Radii*”, IEEE Trans. on signal Proc., Vol. 43, No. 6, pp. 1325-1333, J. 1995.

- [31] M. Wax and T. Kailath, "Determining the Number of Signals by Information Theoretic Criteria", IEEE, ASSP, Workshop on spectral estimation II, Florida, Nov. 1983, p. 192-196.
- [32] K. M. Wong, QI-TU Zhang, J. P. Reilly, "On Information Theoretic Criteria for Determining the Number of Signals in High Resolution Array Processing", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Proc., Vol. 38, No. 11, Nov. 1990.
- [33] G. M. Riche de Prony, "Essai expérimental et analytique : sur les lois de la dilatabilité de fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'eau et de la vapeur de l'alcool à différentes températures", Journal de l'école polytechnique, vol. 1, no. 22, pp. 24–76, 1795.
- [34] V. F. Pisarenko, "The retrieval of harmonics from a covariance function", Geophysical J. of the Royal Astron. Soc., vol. 33, pp. 347–366, 1973.
- [35] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 34, no. 3, pp. 276–280, Mar. 1986.
- [36] A. J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms", Proc. of ICASSP, Boston, MA, USA, pp. 336–339, 1983.
- [37] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, "ESPRIT—A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 34, no. 5, pp. 1340–1342, Oct. 1986.
- [38] M. Viberg and A. Swindlehurst, "A Bayesian Approach to Auto-Calibration for Parametric Array Signal Processing", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 42 (no. 12), pp. 3495-3507, December, 1994
- [39] M.P. Wylie, S. Roy, H. Messer, "Joint DOA estimation and phase calibration of linear equispaced(LES) arrays", IEEE Trans. Signal Processing, Volume: 42 (no. 12), pp. 3449-3459 Dec 1994
- [40] Astely, D.; Swindlehurst, A.L.; Ottersten, B., "Spatial signature estimation for uniform linear arrays with unknown receiver gains and phases", IEEE Trans. Signal Processing, Vol.47 (no. 8) , pp. 2128-2138, Aug. 1999
- [41] J. E. Evans, J. R. Johnson, D. F. SuN, "High resolution Angular Spectrum Estimation Techniques for Terrain Scattering Analysis and Angle of Arrival Estimation", in 1st ASSP Workshop Spectral Estim., Hamilton (Canada), pp. 134-139, 1981.
- [42] D. Grenier et G.Y. Delisle, "Technique superrésolutive d'identification de sources totalement corrélées", Can. Journal on Electr. and Comp. Eng., vol. 14, pp. 82–88, mars 1989.
- [43] R. SCHMIDT, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", in RADC Spectral Estim . Workshop, Rome (NY), 1979, pp. 243-258.
- [44] G . BIENVENU, L . Kopp, "Optimality of High Resolution Array Processing Using the Eigensystem Approach", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc., vol. 31, pp. 1235-1248, oct. 1983.
- [45] R. Roy and T.Kailath, "ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 37, pp. 984-995, July 1989.

- [46] P. Stoica and T. Söderström, “*Statistical Analysis of MUSIC and Subspace Rotation Estimates of Sinusoidal Frequencies*”, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 1836–1847, Aug. 1991.
- [47] A. Eriksson, P. Stoica, and T. Soderstrom, “*Second-order properties of MUSIC and ESPRIT estimates of sinusoidal frequencies in high SNR scenarios*”, IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, vol. 140, no. 4, pp. 266–272, Aug. 1993.
- [48] Y. Hua and T. K. Sarkar, “*On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise*”, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, no. 4, pp. 892–900, Apr. 1991.
- [49] T. H. Shan, A. Paulraj, T. Kailath, “*On Smoothed Rank Profile tests in Eigenstructure Methods for Direction-of-Arrival Estimation*”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc., vol. ASSP-35, pp. 1377-1385, oct. 1987.
- [50] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, L. H. Sibul, “*An Improved Spatial Smoothing Technique for Bearing Estimation*”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal proc., vol. ASSP-36, pp. 425-432, April 1988.
- [51] S. U. Pillai, B. H. KwoN, “*Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification*”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc., vol. ASSP-37, pp. 8-15, Jan. 1989.

CHAPITRE IV

ELABORATION D'UNE METHODE DE SYNTHESE DE LOBE ADAPTATIVE POUR LES ANTENNES INTELLIGENTES.

I. INTRODUCTION

Dans le **chapitre I**, nous avons vu que les systèmes antennes adaptatives déterminent la position angulaire des utilisateurs et des signaux parasites dans le but d'adapter leur diagramme de rayonnement en fonction de leur environnement c'est-à-dire en fonction de la position des usagers et des signaux interférents afin d'améliorer les performances de la liaison radio. Nous avons montré dans le **chapitre III**, que l'on pouvait estimer la position angulaire des sources grâce à l'association cinq-port/algorithme haute résolution. Après avoir étudié son environnement en identifiant les positions angulaires des sources utiles et perturbatrices, le système d'antenne adaptative doit adapter son diagramme de rayonnement grâce à un outil numérique de synthèse de diagrammes dans le but de satisfaire un cahier des charges (ou gabarit se présentant sous la forme de couple de valeur G et θ ; où G est le gain que doit présenter le diagramme de rayonnement dans la direction θ) établi dans la phase de l'étude de son environnement.

Le but de cette partie est l'élaboration d'une méthode de synthèse (d'optimisation), rapide et efficace de lobe adaptative pour les systèmes d'antennes intelligentes, dans le sens où elle doit permettre de tenir compte de toutes sortes de contraintes liées aux spécifications de ces systèmes adaptatifs : adapter la répartition de son énergie rayonnée en concentrant un maximum de puissance uniquement dans la direction des utilisateurs et un minimum de gain dans la direction des signaux parasites afin d'améliorer la capacité des systèmes de communications sans fil en terme de couverture, de rapport signal à interférent (SIR), de rapport signal à interférent plus bruit (SINR).

Un nombre important de méthodes ont été proposées pour la synthèse de diagrammes d'un réseau d'antenne [1-23]. Les méthodes de synthèse consistent à calculer les coefficients du réseau (amplitudes et /ou les phases) qui permettent d'obtenir le diagramme de rayonnement désiré. On peut alors envisager trois types de synthèse de réseaux d'antenne : la **synthèse en amplitude**, la **synthèse en phase** et la **synthèse en amplitude et phase**.

II. TECHNIQUE DE SYNTHÈSE DE RESEAU

II.1. Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau

Les antennes réseaux sont des systèmes constitués de plusieurs sources élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et/ou en phase avant d'être sommées entre elles. Ces pondérations sont déterminées par un outil numérique de synthèse de réseaux. Un dispositif d'alimentation, appelé réseau d'alimentation des sources permet de

commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources selon les types de synthèses utilisés (voir **figure IV.1**).

Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue. Il sera également possible de les conformer localement, par exemple par création d'un lobe dans la direction du signal utile et un zéro dans la direction d'une interférence ou par la création de plusieurs lobes simultanément en directions de plusieurs utilisateurs.

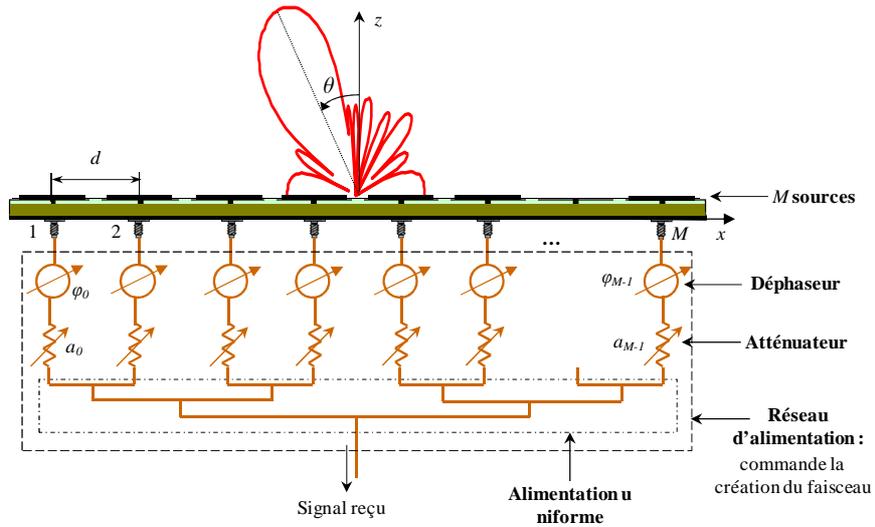


Figure IV.1: Schéma d'un réseau linéaire de M -éléments régulièrement espacés

Notre étude se limitera aux réseaux linéaires réguliers.

Considérons un réseau linéaire composé de M sources isotropes équidistantes, d'un pas de réseau d , positionnées suivant l'axe x . Ces sources sont alimentées en amplitude et en phase. Le champ rayonné par le réseau de sources est la somme de tous les champs élémentaires. Dans l'hypothèse d'un point P situé dans la zone de rayonnement lointain, toutes les directions d'observation sont parallèles. Le champ total rayonné par ce réseau est donné par :

$$E = \underline{K} \frac{e^{-jk|OP|}}{|OP|} \sum_{n=0}^{M-1} a_n e^{j(nkd \sin \theta + \varphi_n)} \quad (\text{IV.1})$$

où \underline{K} est un facteur d'homogénéité dont la valeur vaut $j \frac{60\pi}{\lambda}$ (Ω/m) et O est une origine arbitraire située sur la ligne contenant les sources. La première source est prise comme référence de phase, puisque $\varphi_0 = 0$ et le facteur de réseau peut s'écrire alors :

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{M-1} a_n e^{j(nkd \sin \theta + \varphi_n)} \quad (\text{IV.2})$$

où : a_n et $\varphi_n \in [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{M-1}]$ représentent respectivement les excitations en amplitude et en phase de la $n^{\text{ème}}$ source, $k = 2\pi/\lambda$ est la constante de propagation, $d_n = nd$ est la position du $n^{\text{ème}}$ élément et $kd_n \sin \theta$ représente le déphasage spatial.

Pour déterminer ces excitations en amplitude et/ou en phase des sources constituant le réseau et former le diagramme de rayonnement, il va falloir trouver une méthode d'optimisation numérique efficace.

II.2. Recherche d'une méthode de synthèse

La méthode d'optimisation numérique de réseau d'antenne ou la synthèse de réseau a pour objet de déterminer les paramètres de l'alimentation d'un réseau d'antennes (courants d'excitations des sources constituant le réseau) qui permettent de s'approcher au mieux des contraintes de rayonnement possédant certaines propriétés imposées (abaissement des lobes secondaire, création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence dans notre cas) ou d'un gabarit de rayonnement imposé (positions des utilisateurs et des brouilleurs).

La méthode d'optimisation choisie pour résoudre tel ou tel problème dépend essentiellement de la nature des paramètres à optimiser mais aussi du problème donné. Par conséquent, il n'existe pas une méthode d'optimisation suffisamment générale pour résoudre tous les problèmes, mais plutôt une multitude de méthodes adaptées à chaque problème.

D'une manière pratique, l'efficacité d'une méthode d'optimisation numérique de formation de faisceau dépend directement du temps de calcul et de la précision des résultats obtenus. Le temps de calcul dépend du type de convergence de la méthode, des valeurs initiales, de la formulation de la fonction objective et des contraintes. La précision quant à elle, dépend du nombre d'itérations ainsi que de l'ordre de l'approximation que l'on effectue à chaque itération. La méthode doit en plus tenir compte des contraintes de réalisation. En effet, il faut que l'on sache construire le circuit d'alimentation pour appliquer la loi d'alimentation obtenue. Une alimentation difficilement réalisable remet en cause la pertinence de la méthode.

Les techniques de synthèse de diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne permettant de créer des « zéros » en directions des signaux interférents tout en maintenant le lobe principal dirigé vers le signal désiré ont suscité beaucoup d'attention [1-21]. Ces techniques jouent un rôle important dans les systèmes de communications et dans les applications sonar et radar car elles permettent d'éliminer les signaux brouilleurs et d'augmenter les performances de ces systèmes en maximisant le rapport signal à interférent [12]. La suppression d'interférence dans les réseaux

d'antennes peut être réalisée en créant des « zéros » dans le diagramme de rayonnement du réseau en direction des signaux parasites tout en maintenant le lobe principal dans la direction du signal utile en ajustant l'amplitude et la phase, l'amplitude seulement, ou la phase seulement, des courants d'excitations des sources constituant le réseau.

La technique de synthèse en amplitude seulement peut être résolue par les méthodes analytiques telles que Fourier, Chebyshev, Binomial, Blackman, Hamming, Gaussian, Kaiser-Bessel, etc. [24]. Cette technique est facile à implémenter car elle nécessite simplement l'utilisation d'un réseau d'atténuateurs pour ajuster l'amplitude de chaque élément du réseau [4], [8], [12]. Si les éléments du réseau sont symétriques par rapport au centre du réseau, le nombre d'atténuateurs variables exigés est réduit de moitié. La synthèse en amplitude permet de contrôler le niveau des lobes secondaires et le niveau des zéros dans le diagramme de rayonnement mais ne permet pas un balayage du lobe. Ce type de synthèse n'est donc pas adapté aux applications des systèmes d'antennes intelligentes. La technique d'optimisation en phase seulement est particulièrement intéressante dans les applications de formation de faisceaux adaptative car elle est responsable du balayage du faisceau principal et permet de réaliser des lobes directifs avec une répartition de l'énergie rayonnée dans les directions utiles et interférents contrôlable. Ce type de synthèse est bien adapté à notre application car il permet de **maximiser le rapport signal sur interférent**. Sa mise en pratique nécessite des déphaseurs pilotés par un calculateur dans le cas d'une formation de faisceaux analogique. Dans le cas d'une formation de faisceau numérique, les phases sont directement appliquées aux signaux (IQ) en bande-base. La technique de synthèse en amplitude et en phase est efficace pour les applications en réseau adaptatif avec des niveaux de lobes secondaires fortement contrôlables. Cette technique est bien adaptée pour la formation numérique de faisceau, mais sa mise en pratique pour la formation analogique de faisceau, nécessite l'utilisation de circuits actifs pilotés par un calculateur afin d'appliquer à chaque source la loi d'alimentation en amplitude et en phase synthétisée.

Au cours de ces dix dernières années, plusieurs techniques basées sur une variété de méthodes populaires ont été développées pour la synthèse du réseau antenne [7], [11-16], [18]. Récemment, les **algorithmes évolutionnaires** appartenant à la famille de méta-heuristiques d'optimisation tels que l'**optimisation par essaims particuliers** (Particle Swarm Optimisation) [16] basée sur la collaboration des individus entre eux, le **recuit simulé** (Simulated Annealing) [6] s'appuyant sur un processus utilisé en métallurgie permettant de décrire l'évolution d'un système thermodynamique, les **algorithmes de colonies de fourmis** (Ant Colony Optimisation) [12] s'inspirant du comportement des fourmis et les **algorithmes génétiques** [7] utilisant la notion de sélection naturelle développée par Darwin ont été appliqués à la synthèse de réseau d'antenne. Ces

algorithmes évolutionnaires sont considérés comme des techniques puissantes et intéressantes permettant de résoudre une large gamme de problèmes. Ces méthodes utilisent un haut niveau d'abstraction pour résoudre des problèmes pour lesquels on ne connaît pas de méthode classique plus efficace. Cependant, les inconvénients majeurs de ces algorithmes évolutionnaires sont le coût élevé en ressource informatique et un temps calcul beaucoup plus important que les méthodes classiques car ils exigent un grand nombre d'évaluations de fonction pour progresser vers un optimum.

L'algorithme de programmation quadratique séquentiel (ou SQP pour Sequential Quadratic Programming en anglais) [25-26] que nous avons appliqué à la synthèse de diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne [19-21] s'est avéré être un algorithme alternatif efficace d'optimisation. Cet algorithme a été choisi en faisant un compromis entre efficacité et rapidité de convergence. En général, les problèmes de synthèse en phase seulement ou en amplitude et phase permettant de maximiser le rapport signal à interférent (SIR) ou le rapport signal à interférent plus bruit sont des problèmes d'optimisation non-linéaire sous contraintes (par exemple maximiser l'énergie rayonnée dans la direction utile sous les contraintes du niveau de lobes secondaires et du niveau des zéros dans la direction d'interférence faibles). L'algorithme SQP est bien approprié à la résolution des problèmes d'optimisation non-linéaire sous contraintes, incluant des contraintes d'égalité et d'inégalité, des fonctions coûts non-quadratique et l'optimisation multi-objective [20]. A ce jour, il est considéré comme l'algorithme de programmation non-linéaire le plus efficace [25]. Les fonctions et les gradients peuvent être évalués avec une précision suffisamment élevée. L'idée de base de l'algorithme SQP est de remplacer le problème non-linéaire initial par une succession de sous-problèmes de Programmation Quadratique (QP) plus "facile" à résoudre. La convergence est typiquement obtenue en quelques itérations et le critère d'optimalité de la méthode est basé sur les conditions nécessaires d'optimalité de Karush-Kuhn-Tucker (KKT). L'avantage de ces techniques est d'être très efficace en temps de calcul. L'algorithme SQP est une généralisation de la méthode de Newton. Il a une convergence quadratique et renvoie une solution optimale locale. Les lecteurs peuvent trouver les résultats de convergence et les performances de la méthode dans [27-29].

III. OUTIL NUMERIQUE D'OPTIMISATION POUR LA FORMATION DE FAISCEAUX

III.1. Formulation du problème

L'objectif de ce chapitre étant de trouver une technique d'optimisation efficace permettant l'ajustement du diagramme de rayonnement d'un réseau adaptative en fonction des conditions de

propagation (c'est-à-dire en fonction de la position de l'utilisateur et des interférents), nous avons utilisé le critère du **maximum de rapport signal sur interférent basé sur la technique de formation de voies et annulation d'interférents**.

Comme nous l'avons défini dans le **chapitre I**, la technique de formation de voie annulation d'interférence est une technique de calcul de pondération indépendante des données en entrée du réseau, mais ne nécessitant que l'estimation des angles d'arrivées des sources utiles et des interférents. Cette technique est basée sur la fonction propre du réseau, appelée facteur de réseau. Elle maximise le rapport signal à interférent (SIR) ou le rapport porteuse sur interférent (CIR). Pour maximiser le rapport signal à interférent plus bruit, nous allons utiliser cette technique couplée au modèle de Tchebychev.

Le but de cette technique étant d'obtenir un maximum d'énergie rayonnée par le réseau d'antenne en direction des signaux utiles et un minimum de rayonnement en direction des signaux interférents ou brouilleurs, le vecteur du réseau et les pondérations doivent donc satisfaire le système d'équations suivant:

$$w^H a(\theta_p) = 1 \quad p = 1, \dots, N \quad (N \text{ lobes}) \quad (\text{IV.3})$$

$$w^H a(\theta_i) = 0 \quad i = 1, \dots, m_e \quad (m_e \text{ zéros}) \quad (\text{IV.4})$$

où $w^H = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]$ est le conjugué de la transposée du vecteur de pondération du réseau, $a(\theta) = [1, e^{jkd \sin \theta}, e^{j2kd \sin \theta}, \dots, e^{j(M-1)kd \sin \theta}]^T$ est le vecteur de réseau et M est nombre d'éléments du réseau.

A partir des estimations des DoAs (voir **chapitre III**), on connaît la position du signal désiré θ_0 et les positions des signaux interférents θ_i , ($i = 1, 2, \dots, m_e$) c'est-à-dire le diagramme désiré.

Ce problème consiste à déterminer les pondérations que l'on doit appliquer à chaque élément du réseau afin de maximiser la norme du facteur de réseau $|AF(\theta)|$ en direction de l'utilisateur θ_0 et de minimiser cette même fonction en direction des signaux parasites θ_i , avec ($i = 1, 2, \dots, m_e$) tout en cherchant à limiter les remontées des niveaux des lobes secondaires.

Mathématiquement, on obtient un problème d'optimisation sous contrainte. Les contraintes ici, sont les niveaux des lobes secondaires et les niveaux de zéros dans le diagramme de rayonnement que doit présenter le faisceau en direction des signaux parasites. Sa forme générale est la suivante.

$$\begin{cases} \min & -f_{\theta_0}(w) \\ f_{\theta_i}(w) & = \delta_i \quad i = 1, \dots, m_e \\ f_{\theta_j}(w) & \leq \delta_j \quad j = m_e + 1, \dots, m \\ & -\pi \leq \varphi \leq \pi \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

où $f_{\theta}(w) = |AF(\theta)| = \left| \sum_{n=0}^{M-1} w_n e^{j(nkd \sin \theta)} \right|$, $w_n = a_n e^{j\varphi_n}$ est l'excitation en amplitude et en phase de

l'élément n et $\varphi \in [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{M-1}]$. Dans le cas d'un réseau uniforme on a les $a_n = 1$.

θ_0 est la direction du signal désiré, θ_i est la direction du $i^{\text{ème}}$ interférent, θ_j , $j \in \{m_e + 1, \dots, m\}$ représentent les régions des lobes secondaires, δ_i représente le niveau de zéros du $i^{\text{ème}}$ interférent et δ_j représente le niveau maximum des lobes secondaires.

Les techniques d'optimisations permettent de chercher le minima (ou maxima) d'une fonction. Minimiser une fonction $-f_{\theta_0}(w)$ revient à maximiser $f_{\theta_0}(w)$. La fonction à minimiser, appelée fonction coût ou objectif, est définie sur \mathbb{R}^{M-1} et à ses valeurs dans \mathbb{R} . Les fonctions $f_{\theta_i} : \mathbb{R}^{M-1} \rightarrow \mathbb{R}^{m_e}$ et $f_{\theta_j} : \mathbb{R}^{M-1} \rightarrow \mathbb{R}^{m-m_e+1}$ sont respectivement les contraintes d'égalité et d'inégalité.

La solution générale du système d'équation (IV.5) nécessite l'utilisation de techniques d'optimisations appropriées.

La méthode de Programmation Quadratique Successive (SQP) [25-30] constitue en effet, une des méthodes les plus efficaces de résolution de problèmes de programmation non linéaire et à ce titre elle intervient dans de nombreux travaux de contrôle optimal [30-33], et comme nous allons le montrer dans ce chapitre, elle s'adapte parfaitement à la synthèse de réseau d'antenne. Elle transforme le problème d'optimisation non linéaire en une suite de problèmes quadratiques sous contraintes linéaires [34].

Nous allons maintenant présenter des conditions permettant de résoudre ce système d'équation non linéaire (équation (IV.5)).

III.2. Théorie de la méthode d'optimisation sous contrainte

Pour résoudre le système (IV.5), nous allons établir des conditions d'optimalité permettant de déterminer les solutions éventuelles de f_{θ_0} . Ces conditions sont des conditions du premier ordre qui portent sur la dérivée de la fonction coût et des contraintes.

Si on suppose :

- ✱ que les fonctions f_{θ_0} , f_{θ_i} et f_{θ_j} sont de classe \mathbb{C}^1 ,

✱ w^* est régulier³ pour les contraintes f_{θ_i} et f_{θ_j} et solution local du problème (IV.4),

Il existe alors $\gamma^* = (\gamma_1^*, \dots, \gamma_m^*) \in \mathbb{R}^m$ tels que

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_j^* \geq 0 \quad \forall j \in \{0, m_e + 1, \dots, m\} \\ f_{\theta_i}(w^*) - \delta_i = 0 \quad \forall i \in \{1, \dots, m_e\} \\ f_{\theta_j}(w^*) - \delta_j \leq 0 \quad \forall j \in \{m_e + 1, \dots, m\} \\ \gamma_j^*(f_{\theta_j}(w^*) - \delta_j) = 0 \quad \forall j \in \{m_e + 1, \dots, m\} \\ -\nabla f_{\theta_0}(w^*) + \sum_{i=1}^{m_e} \gamma_i^* \nabla f_{\theta_i}(w^*) + \sum_{j=m_e+1}^m \gamma_j^* \nabla f_{\theta_j}(w^*) = 0 \end{array} \right. \quad (\text{IV.6})$$

où les réels γ_i^* , $i \in \{1, \dots, m_e\}$ et γ_j^* , $j \in \{m_e + 1, \dots, m\}$ sont respectivement les multiplicateurs de Lagrange correspondant aux contraintes d'égalité et aux contraintes d'inégalité.

Les relations de l'équation (IV.6) sont appelées les **conditions nécessaires d'optimalité du premier ordre** ou les **conditions de Karush-Kuhn-Tucker (KKT)**. Pour résoudre le système d'équations de KKT (équation (IV.6)) on va introduire la notion de **contrainte active**. On dit qu'une **contrainte d'inégalité**, $f_{\theta_j}(w^*) - \delta_j \leq 0$ pour $j \in \{m_e + 1, \dots, m\}$ est active au point w^* si $f_{\theta_j}(w^*) - \delta_j = 0$. Si $\gamma_j^* > 0$, alors la contrainte est forcément active. Les multiplicateurs correspondant aux contraintes inactives sont nuls : si $f_{\theta_j}(w^*) - \delta_j < 0$ la contrainte f_{θ_j} ne doit pas intervenir dans (IV.6).

La fonction lagrangienne associée à ce problème est donnée par :

$$\ell(w, \gamma) = -f_{\theta_0}(w) + \sum_{i=1}^{m_e} \gamma_i (f_{\theta_i}(w) - \delta_i) + \sum_{j=m_e+1}^m \gamma_j (f_{\theta_j}(w) - \delta_j) \quad (\text{IV.7})$$

La dernière relation de l'équation (IV.6) est alors la dérivée du lagrangien ℓ et s'écrit donc

$$\nabla_w \ell(w, \gamma) = -\nabla f_{\theta_0}(w) + \sum_{i=1}^{m_e} \gamma_i \nabla f_{\theta_i}(w) + \sum_{j=m_e+1}^m \gamma_j \nabla f_{\theta_j}(w) = 0 \quad (\text{IV.8})$$

L'intérêt d'introduire le lagrangien dans un problème d'optimisation sous contrainte est de ramener la recherche du minimum (ou maximum) à celle des points stationnaires (points critiques) du lagrangien donc à une recherche des zéros de dérivée.

³ un point w^* est régulier pour les contraintes f_{θ_i} et f_{θ_j} s'il est réalisable et si on peut trouver $dw \neq 0 \in \mathbb{R}^{M-1}$ tel que $\nabla f_{\theta_i}(w^*) \cdot dw = 0$, $\forall i \in \{1, \dots, m_e\}$ et $\nabla f_{\theta_j}(w^*) \cdot dw < 0$, $\forall j \in \{m_e + 1, \dots, m\}$.

Les conditions d'optimalité du premier ordre (équation (IV.6)) sont les conditions nécessaires et non suffisantes pour déterminer la solution de l'équation (IV.5). Nous allons maintenant établir la condition suffisante permettant d'obtenir un optimum.

Si f_{θ_0} , f_{θ_i} et f_{θ_j} sont de classe \mathbb{C}^2 (deux fois continûment différentiable), alors la matrice hessienne du lagrangien au couple de point (w^*, γ^*) peut être définie par

$$L(w^*, \gamma^*) = \nabla_{ww}^2 \ell(w^*, \gamma^*) = -\nabla^2 f_{\theta_0}(w^*) + \sum_{i=1}^{m_e} \gamma_i^* \nabla^2 f_{\theta_i}(w^*) + \sum_{j=m_e+1}^m \gamma_j^* \nabla^2 f_{\theta_j}(w^*) \quad (\text{IV.9})$$

Après avoir établi les conditions d'optimalité nous allons utiliser une méthode d'approximation basée sur la méthode de **Programmation Quadratique Successive** (SQP) pour résoudre les équations de KKT (conditions d'optimalité du premier ordre).

III.3. Méthode de Programmation Quadratique Successive

La méthode SQP est une méthode de type Newton pour les problèmes d'optimisation sous contraintes. Cette méthode fondée sur les conditions nécessaires d'optimalité (équations (IV.6)) est pertinente pour la résolution des problèmes non-linéaire.

On cherche à résoudre le système d'équations d'optimalité du premier ordre défini à l'équation (IV.6) par l'algorithme SQP. Autrement dit, il s'agit de trouver des solutions primales w^* et duales γ^* solutions du système (IV.6).

L'idée de base de la méthode SQP repose sur la reformulation itérative du problème de programmation non-linéaire en un problème de programmation quadratique (QP) au moyen de l'approximation du lagrangien de la fonction objectif et d'une linéarisation des contraintes. On est ainsi amené à résoudre à chaque itération une succession de problèmes quadratiques (« facile » à résoudre) avec des contraintes linéaires.

A l'itération $K + 1$, le vecteur w_{K+1} s'écrit :

$$w_{K+1} = w_K + \alpha_K p_K \quad (\text{IV.10})$$

où $p_K \in \mathbb{R}^{M-1}$ est une direction de descente et $\alpha_K \in]0, 1]$ est le pas de recherche linéaire.

Pour linéariser les contraintes, nous allons faire une approximation grâce à la formule de Taylor. En négligeant les termes d'ordre supérieur ou égal à 2 on peut écrire

$$f_{\theta_i}(w_K + p) = f_{\theta_i}(w_K) + \nabla f_{\theta_i}(w_K) \cdot p, \quad \forall i \in \{1, \dots, m\} \quad (\text{IV.11})$$

La direction de descente p_K permet d'assurer que

$$f_{\theta_i}(w_K) - \delta_i + \nabla f_{\theta_i}(w_K) \cdot P_K = 0, \quad \forall i \in \{1, \dots, m\} \quad (\text{IV.12})$$

Cette relation correspond à une linéarisation de contraintes au voisinage de w_K .

De la même façon en négligeant les termes d'ordre supérieur ou égal à 3, on peut ainsi obtenir une approximation du second ordre du lagrangien qui est une fonction quadratique

$$\ell(w_K + p, \gamma) = \ell(w_K, \gamma) + \nabla_w \ell(w_K, \gamma) \cdot p + \frac{1}{2} p^T \nabla_{ww}^2 \ell(w_K, \gamma) \cdot p \quad (\text{IV.13})$$

En appliquant la méthode de Newton à l'équation (IV.6), le problème revient donc à trouver une direction $p_K \in \mathbb{R}^{M-1}$ solution du sous-problème quadratique à la K -ième itération

$$\begin{cases} \min_d \nabla f_{\theta_0}(w_K) p + \frac{1}{2} p^T L(w_K, \lambda_K) p \\ \nabla f_E(w_K)^T p + f_E(w_K) = 0 \\ \nabla f_I(w_K)^T p + f_I(w_K) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

où $L(w_K, \lambda_K)$ est la matrice hessienne symétrique définie positive de la fonction Lagrangien, p_K est la solution du sous problème quadratique (« facile » à résoudre) à la K -ième itération, $\nabla f_E(w_K)$ et $\nabla f_I(w_K)$ sont respectivement les matrices jacobiennes de f_{θ_0} et f_{θ_j} . La matrice jacobienne est la matrice des dérivées partielles du premier ordre d'une fonction vectorielle.

Le problème de programmation résiduel est ensuite résolu, pour chaque itération $w_{K+1} = w_K + \alpha_K p_K$. La résolution des équations de KKT par la méthode de Newton revient donc à résoudre une suite de problèmes quadratique, d'où son nom programmation quadratique séquentielle. Il existe plusieurs variantes de la méthode selon la valeur du pas α_K . Lorsque $\alpha = 1$ la méthode est dite locale (algorithme de base) car elle n'est pas globalement convergente. Lorsque le pas α_K est adaptatif la méthode est dite globalisée car elle est globalement convergente. Les résultats de convergence et les performances de l'algorithme sont présentés dans [27-29].

Une bonne précision sur les gradients est nécessaire, car ils déterminent la direction de descente et ils interviennent dans les conditions d'arrêt de l'algorithme.

Un des points forts de la méthode SQP réside dans son caractère «chemin non-faisable»: la progression vers la solution optimale est effectuée à partir de points intermédiaires « faisables » mais aussi « non faisables », proches du domaine des contraintes. Ainsi, contrairement à de nombreuses méthodes qui vérifient les contraintes à chaque itération, la méthode SQP n'impose le respect des contraintes que pour la solution finale. Cette caractéristique, associée à la technique

BFGS (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno) d'estimation de l'inverse de la matrice hessienne, conduit à faire de la méthode SQP utilisée, une méthode extrêmement rapide.

Nous allons maintenant définir l'algorithme SQP

1. Initialisation du problème $K = 1$: choix de la solution initiale (w_0, γ_0) et de la précision $\varepsilon > 0$
2. calculer le Hessien $L(w_K, \gamma_K)$ (équation (IV.9))
3. estimation de la direction de descente p_K et le paramètre de Lagrange γ_K en résolvant le sous-problème quadratique (équation (IV.14))
4. estimation de la longueur du pas α_K et calcul du point $w_{K+1} = w_K + \alpha_K p_K$
5. critère d'arrêt $\|\nabla \ell(w_K, \lambda_K)\| \leq \varepsilon$; si satisfait : une solution est trouvée, sinon
6. on pose $K = K + 1$, et on retourne à (2)

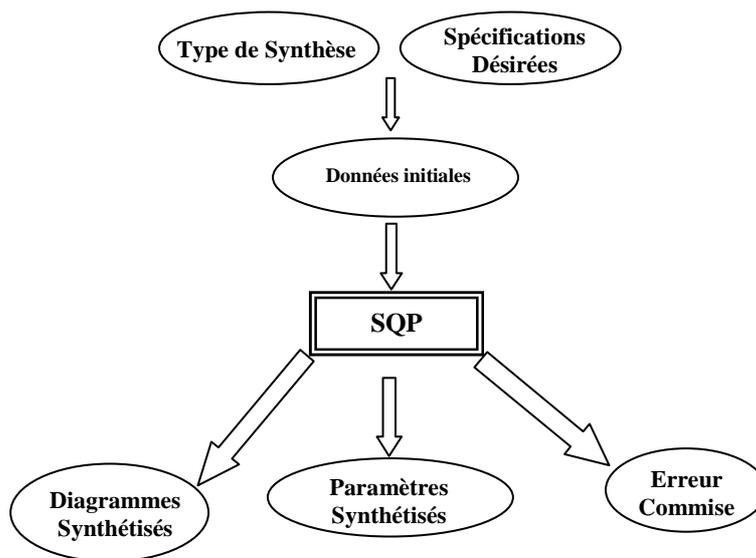


Figure IV.2: Synoptique du logiciel d'optimisation

Ce synoptique se divise en trois parties:

- ✘ Une partie initialisation, où sont définis l'étude et les objectifs désirés
 - Géométrie du réseau : on définit le nombre des sources et leur position
 - Les paramètres initiaux (loi d'alimentation initiale). Une loi uniforme d'alimentation est suffisante.
 - Type de synthèse: optimisation en amplitude et /ou en phase selon l'application envisagé
- ✘ Une partie calcul.

- ✖ Une partie traitement des résultats (**erreur commise**, **paramètres synthétisés** (amplitudes et/ou phases des excitations selon le type d'optimisation) et le **diagramme synthétisé** qui évalue qualitativement le diagramme de rayonnement du réseau,

IV. VALIDATION DE LA METHODE DE FORMATION DE FAISCEAU : APPLICATIONS A LA SYNTHESE DES RESEAUX DIRECTIFS

Afin de montrer l'efficacité de notre méthode de formation de faisceau, on a effectué une synthèse avec un réseau linéaire de 10 sources espacées de 0.5λ (on néglige le phénomène de couplage entre sources).

IV.1. Technique de synthèse avec la phase seulement ou Réseau équi-amplitude

Dans le cas d'un réseau équi-amplitude où les sources sont alimentées avec la même amplitude, l'optimisation portera seulement sur la phase des éléments et le facteur de réseau est alors donné par :

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(kd_n \sin\theta + \varphi_n)} \quad \text{avec } a_n = a_0 = a_1 = \dots = a_{N-1} = 1 \quad (\text{IV.15})$$

Comme la première source étant pris comme référence de phase ($\varphi_0 = 0$), le facteur de réseau devient:

$$AF(\theta) = 1 + \sum_{n=1}^{N-1} e^{j(kd_n \sin\theta + \varphi_n)} \quad (\text{IV.16})$$

La fonction à optimiser portant sur la phase seulement est défini par:

$$f_{\theta}(\varphi) = |AF(\theta)| = \left| 1 + \sum_{n=1}^{N-1} e^{j(kd_n \sin\theta + \varphi_n)} \right| \quad (\text{IV.17})$$

Ce type d'optimisation permet de réaliser des lobes directifs avec un niveau des lobes secondaires " moyennement contrôlable". Avec cette technique, on peut contrôler le niveau reçu dans la direction du rayonnement utile et interférent.

Après optimisation avec l'algorithme SQP on obtient les diagrammes et les pondérations suivants:

On présente ici les diagrammes dépointés des lobes directifs :

- ✖ Balayage du faisceau avec le niveau des lobes secondaires (SLL ou Side-Lobe-Level) inférieurs à -15 dB.

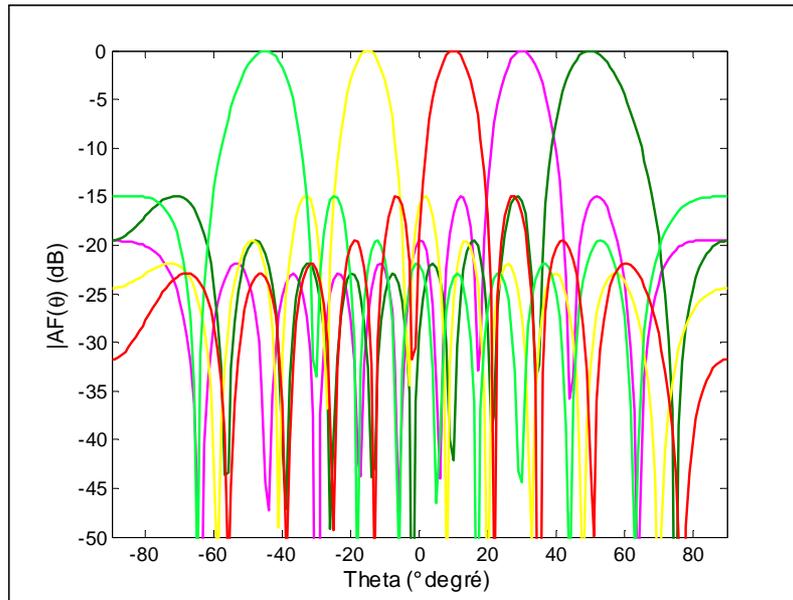


Figure IV.3: Diagrammes de rayonnement dépointés des lobes directifs

- * Faisceaux directif pointant respectivement à 20° et -15° avec des lobes secondaires inférieurs à -35 dB et -25 dB dans les zones angulaires privilégiées, afin de limiter le niveau de bruit ou le niveau des signaux perturbateurs émettant dans ces zones.

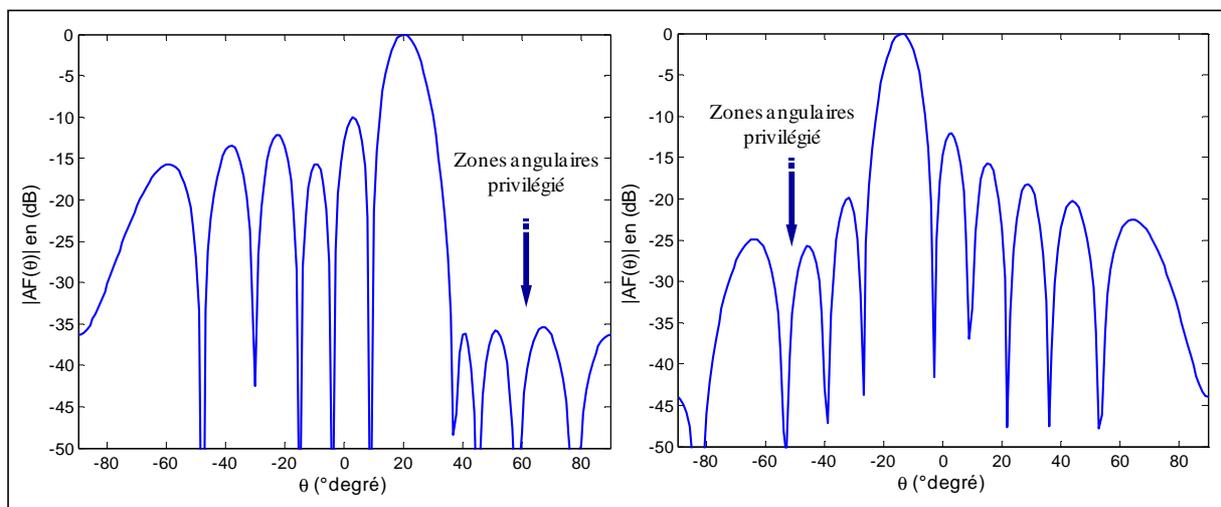


Figure IV.4: Diagrammes de rayonnement directifs avec des zones angulaires privilégiées.

Dans les applications des antennes adaptatives, la création de zéros dans certaines zones angulaires est primordiale pour éliminer les signaux interférents ou brouilleur, afin de maximiser le rapport signal à interférent. Il faut aussi pouvoir balayer un lobe principal et un zéro dans tous les domaines angulaires de la couverture.

Les diagrammes synthétisés sont représentés sur les **figures IV.5** et **IV.6**, les pondérations en phase obtenues sont reportées dans les **tableaux IV.1** et **IV.2**.

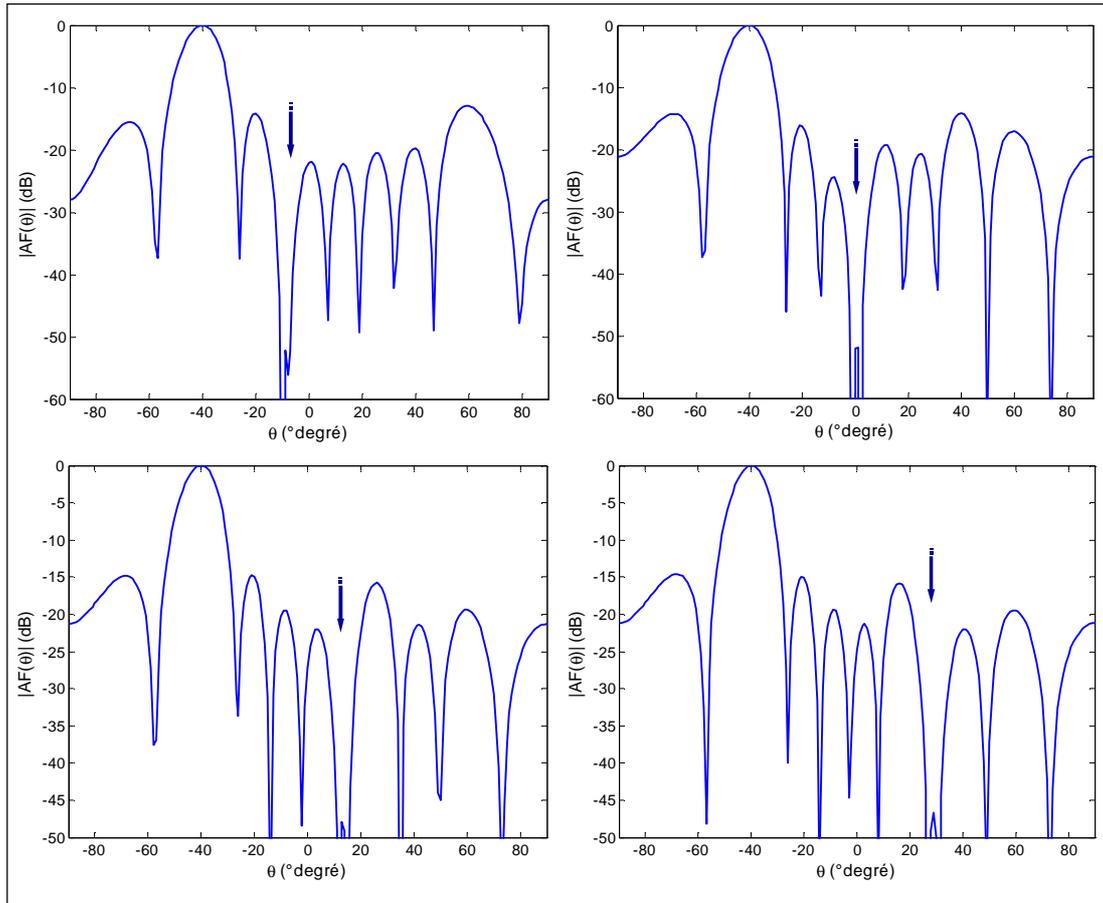


Figure IV.5: Faisceaux directif pointant dans la direction du signal utile (-40°) et balayage du zéro en direction de l'interfèrent mobile.

Elément N°	Phases φ_n (Degrée)							
	Figure IV.4		Figure IV.5			Figure IV.6		
1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	3	17	142	146	123	108	16	-57
3	-88	64	-112	-120	-134	-122	71	-132
4	-138	110	-12	-3	0	-25	150	-174
5	157	157	105	127	95	111	-142	102
6	72	-156	-117	-137	-127	-155	-93	65
7	7	-110	0	-6	-32	-19	-25	-18
8	-43	-64	94	110	102	78	54	-61
9	-134	-17	-156	-155	-156	-153	109	-136
10	-131	0	-18	-10	-33	-44	125	167

Tableau IV.1: Excitations en phases synthétisées par l'algorithme SQP

La **figure IV.5** montre que dans le cas où l'utilisateur est fixe, on peut éliminer un interfèrent mobile en plaçant un zéro dans sa direction au cours de son déplacement. La **figure IV.6** montre que dans le cas où l'interfèrent est fixe, on peut suivre l'utilisateur au cours de son déplacement. Les **figures IV.5, IV.6, et IV.7** montrent que l'on peut suivre le signal utile au cours

de son déplacement en concentrant un maximum de rayonnement dans sa direction tout en plaçant un minimum de rayonnement (des zéros) en direction des signaux brouilleurs.

Pour éviter que les directions d'incidence des signaux utiles et interférents soient identiques, l'organe d'allocation des canaux doit donc être en mesure de faire basculer l'un des utilisateurs sur un autre canal après mesure du niveau d'interférence.

On montre sur la **figure IV.7** que la méthode permet aussi d'éliminer les interférences à bande étroite et les interférences larges bandes, c'est-à-dire on peut avoir un zéro étroit ou un zéro large en directions des signaux parasites. Dans ce dernier cas le trou opéré présente un niveau d'oscillation de -49dB, soit 29dB en dessous des lobes secondaires.

La **figure IV.8** montre que la méthode permet d'éliminer plusieurs signaux parasites en créant plusieurs zéros dans leurs directions.

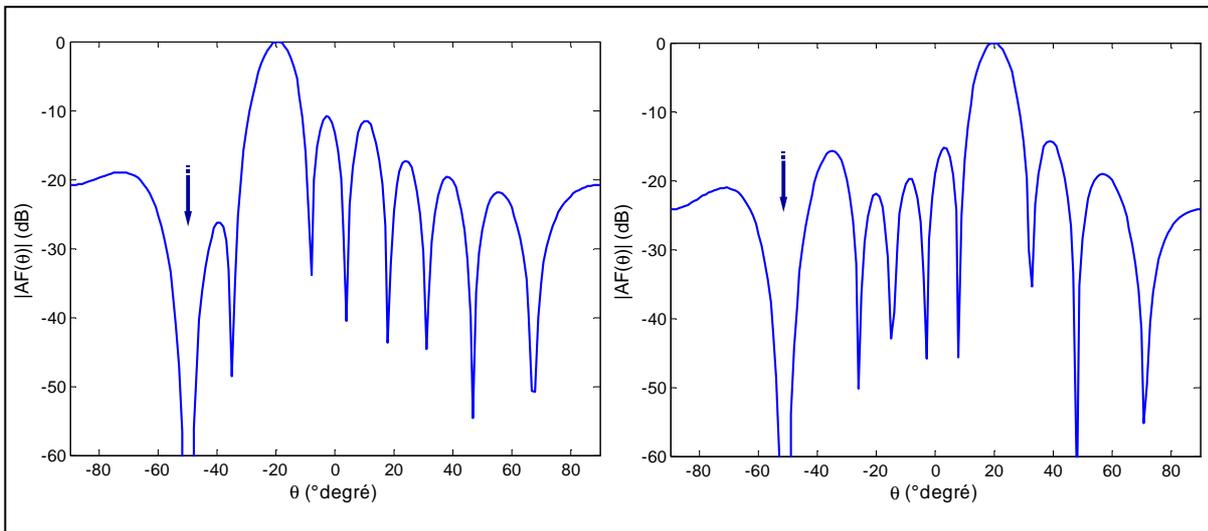


Figure IV.6: Balayage du lobe principal (utilisateur mobile) et élimination de l'interférent fixe (un zéro à -50°)

Elément N°	Phases φ_n (Degré)						
	Figure IV.7		Figure IV.8		Figure IV.9		
1	0	0	0	0	0	0	0
2	-114	-64	9	-78	-27	-123	-111
3	132	143	38	140	126	-10	-138
4	14	24	20	38	99	-121	89
5	-103	-69	15	-54	-108	-144	-142
6	145	155	84	-150	-135	104	96
7	28	62	79	119	18	-143	-135
8	-90	-57	61	17	-10	94	93
9	156	150	90	-125	143		65
10	42	85	99	157	116		-46

Tableau IV.2: Excitations en phases synthétisées par l'algorithme SQP

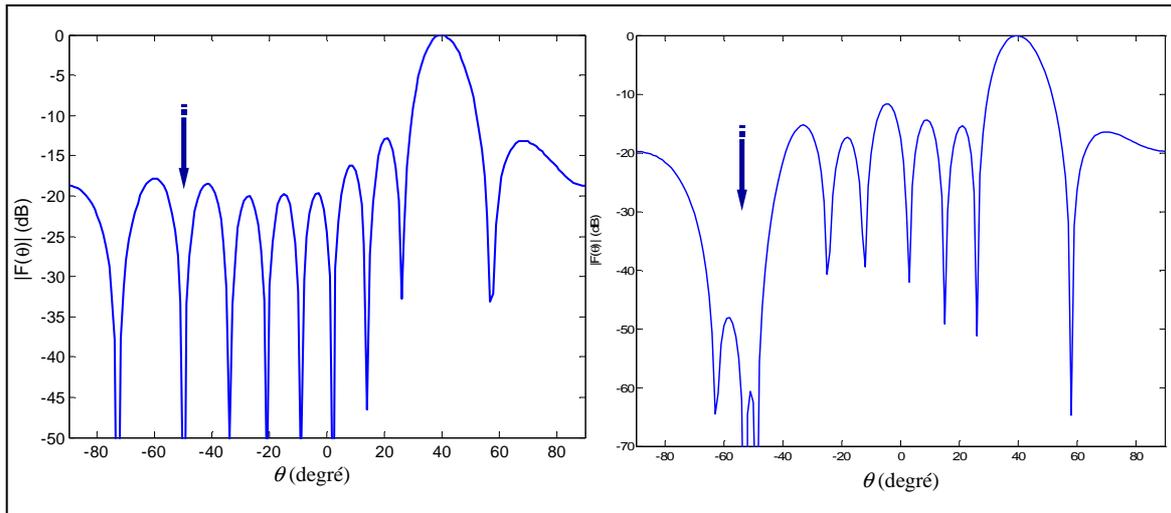


Figure IV.7: Diagrammes synthétisés avec un zéro étroit à -50° et un zéro large centré à -55°

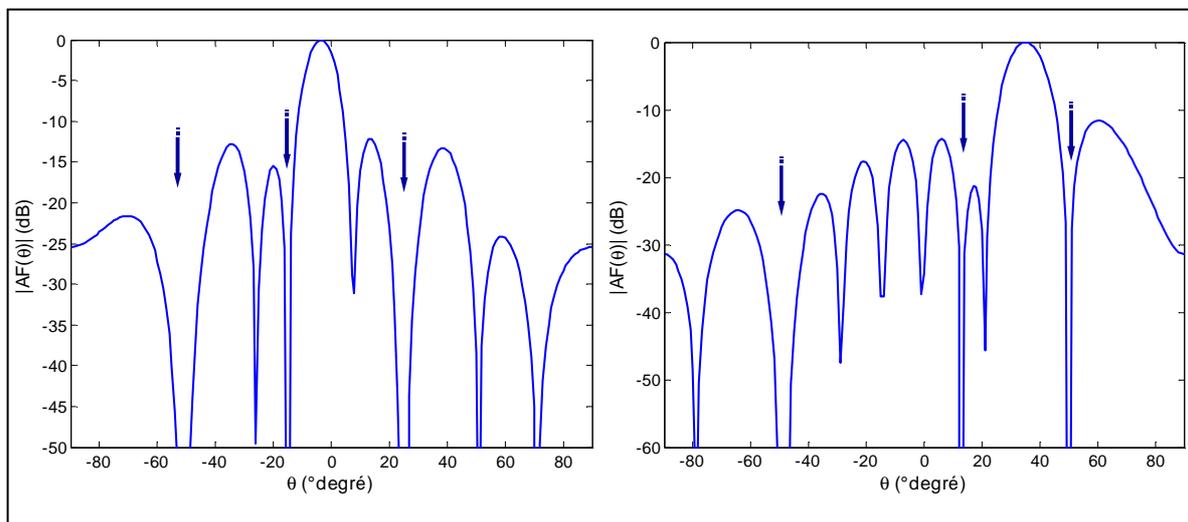


Figure IV.8: Diagrammes de rayonnement avec plusieurs zéros en directions des interférents

Pour aller plus loin dans notre raisonnement et montrer l'efficacité de la méthode, trois synthèses sont effectuées avec des réseaux de sources espacées de 0.5λ , les diagrammes synthétisés sont les suivants:

- ✘ Diagramme directif avec deux faisceaux pointant à -20° et 40° et une zone angulaire privilégiée (10 sources), **figure IV.9**.
- ✘ Diagramme directif avec trois faisceaux pointant respectivement à -60° , 10° et 50° (8 sources), **figure IV.9**.
- ✘ Diagramme directif avec quatre faisceaux pointant à -60° , 10° , 30° et 50° (10 sources), **figure IV.9**.

La création d'un faisceau multi-lobes est nécessaire pour pouvoir couvrir plusieurs sources utiles simultanément, afin d'exploiter le multiplexage spatial (SDMA).

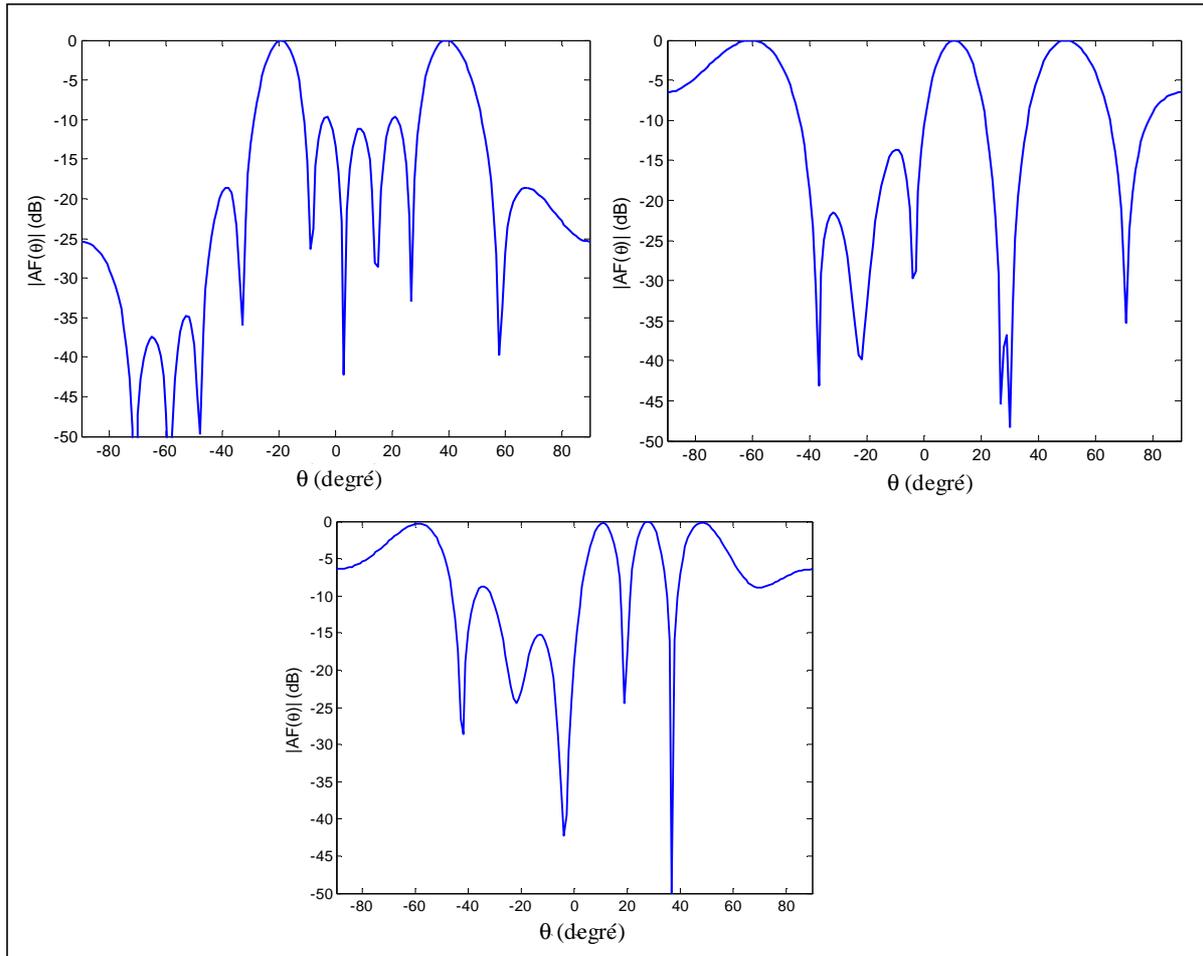


Figure IV.9: Diagramme rayonnement directif avec un faisceau multi-lobes

Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode avec une convergence instantanée pour :

- ✘ La formation d'un lobe directif avec des lobes secondaires faibles dans les zones angulaires privilégiées
- ✘ La formation d'un lobe et de plusieurs zéros dans tout le domaine angulaire de la couverture.

Nous avons montré aussi que l'on pouvait former un faisceau avec plusieurs lobes pour exploiter le multiplexage spatial. Dans tous les cas, on observe que l'abaissement de niveau du zéro se fait au détriment du niveau des lobes secondaires qui remonte.

Pour surmonter le problème de lobe secondaire, nous allons appliquer le modèle de Tchebychev pour fixer le niveau des lobes secondaires et ensuite effectuer la synthèse avec phase seulement en utilisant l'algorithme SQP. Cela nous permettra de garder les performances de l'algorithme en termes de temps de calcul et de précision des résultats tout en ayant un niveau de lobe secondaire faible.

IV.2. Technique de synthèse basée sur le modèle initial de Tchebychev

Cette technique permet de contrôler le niveau de l'énergie émise dans les directions du rayonnement utile et interférent avec un niveau des lobes secondaires minimal fixé par le modèle initial (distribution d'amplitude du courant des sources) de Tchebychev. Et l'optimisation portera seulement sur les phases des excitations en utilisant l'algorithme SQP.

IV.2.1. Modèle de Dolph-Tchebychev

Le modèle propose de construire un alignement possédant une distribution de courant telle qu'elle offre un diagramme de rayonnement directif, tout en conservant un niveau de lobes secondaires minimal. Et comme le champ rayonné peut s'exprimer sous la forme d'un polynôme de degré $M-1$, la méthode de Dolph –Tchebychev consiste à identifier ce polynôme au polynôme de Tchebychev correspondant de degré $M-1$, où M est le nombre d'éléments du réseau.

Cette méthode utilise le fait que la répartition optimale des amplitudes des sources est celle qui donne, pour l'expression du champ rayonné par un alignement de M sources, le polynôme de Tchebychev de degré $M-1$. Ce polynôme présente toujours un maximum de niveau qui correspond au maximum du lobe principal de rayonnement et une succession de maxima et de minima d'amplitudes égales, qui correspondent aux lobes secondaires, où R est le rapport entre l'amplitude du champ maximal du lobe principal et celle des lobes secondaires.

Sur la **figure IV.12 (a)** est représenté le polynôme de Tchebychev de degré 10, $T_{10}(z)$, qui correspondra, dans la méthode de Tchebychev au rayonnement d'un alignement de 11 sources. Le point (x_0, R) (voir **figure IV.12(a)**) correspond alors au maximum de rayonnement.

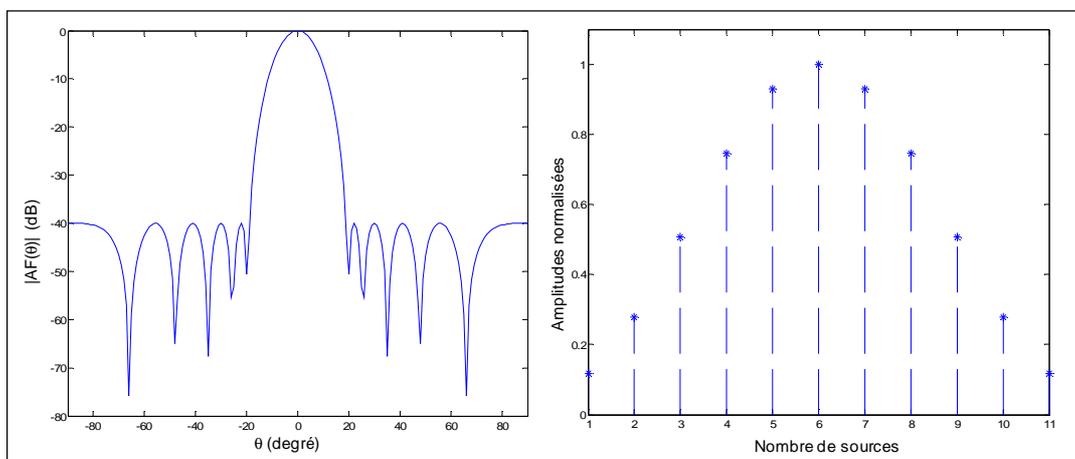


Figure IV.10: (a) Modèle initial Tchebychev ($F_0(\theta)$) avec le niveau des lobes secondaires fixé à -40dB, (b) excitation en amplitude normalisée du modèle initial $F_0(\theta)$

Plusieurs cas de synthèses sont effectués avec un réseau de 11 sources espacées de $0.5\lambda_0$.
Les diagrammes synthétisés sont les suivants:

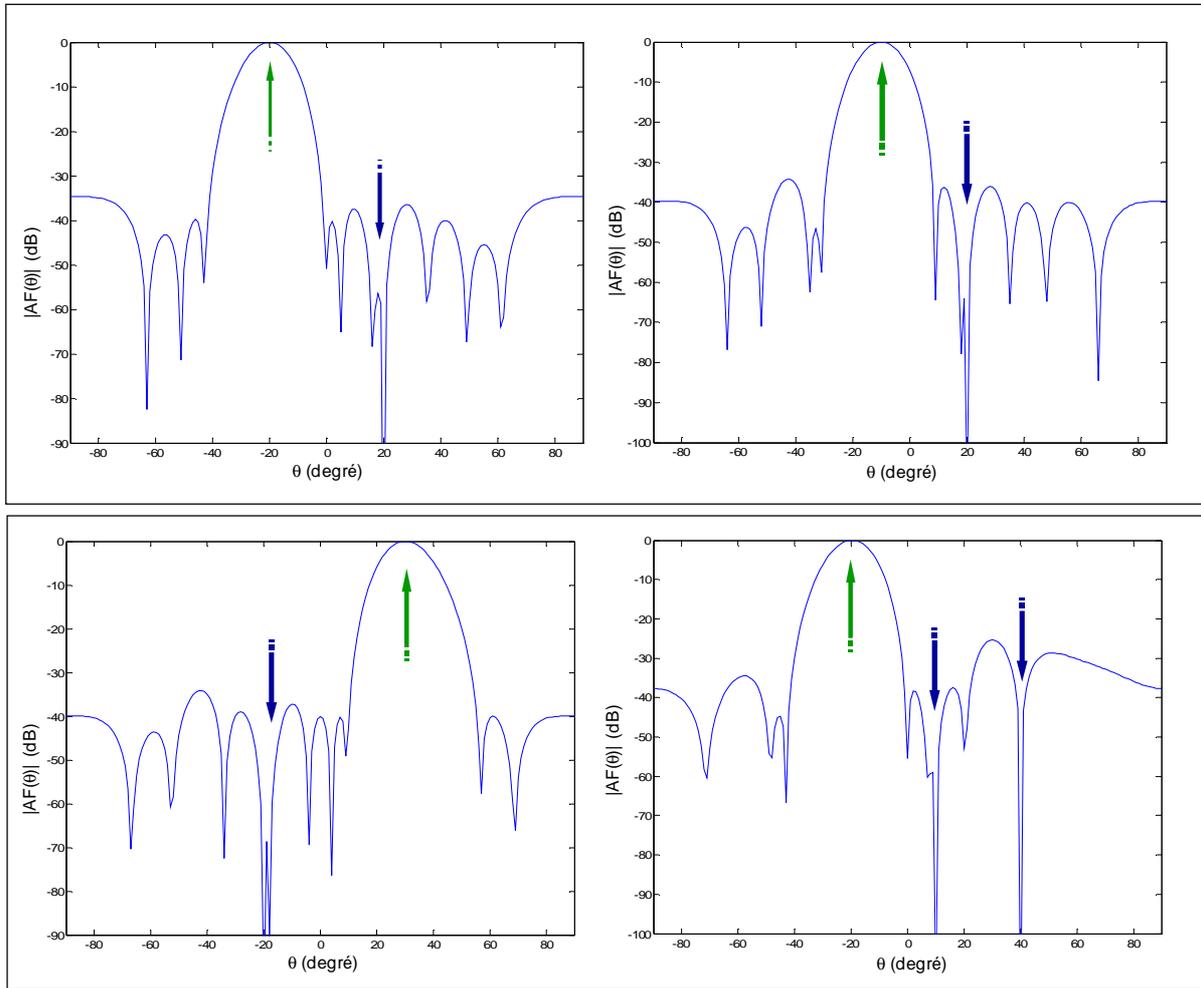


Figure IV.11: Diagrammes de rayonnement obtenus avec le modèle initial Tchebychev

La performance (convergence) de la méthode est représentée sur la **figure IV.12 (b)**

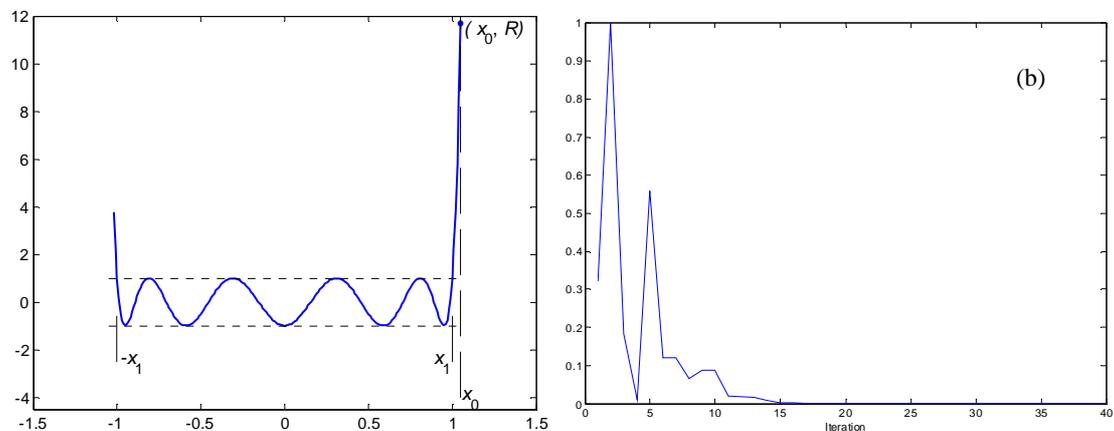


Figure IV.12: (a) Variation du polynôme de Tchebychev dans le cas de 11 sources ; (b) Minimisation d'erreur sur les contraintes en fonction du nombre d'itération.

La méthode SQP permet aussi d'effectuer une synthèse en amplitude seulement et une synthèse en amplitude et en phase. Pour illustrer ces cas, deux synthèses sont effectuées avec un réseau de 20 sources espacées de 0.5λ , les diagrammes synthétisés sont les suivants:

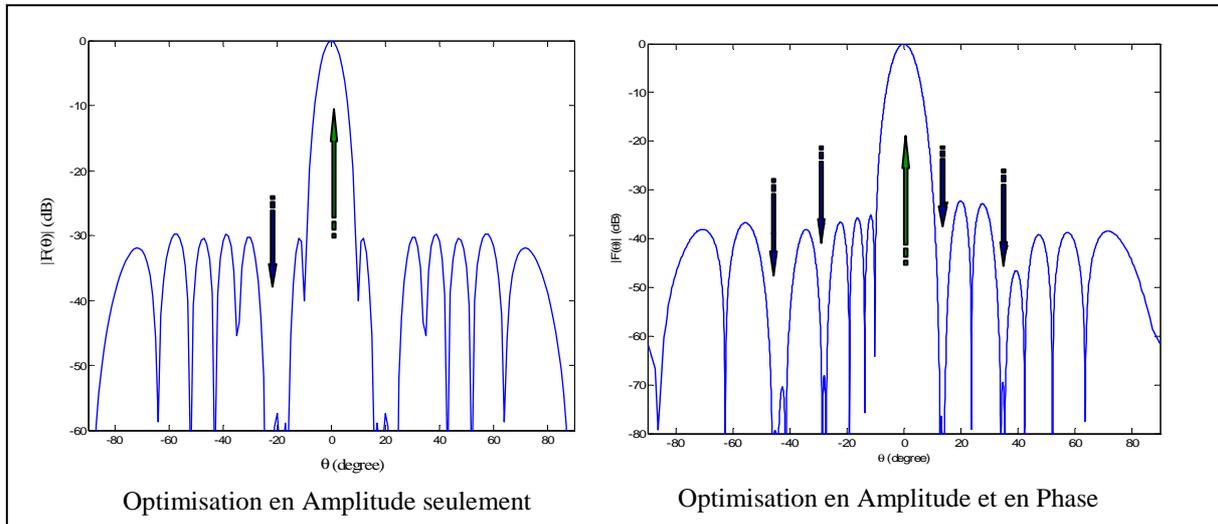


Figure IV.13: Diagramme optimisé en amplitude et diagramme optimisé en amplitude et en phase

Nous avons effectué une comparaison entre la méthode SQP avec d'autres méthodes de synthèse de réseau (critère MinMax ou Méthode de MADSEN et réseaux de neurones) développées dans l'équipe [18].

La **technique d'optimisation avec un critère de minmax** basée sur l'algorithme de MADSEN consiste globalement à minimiser l'écart maximum entre le diagramme de rayonnement obtenu et le gabarit imposé. Cette technique est robuste mais inadaptée pour les applications de réseau adaptatif. Les caractéristiques de cette technique sont les suivantes :

- ✘ Ajustement pour chaque cas (direction désirée) de gabarit et des poids d'une façon très précise pour avoir les résultats souhaités.
- ✘ La convergence est lente et il existe parfois des difficultés à obtenir la solution désirée.
- ✘ Temps de calcul de l'ordre d'une dizaine de secondes en moyenne (8 éléments, synthèse en phase seulement)
- ✘ Réajustement du gabarit et des poids.
- ✘ Formation d'un ou plusieurs faisceaux avec un seul zéro (n'est pas capable de former plusieurs zéros)

Pour augmenter la robustesse et le temps de calcul de cette technique, une autre méthode a été développée [18]. Cette méthode est basée sur **le réseau de neurones artificiels** et sa base

d'apprentissage est élaborée à partir des résultats fournis par la **technique d'optimisation avec un critère de minmax**. Les caractéristiques de cette technique sont les suivantes :

- ✗ Il faut avoir une base d'apprentissage du réseau neuronal
- ✗ Phase d'apprentissage très lourde
- ✗ Pas d'ajustement de gabarit
- ✗ La Convergence est instantanée
- ✗ La synthèse se fait avec la phase seulement
- ✗ Formation d'un ou plusieurs faisceaux avec un seul zéro (n'est pas capable de former plusieurs zéros)

Nous avons aussi effectué la comparaison des résultats obtenus par la méthode SQP avec ceux obtenus par d'autres méthodes dans la littérature [21]. Pour la comparaison, la synthèse a été effectuée avec un réseau de 20 éléments espacés de 0.5λ (synthèse en amplitude et en phase).

Comparaison entre la méthode SQP et la méthode MTSA (Modified Tabu Search Algorithm) développé par K. Güney et al. [11].

Comparaison entre la méthode SQP et la méthode d'approximation Minimax présenté par Ismail et al [9].

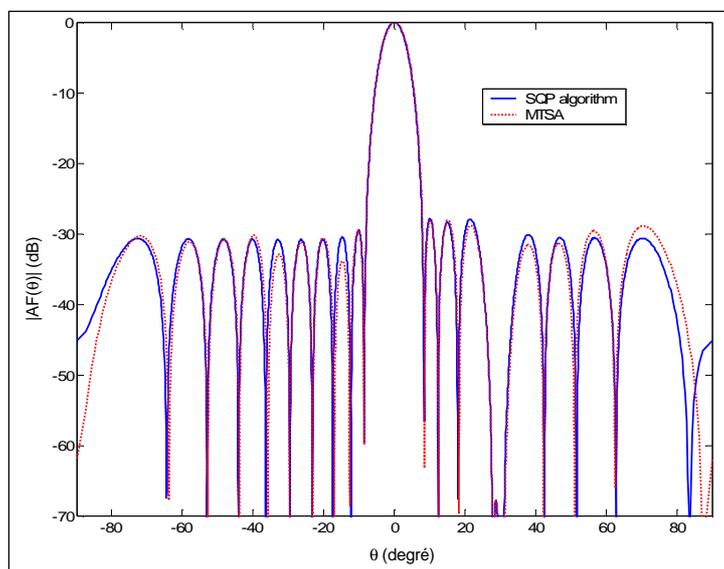


Figure IV.14: Comparaison entre la méthode SQP et la méthode MTSA présenté dans [11]

Nous avons montré que la technique SQP permet de synthétiser un faisceau directif en direction du mobile (signal utile), tout en plaçant les zéros en direction des signaux interférents par changement d'excitation: amplitude et/ou la phase de chaque élément. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode.

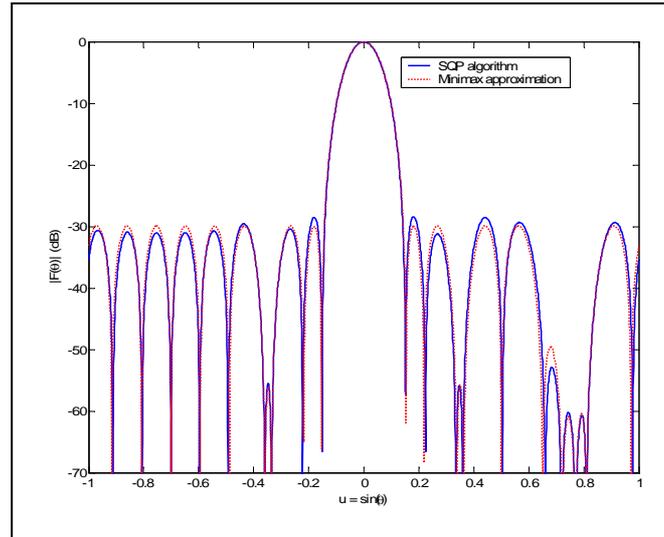


Figure IV.15: Comparaison entre la méthode SQP et la méthode d'approximation Minimax présenté dans [9].

V. SIMULATION DU SYSTEME GLOBAL (RECEPTION-ÉMISSION) SOUS ADS D'AGILENT TECHNOLOGY

Notre objectif ici, est de valider le principe de fonctionnement du système global (la technique de mesure des angles d'arrivées des signaux RF et la technique de formation de faisceaux issues des phases d'études 1 et 2), afin de démontrer la faisabilité du système à l'aide d'un prototype ou d'un démonstrateur qui réponde aux spécifications imposées par les systèmes adaptatifs. A cette fin, nous avons modélisé le fonctionnement du dispositif global sous ADS co-simulé avec MATLAB, puis nous comparerons les résultats obtenus par la simulation avec ceux qui seront obtenus expérimentalement.

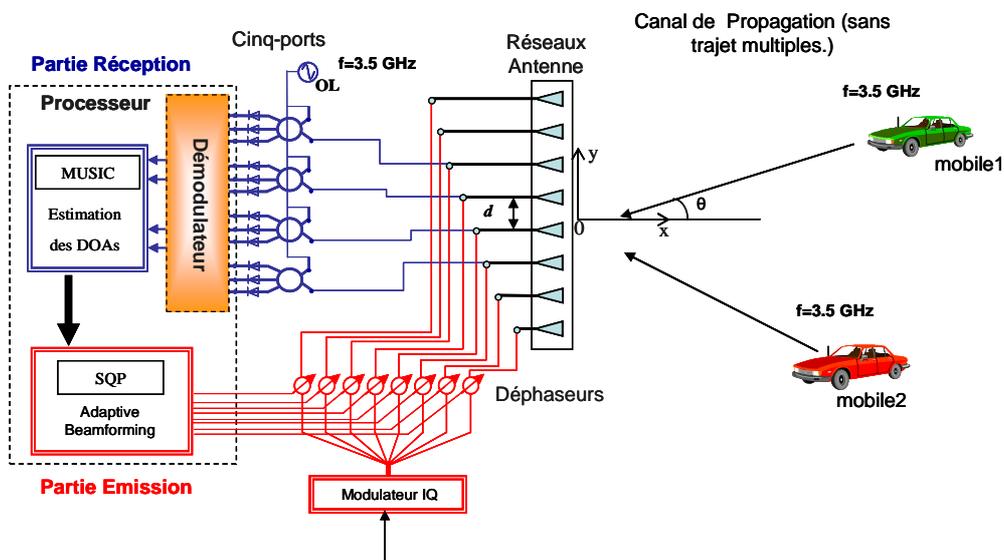


Figure IV.16: Système global simulé sous ADS dans la partie Ptolemy

Le système de communication simulé sous ADS dans la **partie Ptolemy** est constitué d'un réseau linéaire de 4 antennes en réception et de 8 antennes en émission espacées de $\lambda/2$, d'un réseau de 4 cinq-port en technologie micro-ruban fonctionnant à 3.5 GHz, d'une unité de formation de faisceau en émission basée sur l'algorithme SQP et de 8 déphaseurs. Les antennes sont placées suivant l'axe y dans le plan xoy. Deux mobiles émettent des signaux QAM autour de 3.5 GHz et ils sont repérés par leurs coordonnées X et Y comme présentés sur la **figure III.27** du **chapitre III**. Le canal de propagation est représenté par un trajet direct. Chaque antenne en réception est connectée à l'entrée RF d'un cinq-port. Le rapport complexe entre le signal RF reçu par l'antenne et le signal d'Oscillateur Local de chaque cinq-port est mesuré. Les DoAs sont estimées par l'algorithme MUSIC à partir de l'enveloppe complexe obtenue par chaque cinq-port. Après l'estimation des DoAs, on connaît la position de chaque signal. Ces DoAs sont récupérées par l'unité de formation de faisceau qui calcule les pondérations et forme le faisceau orienté vers le signal utile tout en plaçant un zéro en direction du signal interférent. La **figure IV.16** présente le schéma du système simulé sous ADS (cf aussi de l'**ANNEXE VI**).

Les résultats de simulation du système sont présentés sur les figures suivantes :

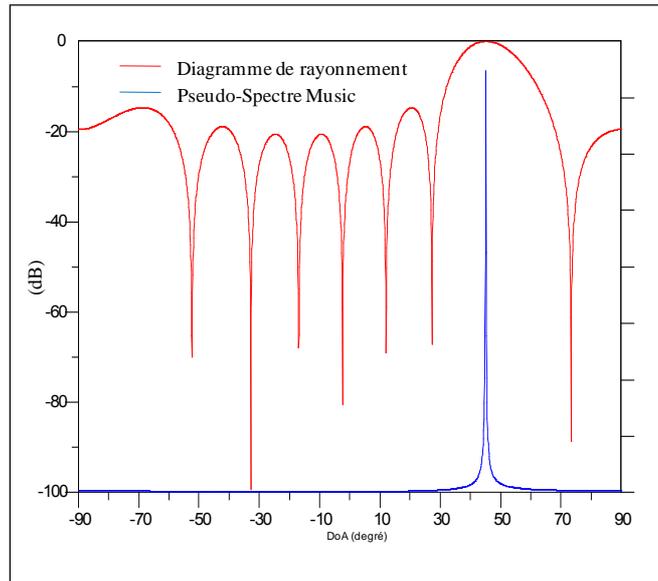


Figure IV.17: Estimation de la DoA et diagramme synthétisé avec la phase seulement.

La **figure IV.17** présente l'estimation de la DoA d'un signal incident dans la direction $\theta = 45^\circ$ et le diagramme de rayonnement synthétisé avec la phase seulement.

La **figure IV.18** présente le résultat de simulation de l'estimation de la DoA de deux signaux (un signal utile incident à 26.5° et un interférent incident à -45°) et le diagramme de rayonnement synthétisé avec la phase seulement. La **figure IV.19** présente le résultat de simulation

de l'estimation de la DoA de deux signaux (un signal utile incident à 20° et un interférent incident à -30°) et le diagramme de rayonnement synthétisé en amplitude et phase.

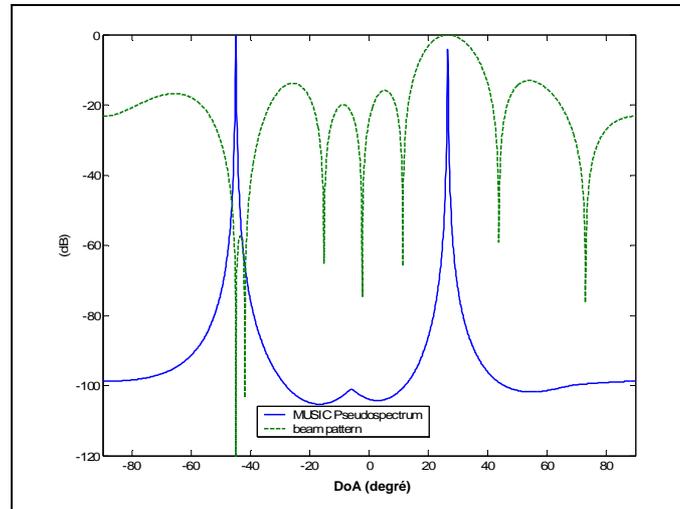


Figure IV.18: Estimation des DoAs de deux signaux et diagramme de rayonnement associé

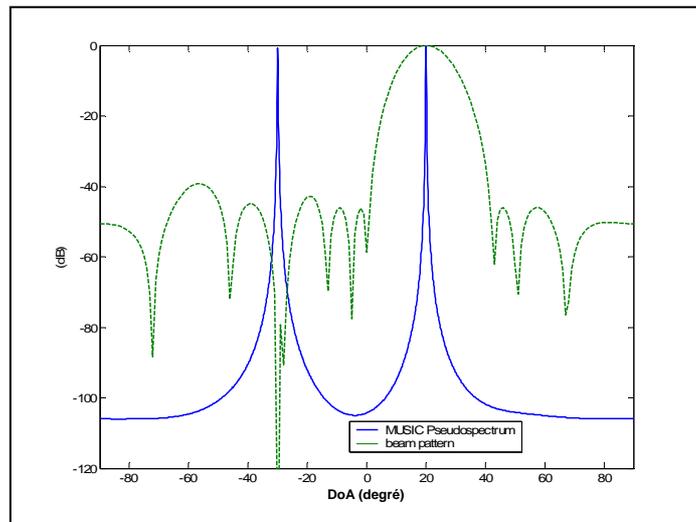


Figure IV.19: Résultat de simulation avec deux signaux (un signal utile à 20° et un interférent à -30°) et le diagramme de rayonnement synthétisé en amplitude et en phase

Nous avons démontré par simulation que l'on pouvait obtenir une estimation précise des DoAs de plusieurs sources RF à l'aide du dispositif cinq-port et de l'algorithme MUSIC d'une part et d'orienter et conformer le faisceau rayonné par l'antenne en fonction de la position de l'utilisateur et des interférents d'autre part, à l'aide d'un algorithme adaptatif basé sur la méthode SQP. Ces résultats ont fait l'objet d'une publication [35].

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé et testé une méthode de synthèse de diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne linéaire basé sur l'algorithme de programmation quadratique séquentielle. Dans les applications des antennes adaptatives, il faut pouvoir balayer un lobe et aussi un zéro dans tout le domaine angulaire de couverture. La technique développée permet de contrôler le niveau de rayonnement reçu dans chaque direction en conformant le faisceau rayonné, par exemple par la création de zéros en direction des signaux parasites tout en maintenant un maximum de rayonnement dans la direction utile. Elle a été utilisée, par le fait que le diagramme de rayonnement du réseau doit être reconfigurer en temps réel pour répondre aux exigences des systèmes adaptatifs. Le problème de synthèse de réseaux a été formulé comme un problème de maximisation avec contraintes où les coefficients du réseau sont obtenus en résolvant un sous-problème de programmation quadratique à chaque itération. Plusieurs configurations des faisceaux directifs avec des zéros ont été testées afin de valider la technique développée. Nous avons également utilisé le modèle de Tchebychev pour fixer les niveaux des lobes secondaires puis appliquer l'algorithme SQP pour la synthèse de réseau. Cela nous permet d'avoir un diagramme de rayonnement synthétisé avec des niveaux lobes secondaires faible et un temps de calcul faible (équivalent à la synthèse en phase seulement). Les simulations ADS ont validé le principe général de fonctionnement du système global (estimation de la position angulaire des sources et conformation de faisceau), qui sont des étapes indispensable dans la réalisation d'un système d'antenne adaptative.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] D. Baird and G. Rassweiler, “*Adaptive side lobe nulling using digitally controlled phase shifters*”, IEEE trans. on Antennas and propagation, Vol. 24, N° 5, pp. 638-649, Sept. 1976.
- [2] H. Steyskal, “*Synthesis of antenna pattern with prescribed nulls*”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 31, pp. 273-279, 1982.
- [3] H. Steyskal, “*Simple method for pattern nulling by phase perturbation*”, IEEE trans. on Antennas and propagation, Vol. 31, pp. 163-166, 1983.
- [4] T. B. Vu, “*Simultaneous nulling in sum and difference patterns by amplitude control*”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 34, pp. 214-218, 1986.
- [5] B.P. Ng, M.H. Er and C. Kot, “*A flexible array synthesis method using quadratic programming*”, IEEE Trans Antennas Propagat vol. 41, No 11, 1541-1550, 1993.
- [6] V. Murino, A. Trucco, and C. S. Regazzoni, “*Synthesis of equally spaced arrays by simulated annealing*”, IEEE Trans Signal Process. vol. 44, No 1, 119-122, 1996.
- [7] R. L. Haupt, “*Phase-only adaptive nulling with a genetic algorithm*”, IEEE Trans. on Antennas Propagation, Vol. 45, pp. 1009-1015, 1997.
- [8] W. P. Liao, and F. L. Chu, “*Array pattern nulling by phase and position perturbations with the use of the genetic algorithm*”, Microwave and Optical Technologie Letters, Vol. 15, No. 4, July 1997.
- [9] T. H. Ismail, M. J. Mismar, and M. M. Dawoud, “*Linear array pattern synthesis for wide band sector*”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 21, 91-101, 1999.
- [10] R. Vescovo, “*Null synthesis by phase control for antenna array*”, Electronics Letters, Vol. 36, No. 33, February 2000.
- [11] K. Güney, and A. Akdagli, “*Null steering of linear antenna arrays using a modified tabu search algorithm*”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 33, 167–182, 2001.
- [12] N. Karaboga, K. Güney, and A. Akdagli, “*Null Steering of Linear Antenna Arrays with Use of Modified Touring Ant Colony Optimization Algorithm*”, Wiley Periodicals, Inc. Int. J RF and Microwave CAE 12: 375-383, 2002.
- [13] D. I. Abu-Al-Nadi and M. J. Mismar, “*Genetically evolved phase-aggregation technique for linear arrays control*”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 43, 287-304, 2003.
- [14] S. Yang, Y. B. Gan, and A. Qing, “*Antenna-Array Pattern Nulling Using a Differential Evolution Algorithm*”, Wiley Periodicals, Inc. Int. J RF and Microwave CAE 14: 57-63, 2004
- [15] T.H. Ismail, D.I. Abu-AL-Nadi, and M.J. Mismar, “*Phase-only control for antenna pattern synthesis of linear arrays using Levenberg-Marquart algorithm*”, Electromagnetic. , Vol. 24, pp. 555-564, 2004.
- [16] M.M. Khodier and C.G. Christodoulou, “*Linear array geometry synthesis with minimum sidelobe level and null control using particle swarm optimization*”, IEEE Trans Antennas Propagat vol. 53, No 8, 2674-2679, 2005.

- [17] D. I. Abu-Al-Nadi, T.H. Ismail, and M.J. Mismar, “*Interference suppression by element position control of phased arrays using LM algorithm*”, Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), 13 March 2005.
- [18] N. Fadlallah, “*Contribution à l’optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*” Thèse de Doctorat N° 18-2005, UFR des sciences, Université de Limoges, Mai 2005.
- [19] M. Mouhamadou, P. Armand, P. Vaudon, and M. Rammal, “*Interference suppression of the linear antenna arrays controlled by phase with use of SQP algorithm*”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 59, 251–265, 2006.
- [20] M. Mouhamadou, P. Vaudon, M. Rammal “*Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control*”, JEMWA & PIER (Journal of ElectroMagnetic Waves and Applications) & (Progress in Electromagnetics Research), n° de revue PIER 60, pp. 95-106, 2006.
- [21] M. Mouhamadou, P. Vaudon, “*Complex weight Control of Array Pattern Nulling*”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided, Volume 17, Issue 3, Pages 304 – 310, May 2007
- [22] M. Rammal, “*Contribution à l’étude et à la synthèse de réseaux d’antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés*”.Thèse de Doctorat n°3-93, UFR des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993.
- [23] D.Eclercy, “*Contribution à l’étude de synthèse d’antennes et de réseaux. Elaboration d’outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques*”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 22 septembre 1998.
- [24] R.J. Mailloux, “*Phased Array Antenna Handbook*”, Artech House, 1992.
- [25] P.T. Boggs, J.W. Tolle, “*Sequential quadratic programming*” In Acta Numerica 1995, pages 1-51. Cambridge University Press.
- [26] J. Stoer, “*Foundations of recursive quadratic programming methods for solving nonlinear program*” in Computational Mathematical Programming, K. Schittkowski, ed., NATO ASI Series, Series F: Computer and Systems Sciences, Vol. 15, Springer, 1985.
- [27] K. Schittkowski, “*On the convergence of a sequential quadratic programming method with an augmented Lagrangian line search function*”, Math. Operationsforsch. U. Statist., Ser. Optimization 14, pp. 197-216, 1984.
- [28] J.F. Bonnans, J.C. Gilbert, C.Lemaréchal, C. Sagastizábal, “*Optimisation Numérique, Aspect théoriques et pratiques*”, Paris ; Berlin [etc.] : Springer, 1997
- [29] A. Sartenaer, “*Some recent developments in nonlinear optimization algorithms*”, ESAIM : Proceeding Vol. 13, pp. 41-46, Dec. 2003.
- [30] Z. Weitao, W. Wuqian, S. Zhijiang, Z. Yuyue, Q. Jixin, “*Optimisation of an Industrial Batch Polycondensation Reactor*”, Proc. of the American Control Conference, Arligton, june 25-27, 2001.
- [31] S.S. Ravindran, “*Optimal control of solid-fuel Ignition Model Using SQP Method*”, Proc. 41st IEEE Conf. on Decision and Control, Las Vegas, Nevada USA, Dec. 2002.

- [32] J.L. Hu, Z. Wu. H. McCann, L. E. David, C.G. Xie, "Sequential Quadratic Programming Method for Solution of Electromagnetic Inverse Problems" IEEE Trans. on Ant. and Propag. Vol. 53, No. 8 2005.
- [33] Z. Li, P. Y. Papalambros, and J. L. Volakis, "*Designing Broad-Band Patch Antennas Using the Sequential Quadratic Programming Method*" IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 45, N°. 11 November 1977.
- [34] J. Bonnans, J. Gilbert, C. Lemaréchal, C. Sagastizábal. "*Numerical Optimization - Theoretical and Practical Aspects*", Springer Verlag, Berlin, 2002.
- [35] M. Mouhamadou, G. Neveux, P. Vaudon "*Simulation of Smart Antenna System using ADS Co-Simulate with MATLAB: Direction of Arrival Estimation and Interference Canceller*". IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Albuquerque, New-Mexico, USA, 9-15 July 2006.

CHAPITRE V

CONCEPTION ET REALISATION DU DEMONSTRATEUR D'ANTENNES ADAPTATIVES DANS LA BANDE WIMAX



I. INTRODUCTION

Nous allons réaliser un démonstrateur ou un prototype d'antenne adaptative fonctionnant dans la bande WiMax autour de 3.5 GHz. Ce démonstrateur permettra d'une part, de valider la technique de mesure directe de la direction d'arrivée (DoA) des signaux RadioFréquences (RF) et la technique de formation numérique de faisceaux en réception à l'aide des systèmes cinq-ports et de valider le principe de formation de faisceaux adaptative en émission à l'aide du dispositif de formations de faisceaux basé sur l'algorithme SQP d'autre part. Ce démonstrateur sera composé

- ✦ d'un système de réception homodyne basé sur le démodulateur Cinq-Ports et sur les méthodes à haute résolution utilisant la notion de sous-espace (MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT) pour la mesure des directions d'arrivées (DoAs) des signaux RF. Après l'estimation de la direction d'arrivée des signaux, le vecteur des constantes de pondération est alors réalisé en bande de base par l'algorithme SQP pour la formation numérique de faisceaux en réception.
- ✦ d'un système de formation de faisceaux adaptative en émission basé sur les modulateurs vectoriels et l'algorithme SQP (Sequential Quadratic Programming).

II. DEMARCHE DE L'ETUDE ET PRESENTATION DU SYSTEME

II.1. Système de mesure des DoAs des signaux RF et de formation numérique de faisceaux en réception

Le système de réception (fonctionnant dans la bande WiMax) est constitué d'un réseau linéaire de quatre patches espacés de $\lambda/2$ @ $f = 3.5$ GHz, d'un réseau de quatre démodulateurs cinq-ports en technologie micro-ruban fonctionnant autour de 3.5 GHz. Chaque antenne est connectée à l'entrée RF d'un cinq-port par l'intermédiaire d'un amplificateur faible bruit (LNA ou Low-Noise Amplifier en anglais). Le signal CW de l'Oscillateur Local (OL) est injecté aux entrées OL des cinq-ports par l'intermédiaire d'un diviseur de puissance 1 vers 4. Le rapport complexe entre le signal RF reçu par l'antenne et le signal d'Oscillateur Local de chaque cinq-port est mesuré à partir des trois tensions de sortie de chaque cinq-port. La carte d'acquisition PCI 6024 E utilisée contient un seul Convertisseur Analogique Numérique (CAN) à 16 entrées simples multiplexées. Afin de réaliser l'échantillonnage simultané, chaque sortie des systèmes cinq-port est connectée à un circuit d'échantillonnage contenant 12 échantillonneurs bloqueurs (E/B) qui assurent l'acquisition simultanée des 12 canaux en bloquant le signal pendant l'intervalle de temps requis par le CAN. L'acquisition des signaux de sorties est effectuée par une carte d'acquisition PCI 6024 E de

National Instruments connectée à un PC via le bus PCI. Le processeur se charge de démoduler les signaux RF et de calculer la direction d'arrivée des signaux RF. Le signal de l'OL est contrôlé par le bus GPIB 488.2. Ce système est piloté par un programme que nous avons développé en LABVIEW et qui permettra de valider la phase 2.

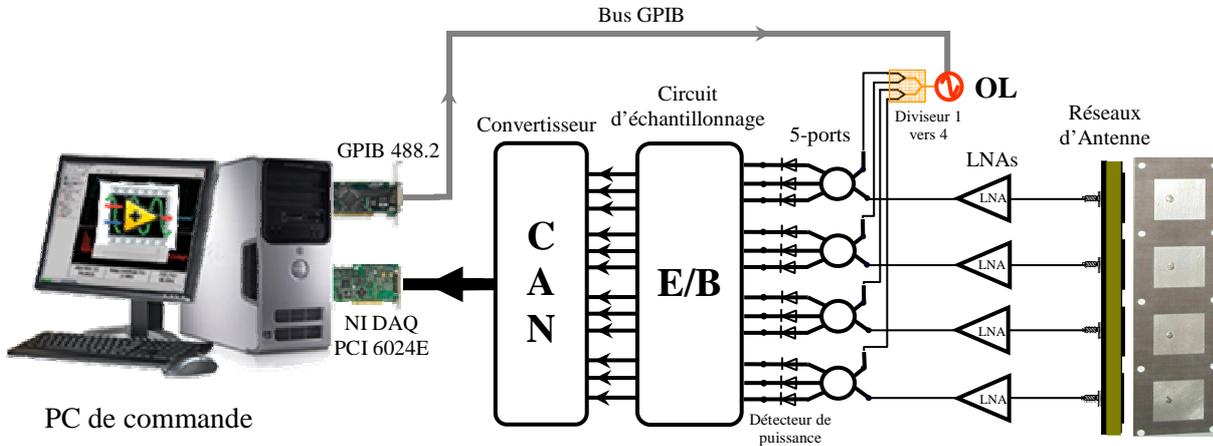


Figure V.1: Récepteur utilisant le démodulateur cinq-ports

II.2. Système de formation de faisceaux adaptative en émission

Le système d'émission est constitué d'un réseau de 8 antennes patches disposés linéairement avec une distance entre deux éléments consécutifs égale à $\lambda/2 @ f = 3.5 \text{ GHz}$, d'un circuit d'alimentation constitué de 8 modulateurs vectoriels. Le signal de l'Oscillateur Local (OL) est injecté aux entrées RF des modulateurs vectoriels par l'intermédiaire d'un diviseur de puissance 1 vers 8.

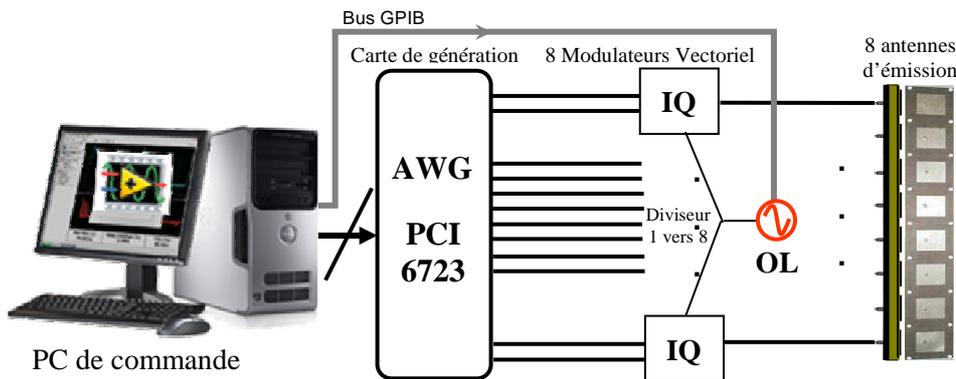


Figure V.2: Système de formation faisceaux adaptative en émission

Les tensions I et Q sont générées par une carte de génération AWG NI PCI-6723 connecté à un PC via le bus PCI. Chaque source élémentaire du réseau est connectée à la sortie RF d'un modulateur vectoriel. A partir de la loi d'alimentation donnée par l'algorithme SQP (algorithme de

synthèse de diagramme), la carte de génération AWG NI PCI-6723 connecté à un PC via le bus PCI pilote les modulateurs vectoriels qui appliquent aux signaux, les différentes constantes de pondérations en phase et/ou en amplitude synthétisées afin que les signaux émis sur chaque source respectent cette loi d'alimentation. Le système est piloté par un PC et permet de tester l'algorithme de formation de faisceaux issus de la phase 1.

Avant de concevoir le prototype du système d'antenne adaptative, il est important de réaliser et valider les **différents composants** nécessaires au bon fonctionnement d'un tel système.

III.REALISATION ET CARACTERISATION DES DIFFERENTS ELEMENTS CONSTITUANT LE DEMONSTRATEUR

III.1. Réalisation et validation expérimentale des dispositifs cinq-ports

III.1.1. Réalisation pratique du circuit cinq-port

Dans le **chapitre III**, nous avons présenté les différentes parties constituant un cinq-port et les méthodes de conception. Nous allons maintenant décrire la réalisation et la caractérisation des quatre circuits cinq-ports (cinq-port 1, cinq-port 2, cinq-port 3, cinq-port 4) que nous allons utiliser pour la réalisation de notre système de mesure des directions d'arrivée des signaux RF.

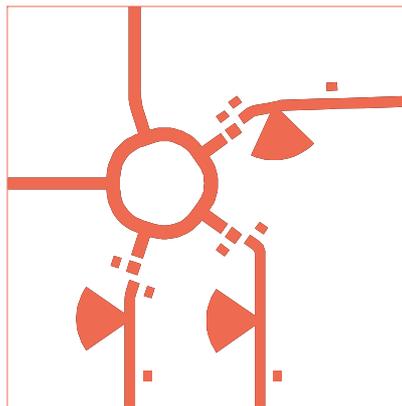


Figure V.3: Layout du circuit cinq-port réalisé sous ADS à 3.5 GHz

La **figure V.3** représente le masque du circuit cinq-port en technologie microruban que nous avons réalisé sous ADS.

Pour la réalisation de ce circuit, nous avons utilisé les différents éléments constitutifs du cinq-port défini précédemment. Ce circuit cinq-port est inscrit dans un carré de 75 mm de côté. La **figure V.4** montre la photo du circuit cinq-port réalisé.

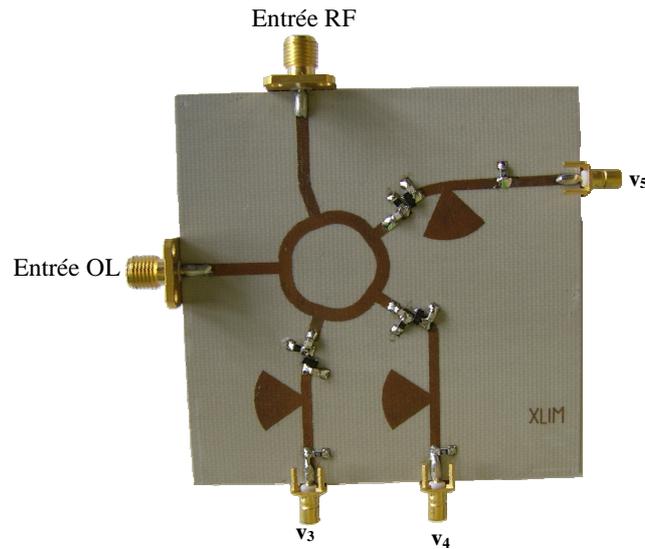


Figure V.4: Photo du circuit cinq-port réalisé dans la bande WiMax

Nous avons mesuré les paramètres S_{11} aux entrées RF et OL des quatre circuits cinq-ports réalisés à l'aide d'un analyseur de réseaux, et nous avons obtenu les courbes ci-dessous.

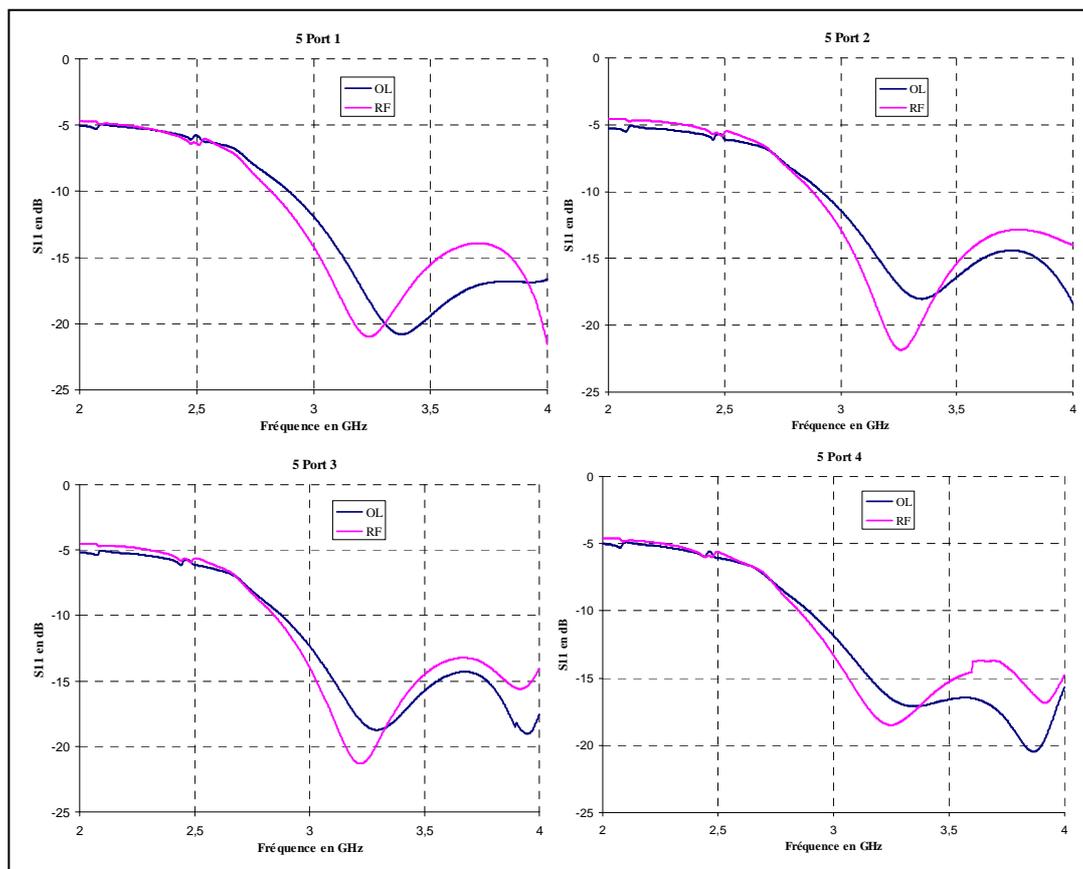


Figure V.5: Coefficients de réflexion mesurés aux entrées RF et OL des 5 ports

Nous voyons que le système est bien adapté ($S_{11} < -13$ dB) sur une large bande autour de 3.5 GHz. Le système cinq-port réalisé couvre largement la bande WiMax (3.4 GHz - 3.6 GHz). On

remarque un déplacement de la fréquence dans la bande passante de 220 MHz, à cause de l'erreur commise sur l'estimation de la permittivité du diélectrique.

Après avoir réalisé les quatre circuits cinq-ports pour notre système de réception, nous allons maintenant procéder à leurs caractérisations (linéarisation et calibrage) afin de vérifier le bon fonctionnement de chaque circuit. Pour vérifier le bon fonctionnement des quatre circuits réalisés, chaque cinq-port est d'abord testé séparément.

III.1.2. Acquisition des signaux de sorties du système cinq-port

Pour faire l'acquisition des tensions de sorties issues des cinq-ports, le convertisseur analogique/numérique (CAN) met un certain temps pour faire sa conversion; pendant ce temps la valeur de la tension présente à l'entrée du CAN doit rester stable. Pour bloquer ces tensions à l'entrée du convertisseur, nous avons utilisé des échantillonneurs bloqueurs ou Sample and Hold (S/H) en anglais, dont l'entrée et la sortie de chaque S/H sont connectés respectivement à la sortie des détecteurs de puissance et à l'entrée analogique de la carte d'acquisition National Instruments PCI 6024E. La carte d'acquisition utilisée contient un seul CAN à 16 entrées simples multiplexées. Afin de réaliser l'échantillonnage simultané des 12 tensions issues des 4 Cinq-ports, il est nécessaire de les échantillonner simultanément grâce à 12 échantillonneurs bloqueurs.

III.1.2.1. Circuit d'échantillonnage (Echantillonneur Bloqueur)

Un échantillonneur bloqueur (S/H) est un circuit qui a pour rôle de maintenir constante l'amplitude de l'échantillon prélevé tous les T_e durant le temps nécessaire à sa numérisation c'est-à-dire pendant un intervalle de temps requis par les CANs. T_e représente la période d'échantillonnage. Pour que l'acquisition soit possible, il faut que le temps de conversion soit inférieur à la période d'échantillonnage. Nous avons réalisé le montage suivant :

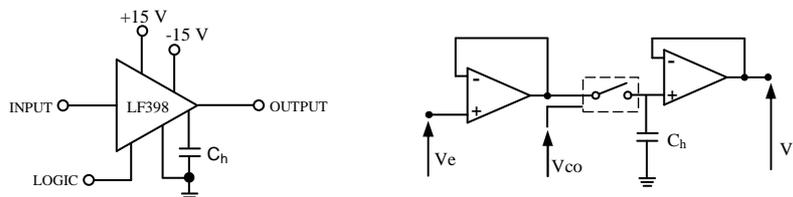


Figure V.6: Circuit d'échantillonneur-bloqueur

Ce montage comprend un circuit échantillonneur bloqueur LF398 de National Semiconductor associé à un condensateur de maintien qui joue le rôle d'élément mémoire. Le choix de la valeur de la capacité de maintien C_h est un compromis entre le temps d'acquisition de

l'échantillonneur et sa précision. Plus la précision de la chaîne d'acquisition est grande plus le temps de fermeture de l'interrupteur devra être important. Dans notre cas, nous avons choisis $C_h = 0.01\mu\text{F}$ ce qui nous donne un temps d'acquisition de $20\ \mu\text{s}$ et une précision de l'échantillonnage de 0.1%. Le circuit est alimenté par une tension négative de -15V et une tension positive de +15V.

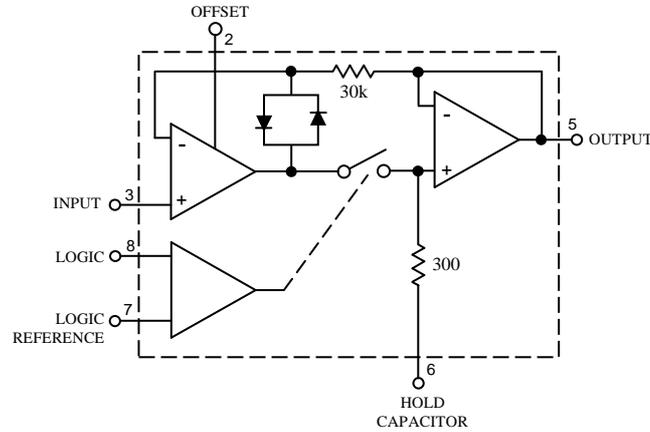


Figure V.7: Structure interne du LF398

La structure interne du LF398 représentée sur la **figure V.7**, est composée en entrée et en sortie de deux amplificateurs opérationnels en suiveur et d'un commutateur analogique. Les problèmes d'offset introduit par les amplificateurs opérationnels sont compensés par une rétroaction de la sortie sur l'entrée et les deux diodes montées en tête-bêche évitent la saturation des amplificateurs. Le commutateur analogique est commandé par une horloge. Cette horloge est synchronisée avec la source d'horloge externe (broche PFI7) de la carte PCI 6024E et permet de fermer l'interrupteur pour réaliser l'acquisition du signal. Lorsque le commutateur est fermé, la capacité se charge et la sortie suit la variation de l'entrée (c'est la phase d'échantillonnage ou Sample) puis, lorsque le commutateur est ouvert, la capacité ne se déchargeant que très lentement, la tension capturée est ainsi maintenue constante en sortie pendant toute la durée de la conversion (c'est la phase de blocage ou Hold). A partir de ces conversions successives, il sera possible de reconstituer le signal analogique d'origine. Le théorème de Shannon fixe la limite inférieure absolue de la fréquence d'échantillonnage. Il montre que la reconstitution correcte d'un signal nécessite que la fréquence d'échantillonnage F_e soit au moins deux fois plus grande que la plus grande des fréquences F du spectre du signal.

La **figure V.8** représente le masque du circuit imprimé de la carte d'échantillonnage que nous avons réalisé avec le logiciel **Proteus** de **Labcenter Electronics**. La photo de la carte d'échantillonnage réalisée est présentée sur la **figure V.9**. La carte contient 12 échantillonneurs / bloqueurs et possède 12 entrées/sorties analogiques et 1 entrée du signal logique, ce qui nous permet d'échantillonner simultanément les 12 tensions de sorties de nos quatre circuits cinq-port.

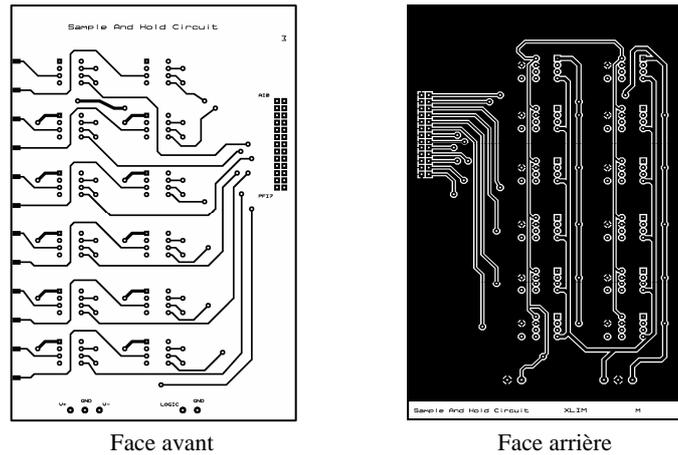


Figure V.8: Layout du circuit imprimé de la carte d'échantillonnage

Pour éliminer les signaux parasites dus à l'alimentation, nous avons connectés entre les tensions positive et négative, une capacité de découplage.

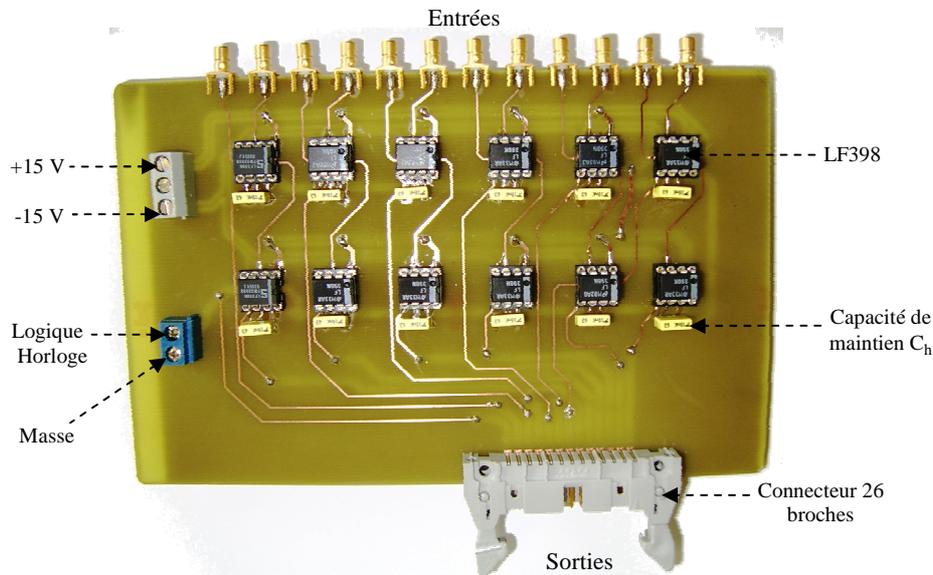


Figure V.9: Photo du circuit d'échantillonnage réalisé

Nous avons testé le fonctionnement de ce circuit en échantillonnant un signal sinusoïdal, pour cela nous avons utilisé deux générateurs : un générateur AFG320 de Tektronics branché sur la l'entrée de l'horloge d'échantillonnage, qui joue le rôle de l'horloge et un synthétiseur 1 GHz HM8135 de HAMEG Instruments connecté à l'entrée du circuit délivrant une tension sinusoïdale. La sortie Output du générateur HM8135 est aussi reliée au canal CH1 de l'oscilloscope TDS1002 pour visualiser la tension sinusoïdale fournie par le HM8135, tandis que la sortie de l'échantillonneur est reliée au canal CH2 pour visualiser le signal échantillonné. La courbe visualisée sur le canal CH2 de l'oscilloscope à la même allure que celle présentée sur la **figure V.10**. Sur l'oscillogramme, nous observons les deux modes de fonctionnement du circuit : la phase d'acquisition ou d'échantillonnage et la phase de maintien ou de blocage.

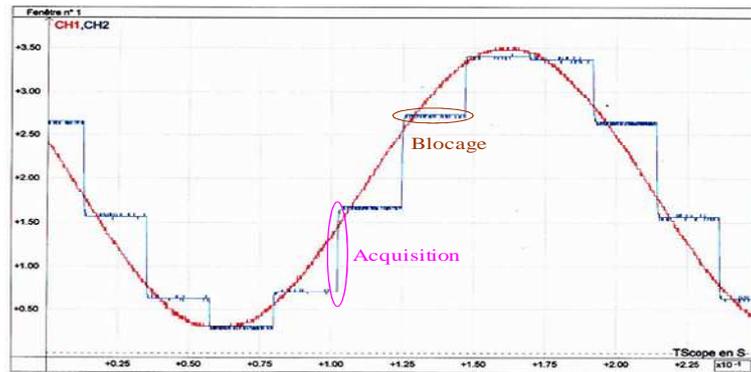


Figure V.10: Signal d'entrée V_e et signal échantillonné V_s

III.1.2.2. Description de la carte d'acquisition

Nous avons utilisé une carte d'acquisition National Instruments PCI 6024E, qui est connecté au sein du PC via un bus PCI dont l'adresse est codée sur 32 bits avec une vitesse de transferts de 132 Mo/s dans sa version de base (32 bits et 33 MHz). Pour faire communiquer la carte avec les autres éléments de la chaîne d'acquisition, nous avons développé un programme LABVIEW permettant de réaliser le traitement numérique associé aux systèmes cinq-ports. Les caractéristiques principales de cette carte multifonction DAQ sont présentées sur le tableau suivant :

Caractéristiques	Valeurs
Nombre d'entrées analogiques (entrées simple ES et entrées différentielles ED)	16 ES / 8 ED
Résolution d'entrée	12 bits
Fréquence maximale d'échantillonnage pour une voie	200 k échantillons/s
Echantillonnage simultané	Non
Domaines de tensions possibles	$\pm 0.05V$ à $\pm 10V$
Gains possibles programmables	0.5, 1, 10, 100
Nombre de sorties analogiques	2
Résolution de sortie	12 bits
Domaines de tensions possibles	$\pm 10V$
Nombre d'entrées/sorties numériques	8 E/S N
nombre de compteurs	2
taille de compteur	12 bits
Trigger	numérique
Bus de connexion	PCI, PCMCIA
Logiciel de gestion et driver	Labview, NI-DAQ7, ...
Système d'exploitation	Windows, Linux, Real Time, ...

Tableau V.1: Caractéristiques principales de la carte NI PCI 6024E

La carte PCI 6024E possède deux types de configuration des entrées d'acquisition : entrées simples et entrées différentielles ou flottantes. Les 8 entrées différentielles sont réalisées à partir des

16 entrées simples de la carte d'acquisition. Les entrées analogiques de la carte sont connectées à un multiplexeur, suivi par un amplificateur PGIA à gain G programmable et un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) 12 bits. La résolution de la carte est le nombre de bits utilisés par le CAN pour reconstituer un signal analogique et dépend de la dynamique ou gamme de la carte. Plus la résolution est élevée, plus le nombre de divisions de la gamme du CAN est élevé, plus les changements détectables sont faibles. La dynamique de la carte d'acquisition fait référence aux niveaux de tension analogique minimum et maximum que le CAN d'une carte est capable de numériser. La précision obtenue c'est-à-dire l'écart minimal de tension quantifiable dépend de la résolution et de la gamme d'une carte d'acquisition.

$$\text{précision} = \text{pas de quantification} = \frac{\text{Dynamique}}{2^{\text{resolution}}}$$

Le **tableau V.2** représente la dynamique des signaux d'entrée et la précision obtenue (le plus petit changement de signal d'entrée détectable) en fonction du gain G programmable.

Gain du PGIA	Dynamique d'entrée	Précision de mesure
0.5	de -10V à +10V	4.88 mV
1	de -5V à +5V	2.44 mV
10	de -0.5V à +0.5V	244.14 μ V
100	de -0.05V à +0.05V	24.41 μ V

Tableau V.2: Précision des mesures en fonction de la dynamique et du gain du PGIA

III.1.3. Linéarisation du système cinq-port

Pour linéariser les détecteurs de puissances du circuit cinq-port réalisé, nous avons réalisé le montage expérimental suivant :

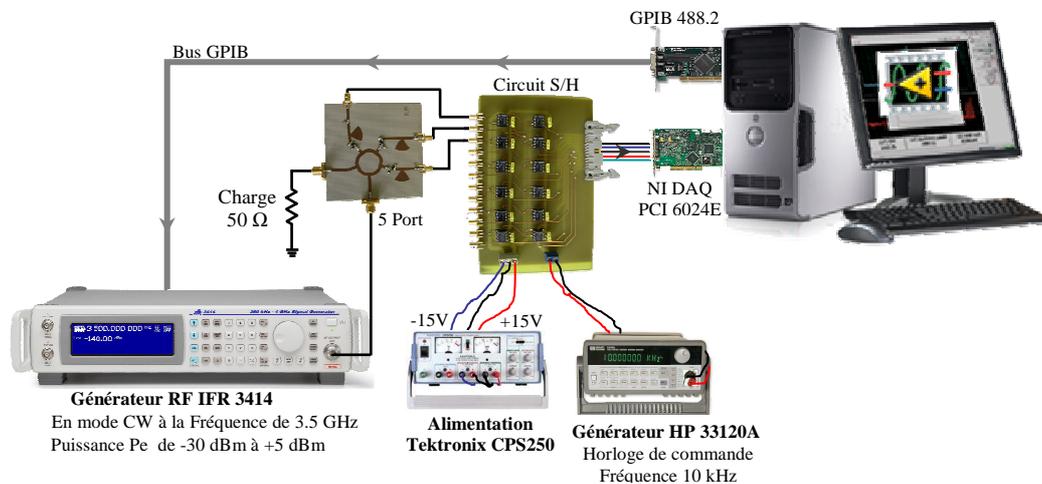


Figure V.11: Montage expérimental pour la linéarisation des détecteurs

Ce montage comprend une charge 50Ω placée à l'accès 2 du cinq-port pour équilibrer les 3 tensions de sortie, un générateur RF Aeroflex IFR 3414 relié à l'accès 1 produit un signal CW à la fréquence de 3.5 GHz et d'un ordinateur équipé d'une carte d'acquisition National Instruments PCI 6024E et d'un contrôleur de bus GPIB 488.2. Chaque sortie des détecteurs de puissances du cinq-port est connectée à un échantillonneur bloqueur (S/H) qui assure la simultanéité des acquisitions en bloquant les signaux avant d'être numérisé par la carte d'acquisition PCI 6024E. Le circuit S/H est alimenté par une alimentation Tektronix CPS250 qui fourni les tensions de $-15V$ et $+15V$. Le circuit S/H d'échantillonnage et la carte d'acquisition PCI 6024E sont commandés par une même horloge externe. Nous avons utilisé un générateur Basse Fréquence (HP 33120A) branché sur l'entrée de l'horloge d'échantillonnage, qui délivre une impulsion de 10 kHz à intervalle régulier. Un programme développé en LABVIEW contrôle le générateur à l'aide du bus GPIB en faisant varier la puissance de -30 dBm à $+5$ dBm avec un pas d'incrément de 1 dB. Après acquisition, les fichiers de données sont directement traités par un script MATLAB qui détermine les 3 modèles de correction pour chaque cinq-port. Nous obtenons les courbes suivantes :

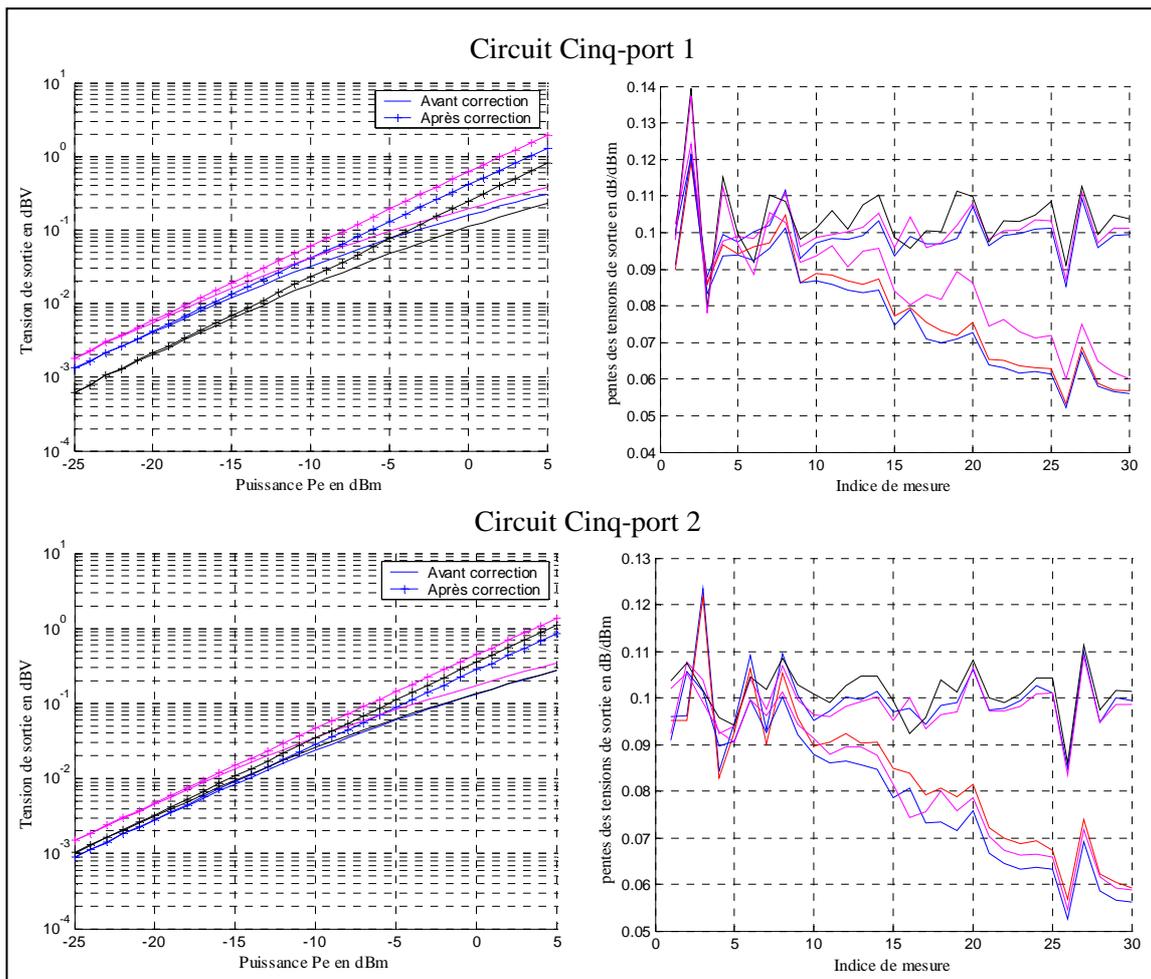


Figure V.12: Résultats de linéarisation des circuits cinq-ports 1 et 2

L'ordre des polynômes des modèles de correction a été choisi égal à 6. Après optimisation on observe sur les **figures V.12** et **V.13** une proportionnalité entre la puissance P_e fournie par le générateur IFR 3414 et les tensions de sorties des quatre cinq-port. On observe également sur les courbes de pentes des tensions avant et après correction que les détecteurs ont été linéarisés. Ces différentes courbes nous ont permis de vérifier que les résultats obtenus sont conformes à la théorie (voir **chapitre III** paragraphe II.3.4).

Nous avons choisi de linéariser nos circuits cinq-ports dans la dynamique de puissance de -25 dBm à +5 dBm et non dans toute la dynamique de mesure car nous avons constaté qu'en dessous de -25 dBm, le bruit du système est prépondérant et la linéarisation n'est pas satisfaisante.

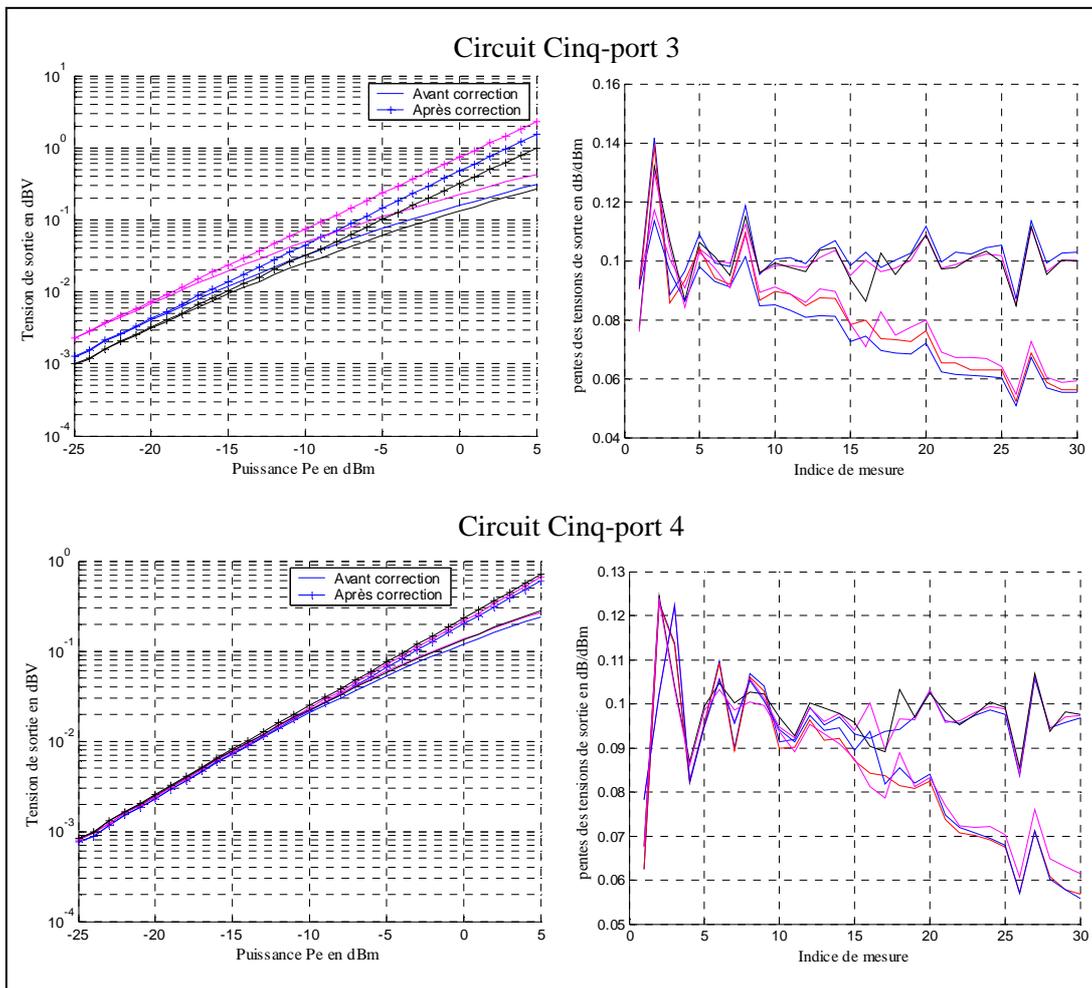


Figure V.13: Résultats de linéarisation des circuits cinq-ports 3 et 4

III.1.4. Calibrage du système cinq-port

Le calibrage utilise la méthode présentée au **chapitre III** paragraphe II.3.6. Ainsi pour calibrer des cinq-ports, nous avons réalisé le même montage que sur la **figure V.11**. La charge 50Ω a été remplacée par un générateur RF Anritsu 68337C, qui délivre un signal de l'oscillateur local

de 0 dBm à la fréquence de 3.5 GHz. Le générateur RF IFR 3414 connecté à l'accès 1 délivre un signal RF de -20 dBm à la fréquence de 3.5 GHz + 1kHz. Les deux générateurs étant synchronisés, l'écart de fréquence entre ces derniers est exactement égal à $\Delta f = 1\text{kHz}$. L'acquisition est contrôlée par un programme LABVIEW à l'aide du bus GPIB et de la carte NI DAQ.

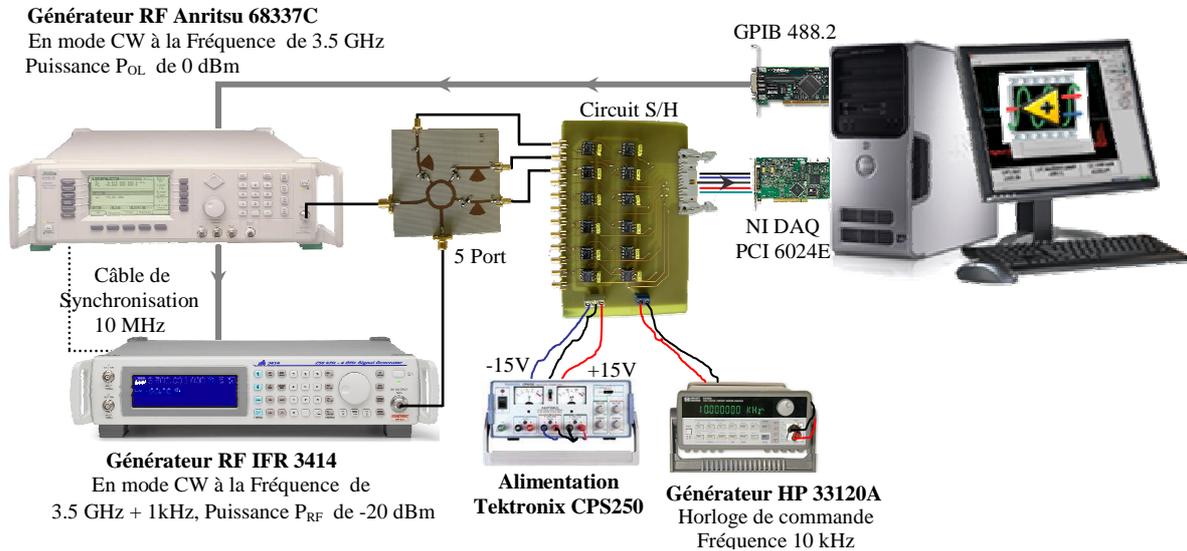


Figure V.14: Montage expérimental pour le calibrage du cinq-port

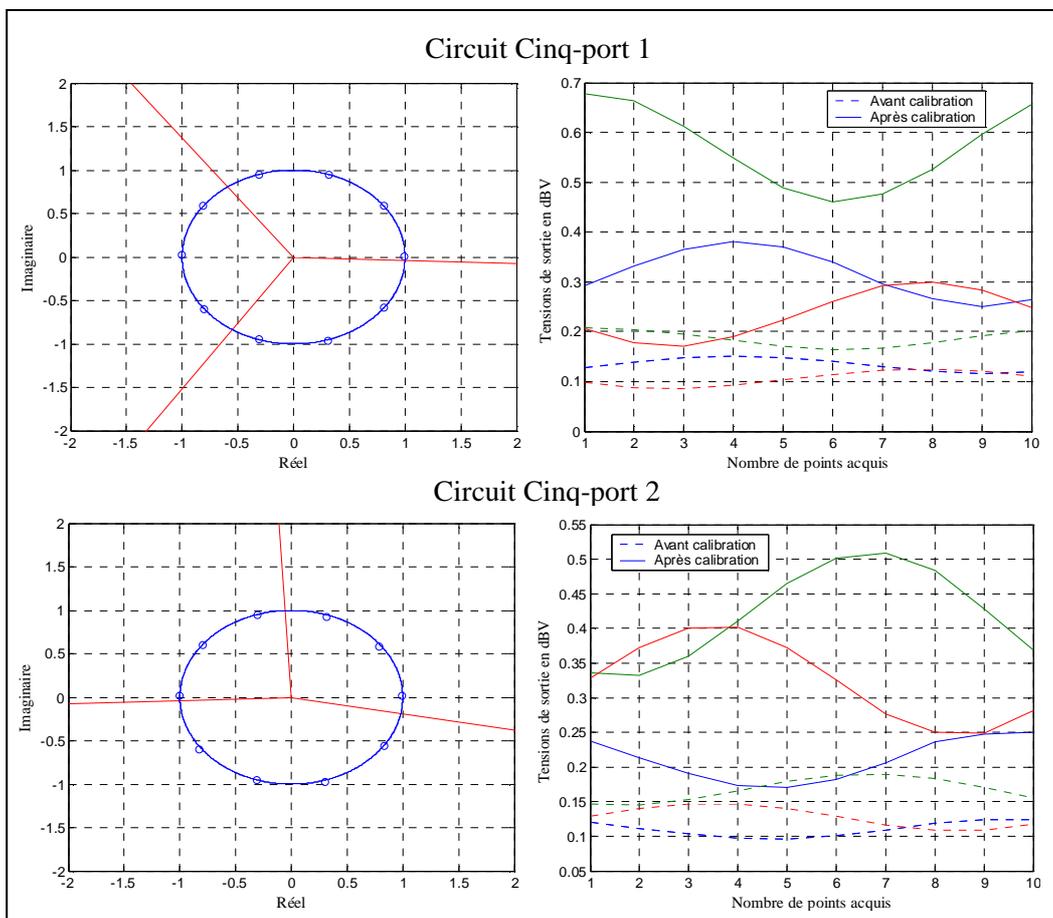


Figure V.15: Résultats de calibrage des circuits cinq-ports 1 et 2

Nous avons choisi $N = 10$ points de mesure pour calibrer les cinq-ports, ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage $f_e = N \cdot \Delta f = 10 \text{ kHz} / \text{canal}$. Les 10 échantillons acquis aux sorties de chacun des détecteurs ont été enregistrés dans un fichier, qui est directement traité par un script Matlab afin de déterminer les constantes de calibrage.

Les résultats obtenus pour les 10 données acquises pour les quatre circuits cinq-ports sont présenté sur les **figures V.15** et **V.16**, nous retrouvons les 10 points équirépartis sur un cercle dans plan complexe après reconstitution des voies I et Q à partir des trois tensions de sortie. Ces résultats sont bien en accord avec ceux obtenus par simulation sous ADS (voir **chapitre III** paragraphe II.3.7).

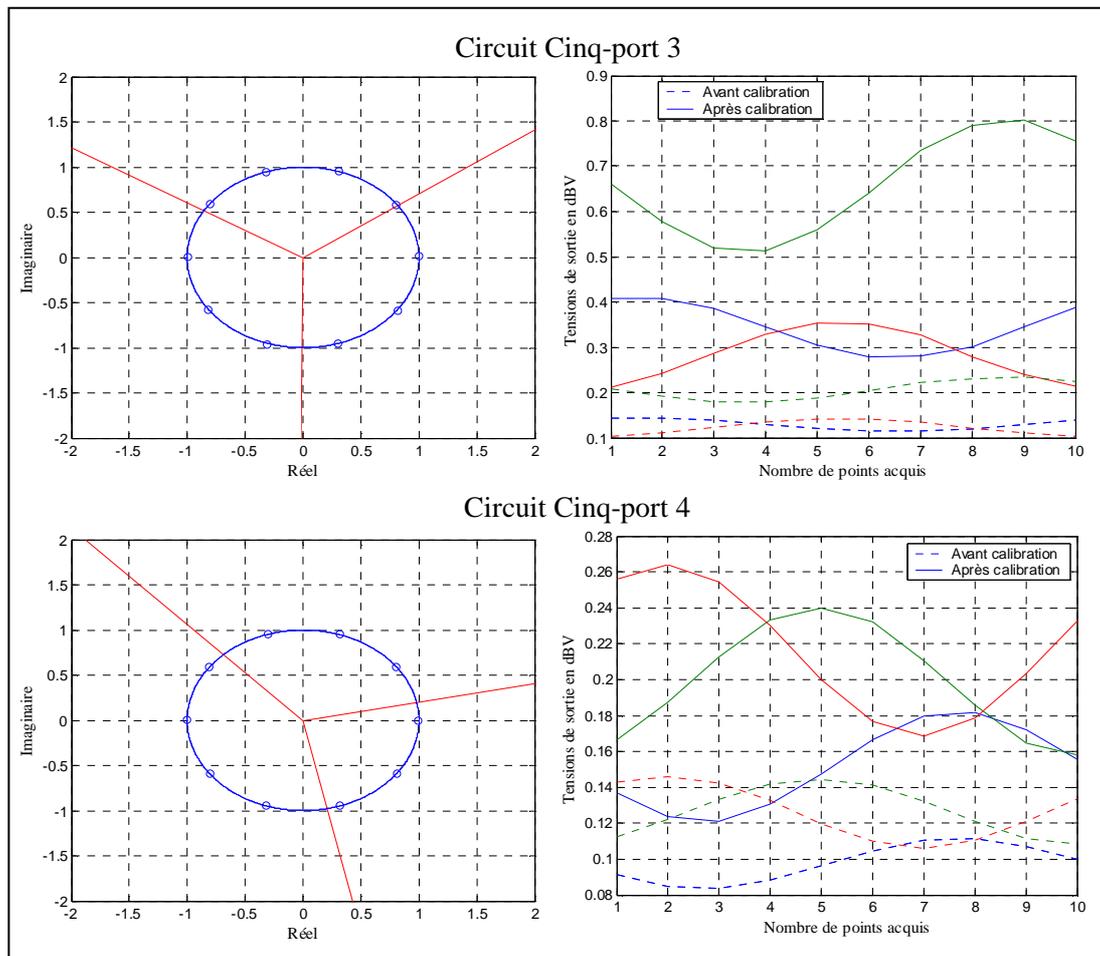


Figure V.16: Résultats de calibrage des circuits cinq-ports 3 et 4

Le procédé de calibrage du système cinq-port peut se résumer de la manière suivante :

- ✘ Relier aux entrées du circuit cinq-port deux signaux RF avec un écart de fréquence Δf fixe.
- ✘ Eteindre les deux générateurs RF et mesurer les valeurs de tension continue DC parasites aux sorties des détecteurs
- ✘ Mémoriser les valeurs de ces tensions DC parasites pour les soustraire ultérieurement aux mesures

- ✗ Mesurer les tensions v_{ok} (où $k \in \{3,4,5\}$) aux sorties des détecteurs de puissance pendant $N/\Delta f$ secondes.
- ✗ Estimer les composantes continues par moyennage et garder les valeurs des $\langle v_{ok} \rangle$
- ✗ Eliminer les composantes continues par soustraction : $\tilde{v}_{ok}(t) = v_{ok}(t) - \langle v_{ok}(t) \rangle$
- ✗ Exécuter les procédés de calibrage écrit sous Matlab pour déterminer les 3 constantes complexes $g_3, g_4,$ et g_5 du calibrage.
- ✗ Garder les valeurs de ces constantes pour un traitement ultérieur.

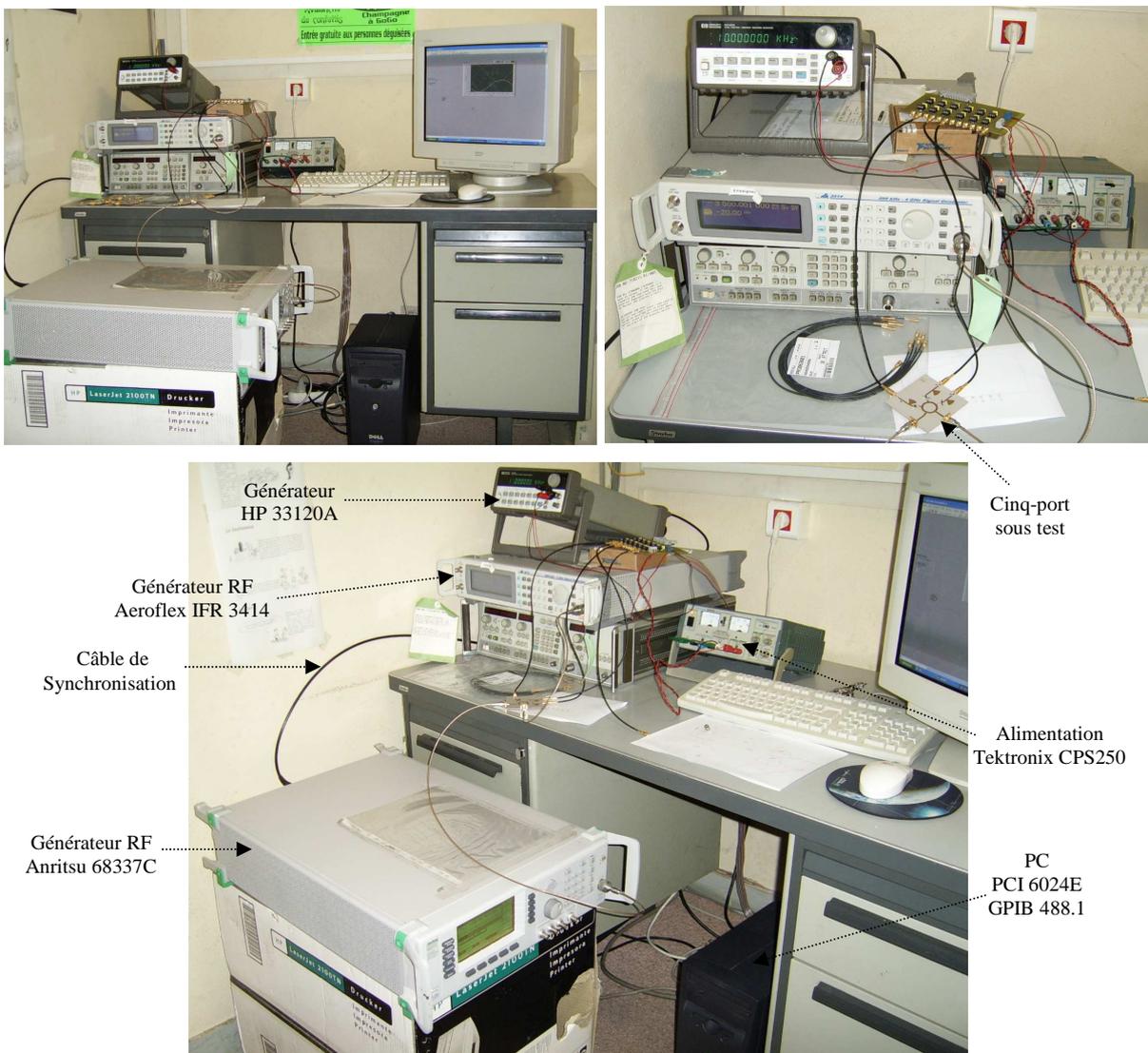


Figure V.17: Banc de test des systèmes cinq-ports

Les constantes complexes de calibrage obtenues pour chaque cinq-port sont présentés dans les tableaux 3 et 4:

Constantes	Cinq-port 1		Cinq-port 2	
	Réel	Imaginaire	Réel	Imaginaire
$g_3 = rg_3 + j \cdot ig_3$	-6.2999	8.6397	8.9286	- 1.6671
$g_4 = rg_4 + j \cdot ig_4$	6.4385	- 0.2468	-9.1060	- 0.3666
$g_5 = rg_5 + j \cdot ig_5$	-5.3968	- 8.1610	-0.6467	11.7351

Tableau V.3: Les 6 constantes de calibrage des cinq-ports 1 et 2.

Constantes	Cinq-port 3		Cinq-port 4	
	Réel	Imaginaire	Réel	Imaginaire
$g_3 = rg_3 + j \cdot ig_3$	7.7870	5.5147	4.4956	-21.0962
$g_4 = rg_4 + j \cdot ig_4$	-0.0452	- 5.2291	-12.7728	13.5985
$g_5 = rg_5 + j \cdot ig_5$	-7.0988	4.3101	16.3721	3.3332

Tableau V.4: Les 6 constantes de calibrage des cinq-ports 3 et 4.

III.2. Conception et réalisation des réseaux d'antennes

Ces travaux, initialement orientés vers les applications UMTS nous a permis de concevoir et de réaliser une antenne large bande fonctionnant dans la bande PCS et UMTS dont la conception est présentée dans [1] et en ANNEXE III.

Dans cette partie, nous présentons les réseaux d'antennes utilisés pour le système de réception et pour le système de formation de faisceau en émission. Le réseau est constitué de patches imprimés disposés linéairement et espacés de $\lambda/2$. Le choix des antennes imprimées est orienté pour leur facilité de fabrication, leurs faibles coûts, leur faible poids et leur encombrement réduit. Cependant, l'inconvénient de ce type d'antennes est leur faible rendement et leur faible bande passante. De ce fait, plusieurs techniques ont été proposées pour augmenter la bande passante et pour augmenter leurs performances, en les disposant en réseaux.

La réalisation d'un réseau d'antennes dépend entièrement des caractéristiques obtenues sur l'antenne élémentaire, en termes de fréquence de résonance, de bande passante, de diagramme de rayonnement et de gain. C'est pourquoi il est nécessaire de faire une étude préalable de cet élément de base le constituant. L'outil d'analyse des antennes développé dans l'équipe basé sur la méthode des différences finies est utilisé pour déterminer les caractéristiques élémentaires nécessaires à la conception des réseaux d'antennes. L'optimisation et la simulation de l'antenne élémentaire et des réseaux sont réalisées en utilisant le logiciel CST Microwave Studio qui permet de modéliser les antennes et les structures électromagnétiques.

III.2.1. Etude de l'antenne élémentaire

L'élément rayonnant est une antenne plaque rectangulaire placée sur un substrat en rohacell de 5 mm d'épaisseur. L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA classique dont l'âme central de rayon 0.635 mm est soudée au ruban d'alimentation. Cette structure a été optimisée en simulation, de manière à obtenir une bonne adaptation à la fréquence de 3,5 GHz. Le rohacell est un substrat dont la permittivité est proche de l'air 1.075 à 3.5 GHz et des pertes faibles, $\tan\delta < 2.10^{-4}$.

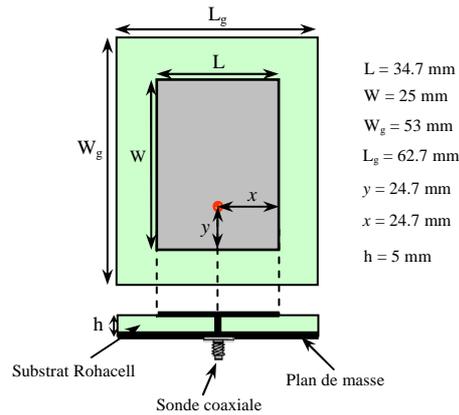


Figure V.18: Géométrie de l'antenne élémentaire du réseau

Après optimisation de l'antenne, nous obtenons donc les dimensions présentées sur la **figure V.18**.

III.2.1.1. Impédance d'entrée et adaptation

L'adaptation de l'antenne est une caractéristique importante. Pour avoir le transfert d'énergie maximum entre la source et l'antenne, il faut adapter les impédances de chaque élément. En général, l'impédance caractéristique de la source est 50Ω . Une bonne adaptation d'une antenne se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

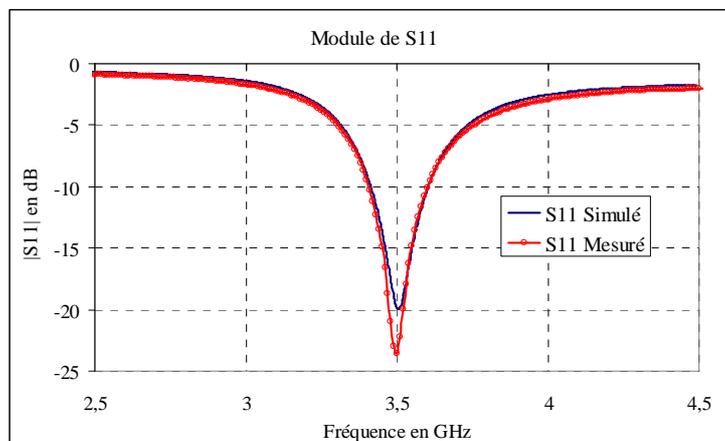


Figure V.19: Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne élémentaire

Les résultats de mesure du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée montrent une bonne adaptation dans la bande de 3.41 GHz – 3.6 GHz autour de 3.5 GHz. avec 190 MHz de bande.

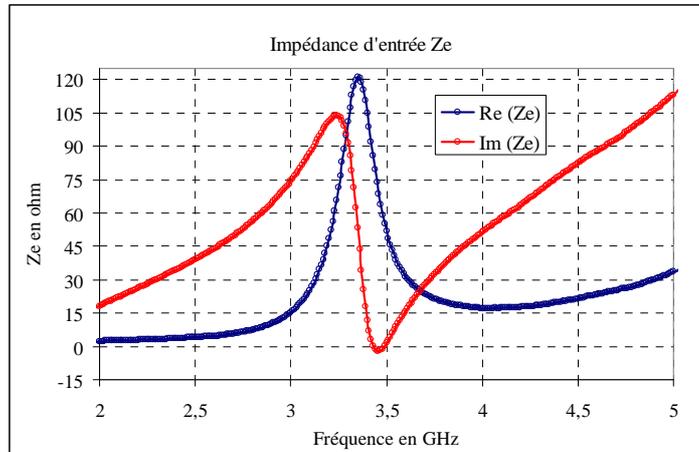


Figure V.20: Impédance d'entrée mesurée de l'antenne élémentaire

III.2.1.2. Caractéristiques de rayonnement

Le diagramme de rayonnement indique de quelle façon est distribuée dans l'espace l'énergie rayonnée. En général, on se contente d'une représentation suivant deux plans principaux, appelés plan E et plan H de l'antenne.

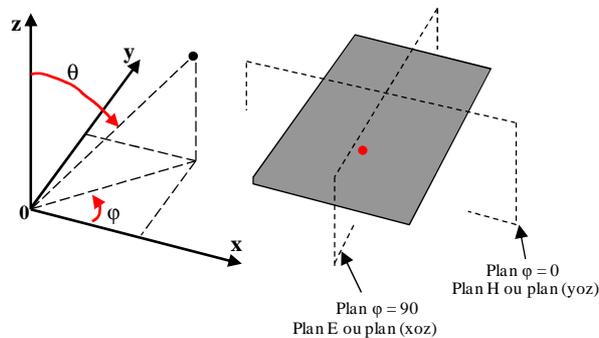


Figure V.21: Plans d'observation du diagramme de rayonnement

Le plan E est le plan qui contient le vecteur du champ électrique tandis que le plan H contient le vecteur du champ magnétique.

Les diagrammes de rayonnement simulés dans les plans H et E de l'antenne à la fréquence de 3.5 GHz sont représentés respectivement sur la **figure V.22**. Le gain réalisé est de 8.3 dBi pour la composante principale dans les deux plans de coupe.

Dans le plan de coupe (xoz), seule la polarisation E_θ du champ rayonné est représentée, la polarisation E_ϕ étant inexistante.

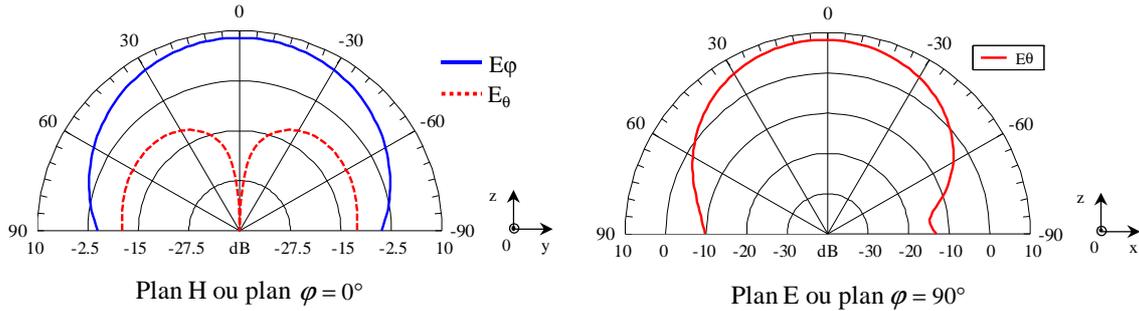


Figure V.22: Diagramme de rayonnement et gain réalisé

L'antenne l'élémentaire a les caractéristiques suivantes:

- Bande passante: 190 MHz centrée à 3.5 GHz.
- T.O.S. ≤ 1.7 ($|S_{11}| < -10$ dB) dans la bande.
- Gain : 8.3 dBi.
- L'ouverture à 3 dB : 78.3 degrés dans le plan H et 62.6 degrés dans le plan E.
- Dimension de l'antenne : 53mm x 62.7 mm x 5mm.

III.2.2. Mise en réseau de l'antenne élémentaire

Le paramètre le plus important qu'il faut considérer lors de la mise en réseau des antennes imprimées est le couplage entre éléments rayonnants qui peut modifier et même altérer le comportement électromagnétique et radioélectrique de l'antenne. Le couplage peut avoir plusieurs origines (couplage dû au générateur, couplage inter-élément, couplage par diffraction, etc.) et se manifeste par la modification de la répartition des courant de surface, ce qui engendre un changement des caractéristiques (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, rendement, gain, etc.) de l'antenne élémentaire et du réseau. Il est donc nécessaire d'analyser ce couplage inter-élément dû à l'interaction électromagnétique entre les éléments rayonnants constituant le réseau afin de négliger son effet sur les caractéristiques élémentaires de l'antenne.

Le logiciel CST Microwave Studio a été utilisé pour faire l'analyse des couplages entre les éléments du réseau et ils ont été exprimés en termes des coefficients de couplage S_{ij} ($i \neq j$). Les couplages ont été caractérisés selon la géométrie et l'excitation des éléments rayonnants dans les plans à travers lequel se fait le couplage : couplage plan E et plan H.

A partir des dimensions et les caractéristiques de l'antenne élémentaire, nous avons simulé un réseau linéaire constitué de deux patchs identiques espacés de $\lambda/2$ @ $f = 3.5$ GHz. Le couplage entre deux éléments est directement donné par le coefficient de transmission ou le coefficient de couplage $S_{21} = S_{12}$.

III.2.2.1. Couplage plan E

Le plan E est défini comme étant le plan à travers lequel se fait le couplage, la **figure V.23 (a)** présente la configuration du couplage dans le plan E ou couplage horizontal. Le résultat de simulation présenté sur la **figure V.23 (b)** montre que le couplage dans le plan E est assez élevé (autour de 9 dB) dans la bande de fréquence 3.5 GHz.

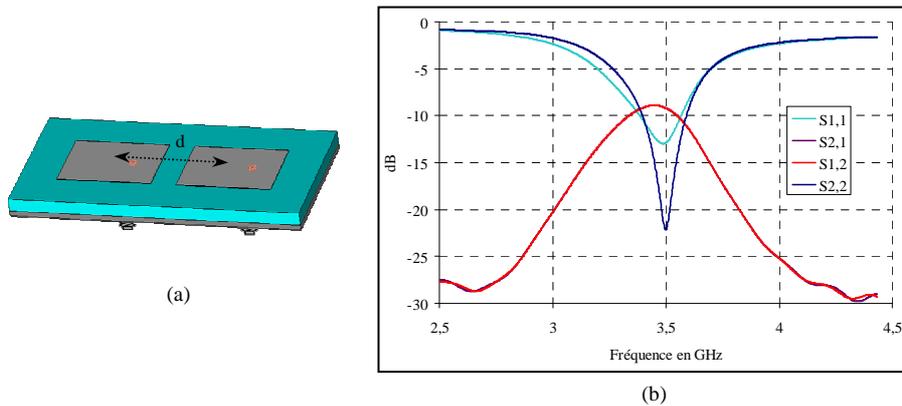


Figure V.23: Couplage dans le plan E

III.2.2.2. Couplage plan H

Le plan H est défini comme étant le plan à travers lequel se fait le couplage, la **figure V.24 (a)** présente la configuration du couplage dans le plan H ou couplage vertical. Le résultat de simulation illustrée sur la **figure V.24 (b)** montre que le couplage diminue en fonction de la fréquence et le couplage dans ce plan est faible (≤ 18 dB) dans la bande de fréquence qui nous intéresse (3.4 GHz – 3.6 GHz) autour de 3.5 GHz.

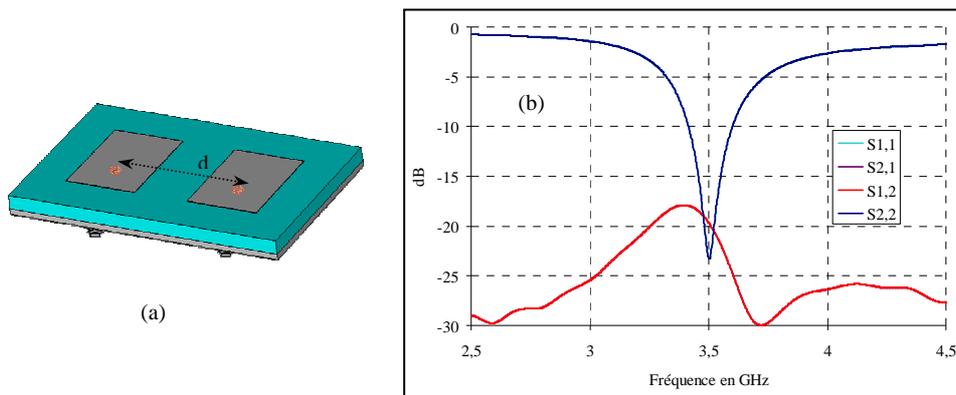


Figure V.24: Couplage dans le plan H

En conclusion, le couplage entre les deux éléments rayonnant est faible dans le plan H et assez élevé dans le plan E. Donc les éléments de notre réseau seront disposés linéairement dans le plan H pour minimiser les effets de couplage.

Nous avons simulé sous CST, deux réseaux linéaires dans le plan H espacés d'une demi-longueur d'onde ($\lambda/2$ @ $f = 3.5$ GHz) formés de 4 éléments pour le système de réception et de 8 éléments pour le système d'émission.

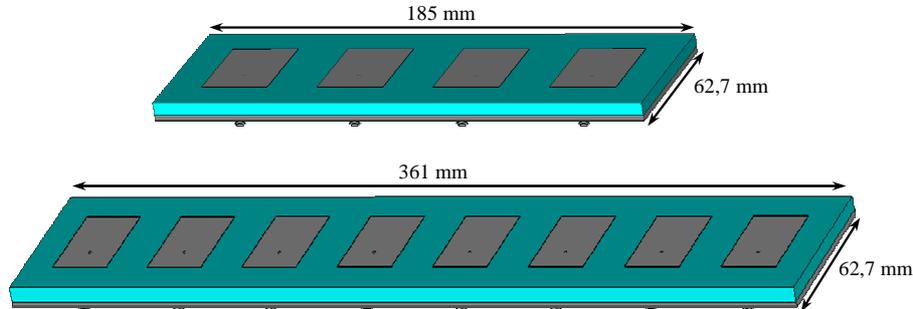


Figure V.25: Réseau de 4 et de 8 patches dans le plan H espacés de $\lambda/2$ à $f = 3.5$ GHz

III.2.3. Réalisation et mesure des antennes

III.2.3.1. Réseau d'antenne de réception

L'antenne de réception réalisée est constituée d'un réseau de 4 éléments espacés de $\lambda/2$ à la fréquence de 3.5 GHz.

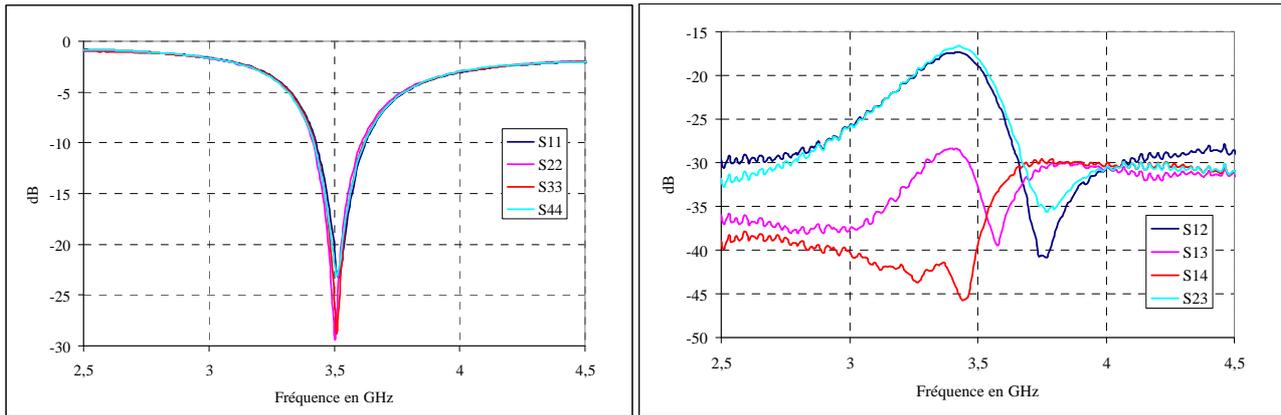


Figure V.26: Réseau d'antenne de réception

Adaptation et couplage entre les éléments

Les coefficients de réflexions S_{ij} ($i = j$) mesurés (**figure V.27 (a)**) pour chacun des éléments montrent une bonne adaptation du réseau à la fréquence de 3.5 GHz.

Nous avons mesuré le couplage entre les éléments du réseau dans le plan du réseau (plan H). Les résultats de mesure illustrés sur la **figure V.27 (b)** montrent que le couplage diminue en fonction de la fréquence et le couplage dans ce plan est faible (≤ 18 dB) dans la bande de fréquence qui nous intéresse, autour de 3.5 GHz.



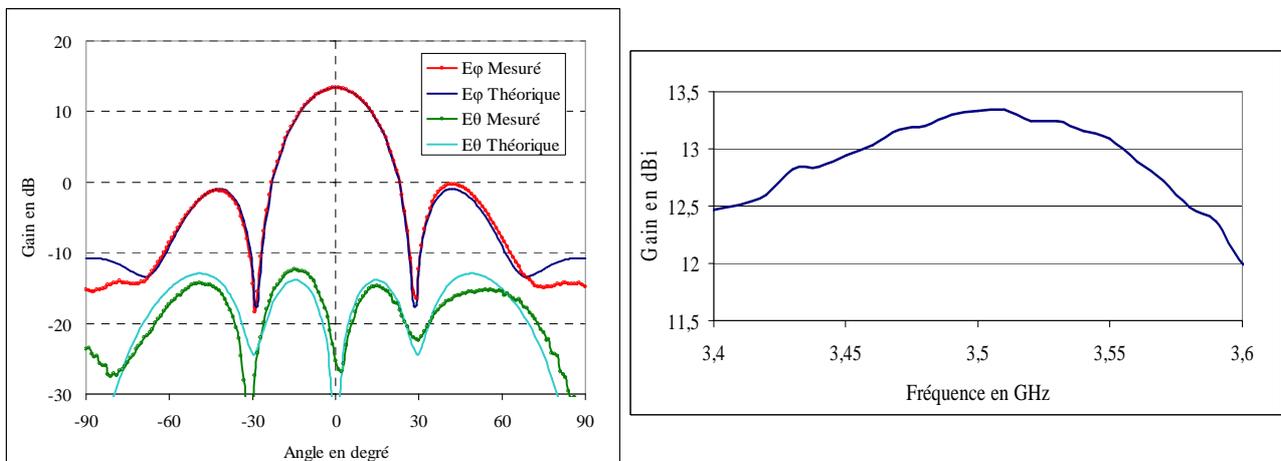
(a) Adaptation des 4 patches du réseau

(b) Couplage entre éléments

Figure V.27: Mesures de l'adaptation et du couplage entre les éléments

Caractéristiques de rayonnement

Le gain réalisé du réseau dans le plan de coupe (yoz) ou plan H à la fréquence centrale de 3,5 GHz est présenté sur la **figure V.28 (a)**. Dans chaque cas, les gains théoriques sont comparés aux gains mesurés pour les deux polarisations des champs rayonnés : polarisation principale E_ϕ et polarisation croisée E_θ .



(a)

(b)

Figure V.28: (a) Diagramme de rayonnement et, (b) gain réalisé dans le plan H

La comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et expérimentaux apparaît excellente. Nous observons un bon accord entre la composante mesurée et simulée. Le lobe principal présente une bonne symétrie avec une ouverture à 3 dB de 48 degrés et un niveau de lobe secondaire de -14,4 dB en simulation et en mesure. La composante croisée, mesurée et simulée reste assez faible pour ne pas perturber nos résultats de mesure de directions d'arrivée.

La **figure V.28 (b)**, présente l'évolution du gain réalisé dans le plan H en fonction de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement obtenus dans le plan de coupe (xoz) ou plan E sont présentés sur la **figure V.29**, à la fréquence centrale de 3,5 GHz.

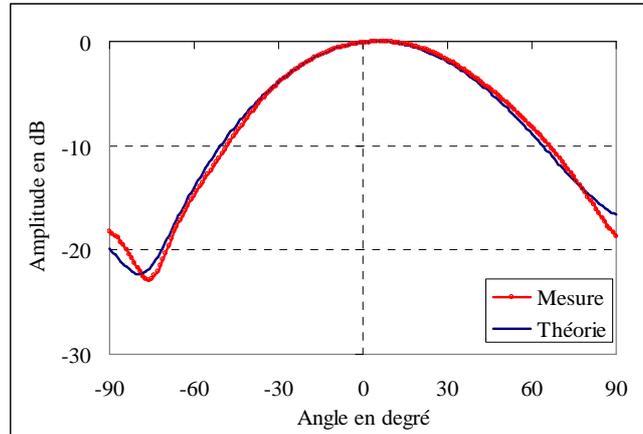


Figure V.29: Diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence 3.5 GHz

Dans ce plan de coupe, seule la polarisation principale E_{θ} du champ rayonné est représentée, la polarisation croisée E_{ϕ} étant inexistante. Il est alors à noter qu'un léger dépointage de 5° du diagramme apparaît. Nous observons un bon accord entre la composante principale mesurée et simulée avec un angle d'ouverture à 3dB de 62.1° .

III.2.3.2. Réseau de 8 éléments pour le système d'émission



Figure V.30: Réseau d'antenne d'émission

Caractéristiques électrique

Le coefficient de réflexion S_{11} de chacun des éléments est mesuré afin de vérifier l'adaptation du réseau. Les huit patches présentent quasiment la même adaptation, conforme à celle de l'élément seul et la bande passante de l'antenne reste identique dans les deux cas.

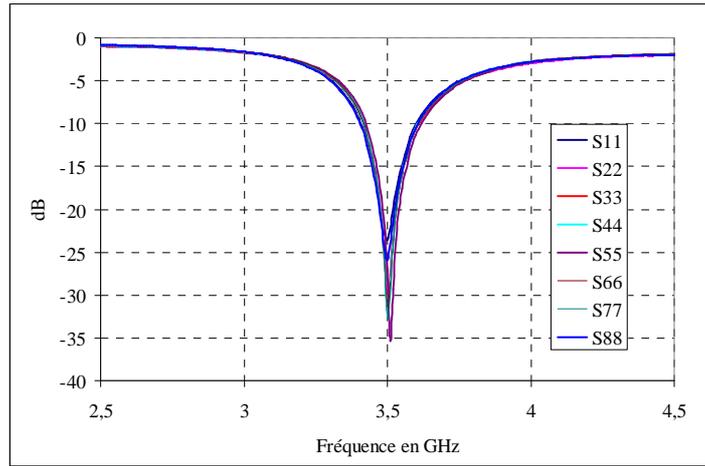


Figure V.31: Mesure de l'adaptation des 8 patches du réseau

Caractéristiques de rayonnement

Le gain réalisé du réseau dans le plan de coupe (yoz) ou plan H est présenté sur la **figure V.32 (a)** à la fréquence centrale de 3,5 GHz.

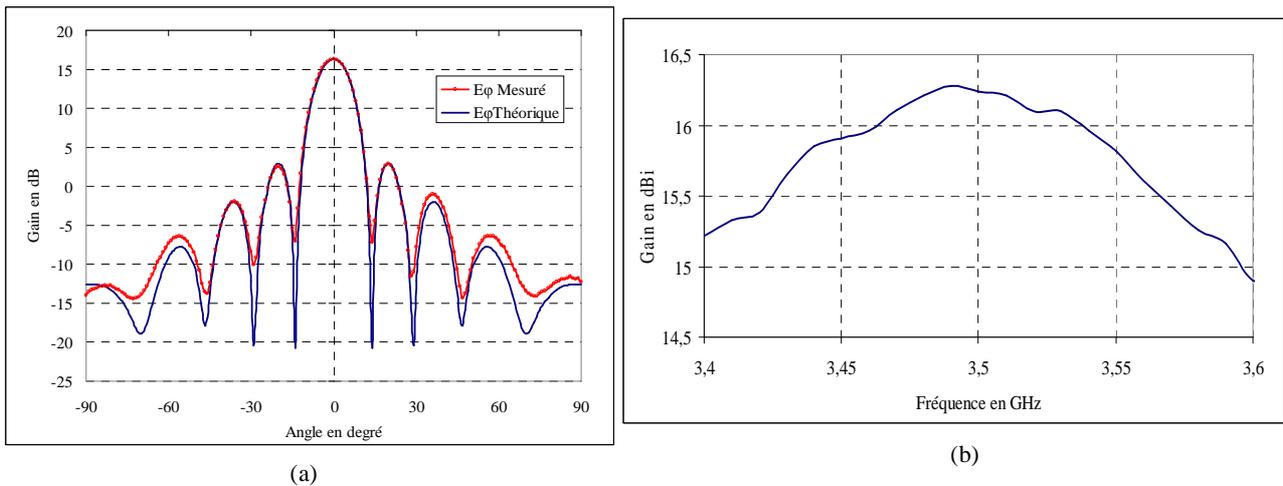


Figure V.32: (a) Diagramme de rayonnement et gain dans le plan H à la fréquence de 3,5 GHz,
(b) Evolution du gain réalisé dans le plan H en fonction de la fréquence

Nous observons un bon accord entre la composante principale mesurée et simulée. Le lobe principal présente une bonne symétrie avec une ouverture à 3 dB de 24 degrés et un niveau de lobe secondaire de 13,5 dB en dessous du lobe principal.

Les réseaux d'antennes et les circuits cinq-ports étant réalisés, nous allons nous intéresser maintenant à leurs systèmes d'alimentation.

III.3. Diviseur de puissance : diviseur de Wilkinson

Un diviseur de puissance se compose de trois ports : une entrée et deux sorties (voir **figure V.33**). Son rôle est de diviser par deux la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude et en phase sur les deux ports de sorties. Les ports 1 et 2 sont isolés l'un de l'autre grâce à une résistance connectée entre ces 2 ports. La résistance ne dissipera pas de puissance si les ports 2 et 3 ont la même charge en sortie. On peut réaliser des répartitions de puissance comprises entre 3 et 10 dB.

III.3.1. Diviseur de Wilkinson 2 voies

Pour réaliser une répartition égale de la puissance d'entrée (diviseur 3 dB) on place entre le port 1 et le port 2 et entre le port 1 et le port 3, une ligne de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique $Z_c = 70.7 \Omega$ ou $Z_0\sqrt{2} \Omega$ (voir **figure V.33 (a)**). Cette ligne réalisera de plus l'adaptation d'impédance et la division de puissance. La résistance d'isolation a alors une valeur $R = 2Z_0 = 100 \Omega$. Z_0 étant l'impédance caractéristique des lignes.

On a choisi cette longueur de $\lambda/4$ et cette impédance de 70.7Ω car si l'on se place sur le port 2, on peut voir une impédance de 50Ω en regardant vers la sortie, cette impédance correspond à l'impédance de la charge du port 2.

Ce circuit est généralement employé de deux manières différentes, on pourra aussi bien l'utiliser en diviseur de puissance ou en combineur de puissance, selon que l'on soit en émission ou en réception.

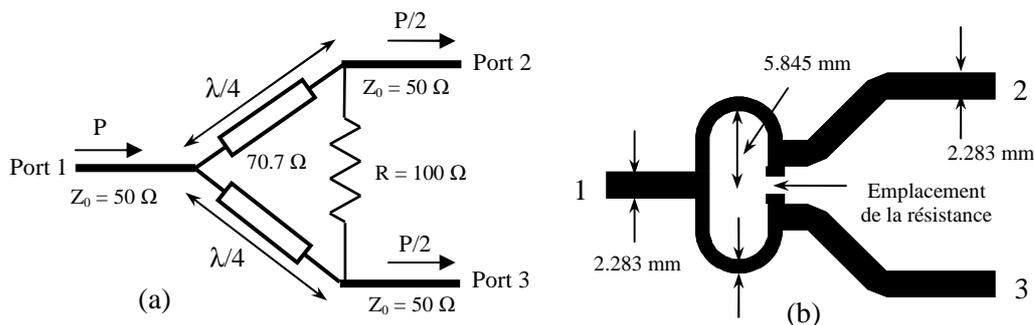


Figure V.33: Représentation et dimensions du diviseur de Wilkinson

Ainsi ce diviseur est simulé et optimisé à la fréquence centrale de 3,5 GHz à l'aide du logiciel ADS. Le substrat utilisé pour notre étude est un verre téflon dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Matériau diélectrique est un époxy d'épaisseur $h = 1.016 \text{ mm}$, de permittivité $\epsilon_r = 3.5$ et des pertes diélectriques $\tan(\delta) = 0.003$.
- Conducteur double face cuivrée, avec une épaisseur de cuivre $e = 9 \mu\text{m}$.

Après optimisation, ses dimensions sont données **figure V.33 (b)**. La ligne quart d'onde doit être en forme d'arc de cercle (voir **figure V.33**) pour deux raisons :

1. Pour éviter des phénomènes de couplages non désirés.
2. Pour une raison pratique, c'est-à-dire qu'il faut que l'on place une résistance CMS entre les deux ports de sorties du diviseur. Etant donné que la taille d'une résistance CMS qui est de 2 ou 3 mm, il aurait fallu rajouter des tronçons de lignes entre les deux ports pour pouvoir connecter la résistance, en utilisant un arc de cercle, on n'a pas besoin de placer des tronçons de lignes pour placer cette résistance.

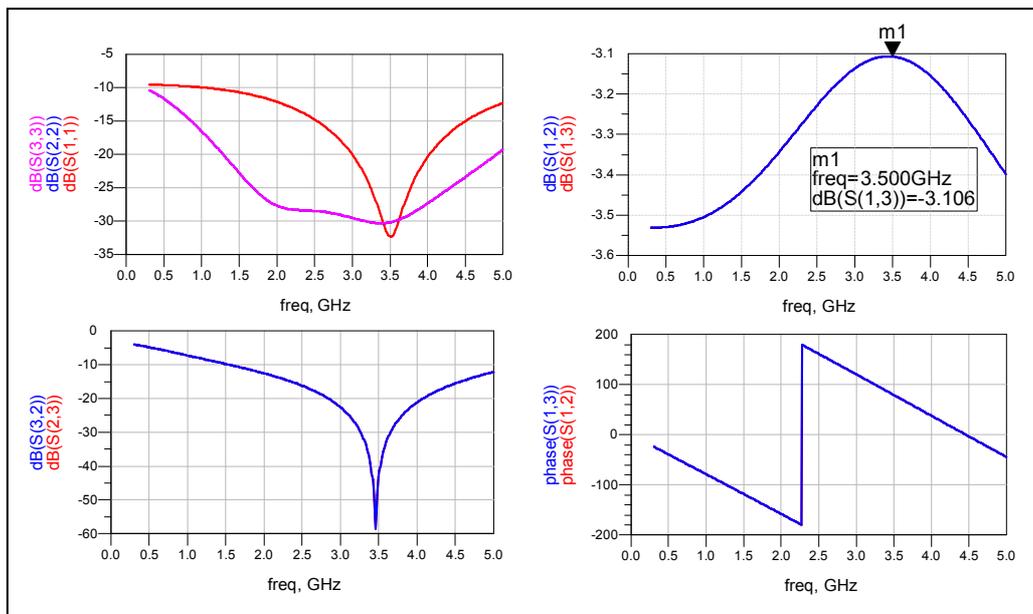


Figure V.34: Résultats de simulation: paramètres S en amplitude et en phase du diviseur

Les résultats des simulations sont présentés sous la forme de paramètres S (**figure V.34**). D'une part, ils sont fournis en module pour les 3 ports et d'autre part en phase pour les 2 voies de sorties. Pour les paramètres de transmissions S(1,2) et S(1,3), on a bien une atténuation d'environ 3 dB à la fréquence centrale de 3.5 GHz. En plus, on voit que le diviseur est symétrique car le $S(1,2) = S(1,3)$.

De même, le coefficient de réflexion S(1,1) est satisfaisant avec une atténuation supérieure à 30 dB dans la bande 3.4-3.6 GHz et l'isolation de deux voies de sorties est convenable avec le coefficient $S(2,3) = S(3,2)$ inférieur à -50 dB.

III.3.2. Réalisation du diviseur de puissance 4 voies dans la bande WiMax

Après optimisation du diviseur de puissance 1 vers 2, trois éléments identiques à celui-ci vont être disposés pour former un diviseur 1 vers 4.

Après avoir dessiné la structure du diviseur de puissance sous ADS, nous l'avons optimisé sous ADS pour qu'il loge dans un carré de 75 mm de côté en utilisant le même substrat que précédemment (verre téflon). La **figure V.35 (a)** représente le masque du diviseur de puissance que nous avons réalisé sous ADS.

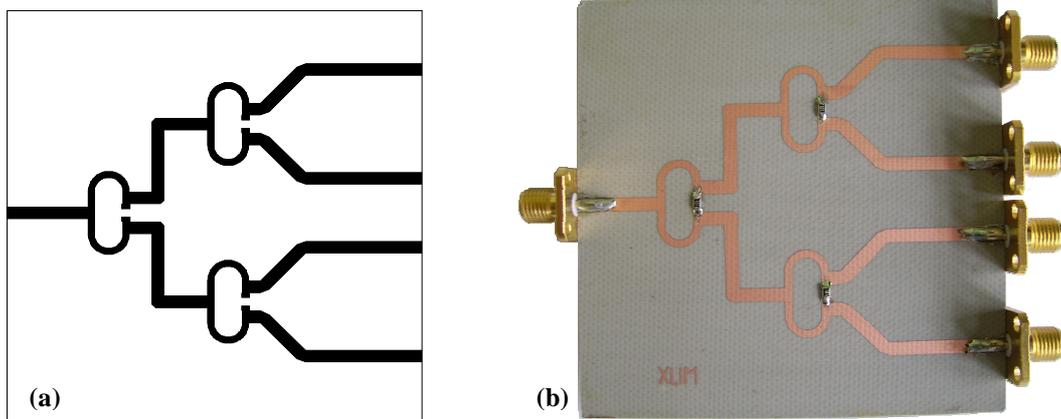


Figure V.35: Layout et photo du diviseur réalisé dans la bande WiMax

Après avoir sorti le masque du diviseur de puissance, il a fallu imprimer la plaque et souder les composants. On obtient le circuit de la **figure V.35 (b)**.

Nous avons mesuré les paramètres de réflexion et de transmission du diviseur de puissance à l'aide d'un analyseur de réseaux, et nous avons obtenu les courbes suivantes:

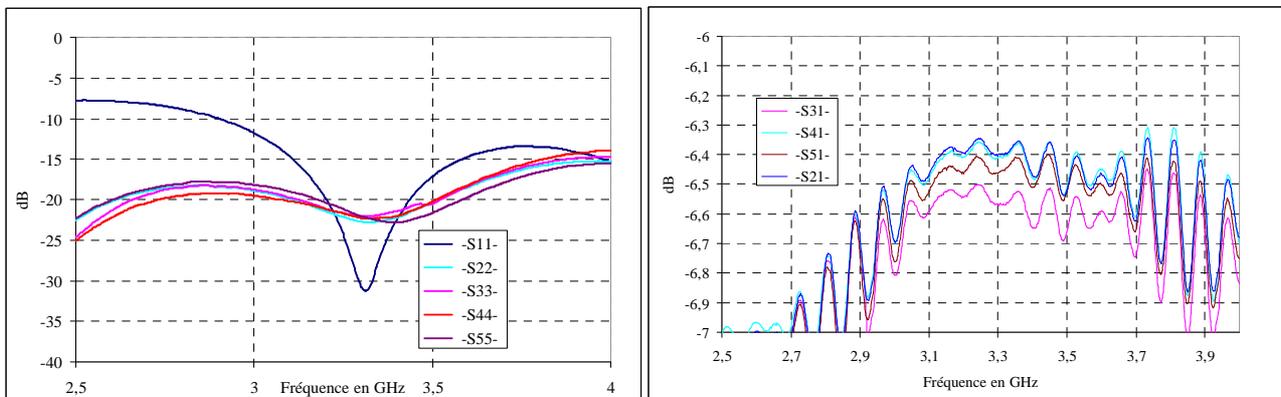


Figure V.36: Coefficients de réflexion et de transmission mesurés

Le résultat de la mesure de paramètres de transmission (**figure V.36**) concorde avec le résultat de simulation. On a bien une atténuation d'environ 6dB à la fréquence centrale de 3.5 GHz.

Les résultats de mesures des paramètres de réflexion et d'isolation des ports de sorties sont également satisfaisants. En effet toutes ces mesures ont un coefficient inférieur à - 25 dB à la fréquence centrale de 3.5 GHz.

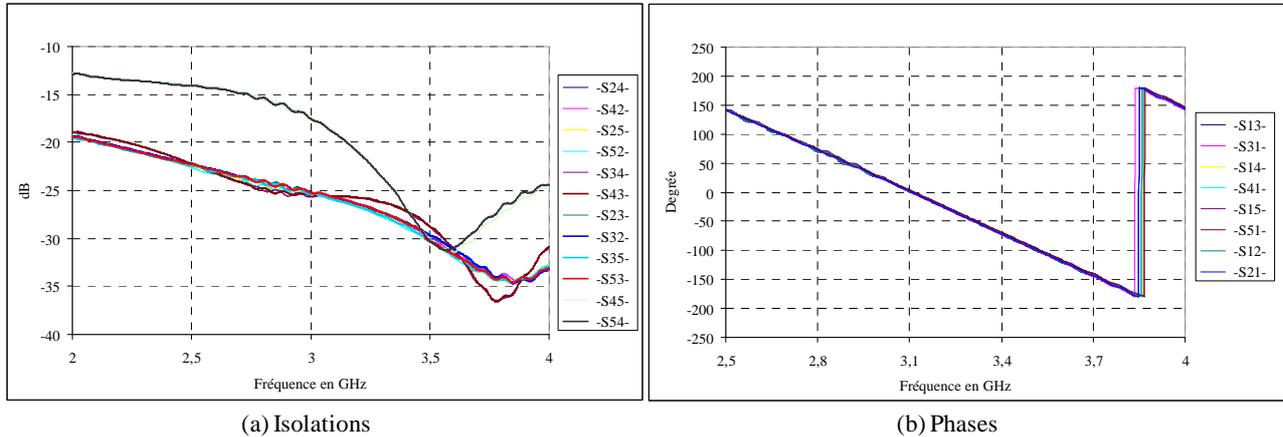


Figure V.37: Isolations et phases mesurées entre les différentes voies de sorties

Nous voyons que le circuit est bien adapté ($S_{11} < -13$ dB) sur une large bande autour de 3.5 GHz. On remarque un déplacement de la fréquence dans la bande passante de 220 MHz, à cause de l'erreur commise sur l'estimation de la permittivité du diélectrique.

Le résultat de mesure des phases des différentes voies de sorties représenté sur la **figure V.37**, montre que les quatre voies de sorties sont en phase dans la bande qui nous intéresse, autour de 3.5 GHz. Ce résultat est bien en accord avec celui obtenu par la simulation.

Après avoir réalisé et caractérisé le diviseur de puissance, nous allons maintenant décrire la réalisation du circuit d'alimentation constitué de 8 modulateurs vectoriels en technologie micro-ruban piloté par un calculateur pour la formation de faisceau.

III.4. Réalisation et caractérisation du Modulateur Vectoriel

Le modulateur vectoriel joue un rôle de plus en plus important dans les systèmes de communication et ses applications sont nombreuses : celui-ci peut être appliqué à des réseaux d'antennes, des radars et des systèmes de mesure. Par exemple, il est utilisé dans un système de linéarisation des amplificateurs et de calibrage d'un émetteur. Plutôt que d'utiliser un atténuateur variable et un déphaseur variable, un modulateur vectoriel est un circuit qui permet de contrôler simultanément l'amplitude et la phase d'un signal [2]. Dans des applications de communication numériques, le modulateur vectoriel est largement utilisé pour générer les signaux I&Q modulés ou pour effectuer une translation de fréquence. Les modulateurs vectoriels peuvent être aussi utilisés

comme un circuit d'alimentation pour contrôler la formation de faisceau adaptative dans les applications des réseaux d'antennes à balayage électronique et dans les systèmes d'antennes adaptatives [3].

Les facteurs à considérer dans la conception des modulateurs vectoriels sont : la largeur de la bande, la variation de l'amplitude et de la phase, les pertes d'insertion, les erreurs d'amplitude et de phase, la complexité de réalisation et le nombre d'éléments actifs.

Diverses architectures de modulateurs vectoriels ont été proposées : les modulateurs vectoriels utilisant des mélangeurs et ceux utilisant les atténuateurs biphasés variables.

Traditionnellement, deux approches principales sont possible pour réaliser un modulateur vectoriel : la première approche est basée sur deux atténuateurs biphasés déphasés de 90° l'un de l'autre combinés à un combineur de puissance. Cette approche est pénalisante en termes de perte. La deuxième approche est basée sur un atténuateur variable et un déphaseur variable 360° . Bien que cette deuxième approche soit attrayante (faible perte d'insertion), un atténuateur variable avec une dynamique élevé avec une phase constante et un déphaseur à faible perte d'insertion sont nécessaires. Toutes ces considérations, rendent notoirement difficiles la réalisation d'un circuit avec cette technique. Par conséquent, nous avons opté pour la première approche comme dispositif d'alimentation pour la formation analogique de faisceau. Les différents avantages qu'elle présente en termes de simplicité de réalisation et de faible coût ont permis de faire ce choix.

Cette structure est réalisable en technologie microruban et nécessite des diodes PIN. Pour la réalisation de ce modulateur vectoriel, nous nous sommes inspirés du modèle présenté dans [4-7].

Le modulateur vectoriel en technologie microruban est constitué de trois composants (**figure V.41**) que sont les **coupleurs hybrides (3-dB, 90°)**, les **atténuateurs variables** et le **combineur de puissance 2 voies**. Ces composants nécessaires au bon fonctionnement du dispositif sont maintenant examinés.

Le combineur ou le diviseur de puissance 0° a été étudié dans la section III.3. Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée [8]. Les grandes classes de coupleurs directifs sont les coupleurs par proximité et les coupleurs à jonctions. Parmi ceux-ci, on distingue les coupleurs en échelle que nous étudierons ici.

III.4.1. Coupleur hybride 3 dB- 90°

Le coupleur hybride est un dispositif passif à quatre ports (voir **figure V.38**). Son rôle est de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude sur les deux ports de sortie, cependant ces deux ports sont déphasés de 90° l'un de l'autre. Ce déphasage est dû au

tronçon de ligne de longueur $\lambda/4$ entre les ports 3 et 4. Pour assurer le bon fonctionnement du circuit, le port 2 est isolé grâce une charge 50Ω reliée à la masse.

Les différents tronçons quart d'onde sont présents pour assurer l'adaptation d'impédance. Il y a deux types de tronçons de lignes quart d'onde. Entre les ports 1 et 2 et entre les ports 3 et 4, nous avons une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$ équivalente à celle des ports d'entrée et de sortie du coupleur, et entre les ports 1 et 3 et entre les ports 2 et 4, nous avons un tronçon de ligne d'impédance caractéristique $Z_0/\sqrt{2}$ ou $35,4 \Omega$ pour obtenir un couplage de 3 dB.

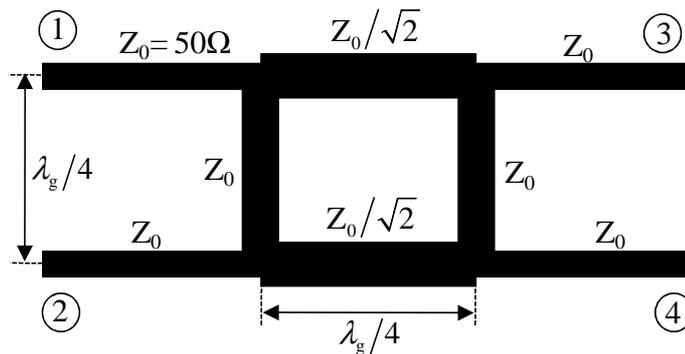


Figure V.38: Coupleur hybride 3 dB-90°

On peut obtenir une répartition différente de puissance en changeant la valeur de l'impédance caractéristique. On peut ainsi assez facilement obtenir des couplages compris entre 3 et 9 dB, au delà des problèmes technologiques se posent notamment pour la réalisation des lignes de forte impédance caractéristique.

L'étude du coupleur hybride et les résultats des simulations effectuées avec le logiciel ADS sont présentés dans l'ANNEXE IV.

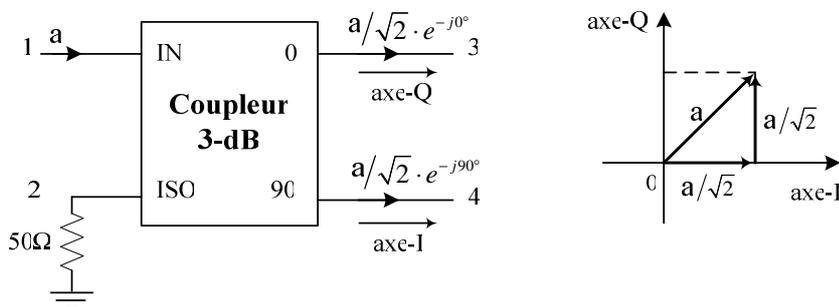


Figure V.39: Fonctionnement du coupleur 3 dB -90° en diviseur de puissance

Le coupleur hybride 3 dB-90° est employé de deux manières différentes dans le modulateur vectoriel présenté sur la **figure V.41** : en diviseur de puissance (**figure V.39**) où il divise le signal d'entrée en deux vecteurs orthogonaux (une composante I et une composante Q) et en combineur de

puissance (**figure V.40**) où il recombine les signaux réfléchis par les deux résistances variables de l'atténuateur en réflexion.

III.4.2. Atténuateur en réflexion

L'atténuateur variable utilisé dans les modulateurs vectoriels est un atténuateur analogique du type réflexion. Il a été proposé et appliqué la première fois à un modulateur vectoriel par Devlin et Minnis [9]. L'atténuateur variable que nous avons utilisé est présenté sur la **figure V.40**. Il est constitué d'un coupleur hybride (3dB-90°) et de deux résistances variables à diode-PIN connectées sur les deux ports de sortie (ports 3 et 4) qui créent un coefficient de réflexion variable de sorte que le niveau d'atténuation puisse être contrôlé par une tension. Dans un atténuateur en réflexion, les deux diodes PIN sont polarisées par la même tension. La tension de polarisation permet de régler la résistance équivalente présentée par la diode PIN. Ainsi avec une tension nulle elle présente une grande résistance, qui diminue et tend vers 0 ; lorsque la tension augmente.

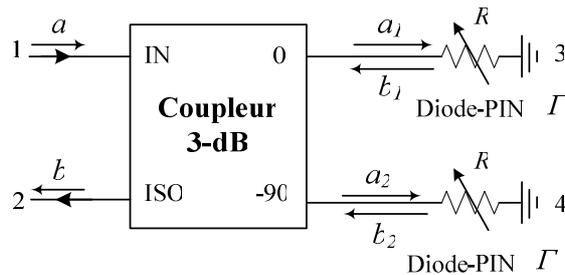


Figure V.40: Structure d'un atténuateur en réflexion

L'onde d'entrée est divisée et répartie sur les ports 3 et 4, ces ondes ($a_1 = a/\sqrt{2}$ et $a_2 = -j \cdot a/\sqrt{2}$) sont en suite réfléchies au niveau des résistances variables (diode PIN). Comme les ports 1 et 2 sont isolés l'un de l'autre, les ondes réfléchies ($b_1 = \Gamma \cdot a/\sqrt{2}$ et $b_2 = -j \cdot \Gamma \cdot a/\sqrt{2}$) sont recombinaés au port de sortie 2.

A la sortie (port 2) on obtient :

$$b = b_1 + b_2 = \Gamma \cdot a/\sqrt{2} \cdot (-j/\sqrt{2}) - j \Gamma \cdot a/\sqrt{2} \cdot 1/\sqrt{2} \quad (\text{V.1})$$

ce qui donne

$$b = -j \cdot a \Gamma = a \Gamma \cdot e^{-j90^\circ} \quad (\text{V.2})$$

avec $\Gamma = \frac{R-50}{R+50}$ qui est le coefficient de réflexion dépendant de la résistance de la diode PIN,

variant entre -1 et 1.

D'après l'équation (V.2) on obtient en sortie de l'atténuateur une onde modulée en amplitude dont la valeur dépend du coefficient de réflexion et donc de la résistance de la diode. Lorsque les deux résistances R présentent 50Ω tout le signal est absorbé au borne des diode (pas de transmission du signal au niveau du port 2 $\Rightarrow b = 0$).

Après avoir décrit les différents éléments (combineur, coupleur hybride et atténuateur) composant le modulateur vectoriel, nous allons décrire maintenant son principe de fonctionnement.

III.4.3. Principe de fonctionnement du modulateur vectoriel

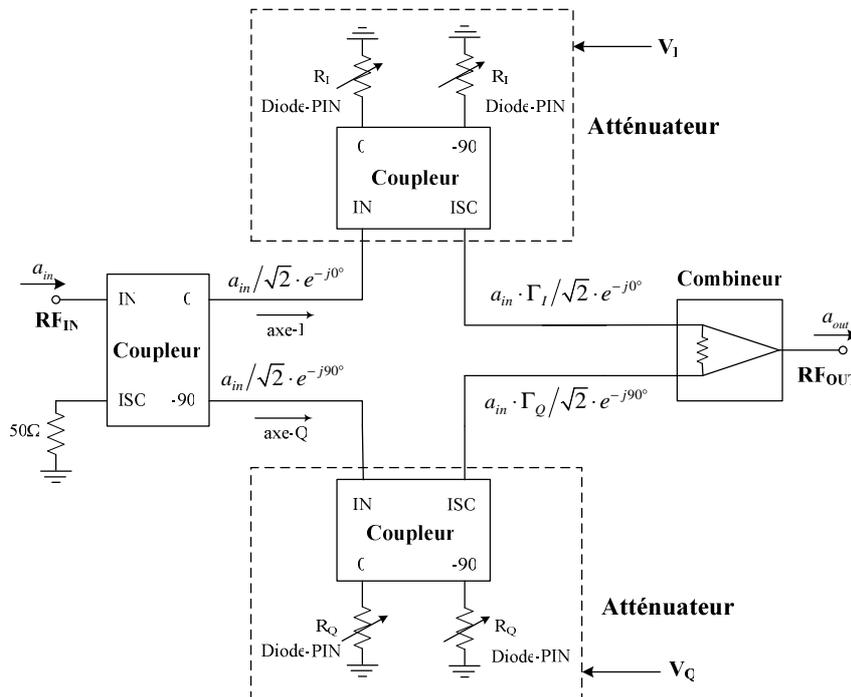


Figure V.41: Schéma simplifié d'un modulateur vectoriel en technologie imprimé microruban

Sur la **figure V.41** est présentée une architecture typique d'un modulateur vectoriel en technologie imprimée microruban, elle est constituée d'un coupleur hybride 90° , de deux atténuateurs et d'un combineur en-phase. Le diviseur hybride divise le signal d'entrée en deux vecteurs orthogonaux : une composante en phase ($a_{in}/\sqrt{2} \cdot e^{-j0^\circ}$) et une composante en quadrature ($a_{in}/\sqrt{2} \cdot e^{-j90^\circ}$). Les deux composantes I&Q sont en suite modulées indépendamment en amplitude par deux atténuateurs en réflexion déphasé de 90° l'un de l'autre; idéalement, l'amplitude est entre -1 et 1. Les signaux résultant ($a_{in} \cdot \Gamma_I/\sqrt{2} \cdot e^{-j0^\circ}$ et $a_{in} \cdot \Gamma_Q/\sqrt{2} \cdot e^{-j90^\circ}$) sont alors recombinaés en sortie par un combineur de puissance.

Le signal de sortie est donné par :

$$a_{out} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{a_{in}}{\sqrt{2}} (\Gamma_I \cdot e^{-j0^\circ} + \Gamma_Q \cdot e^{-j90^\circ}) \quad (V.3)$$

l'équation (V.3) peut s'écrire aussi

$$a_{out} = \frac{a_{in}}{2} (\Gamma_I - j\Gamma_Q) \quad (V.3)$$

Le coefficient de transmission sera alors :

$$T = a_{out}/a_{in} = \frac{1}{2} (\Gamma_I - j\Gamma_Q) \quad (V.5)$$

où $\Gamma_I = \frac{R_I - 50}{R_I + 50}$ et $\Gamma_Q = \frac{R_Q - 50}{R_Q + 50}$ sont respectivement les coefficients de réflexion sur la voie I et sur la voie Q, variant entre -1 et 1.

Le module et la phase du coefficient de transmission sont donnés par les relations suivantes.

$$T = 0,5\sqrt{|\Gamma_I|^2 + |\Gamma_Q|^2} \quad \angle\theta = \tan^{-1}(\Gamma_Q/\Gamma_I) \quad (V.6)$$

D'après l'équation (V.6), tout état d'amplitude et de phase peut être obtenu en balayant le plan complexe constitué de deux vecteurs orthogonaux Γ_I et Γ_Q avec des pertes d'insertion théorique de 6 dB en considérant un fonctionnement en modulateur vectoriel avec une variation de phase de 360° . En raison des pertes ohmiques et de rayonnement, et de pertes dues aux imperfections, les pertes d'insertion sont plus élevées.

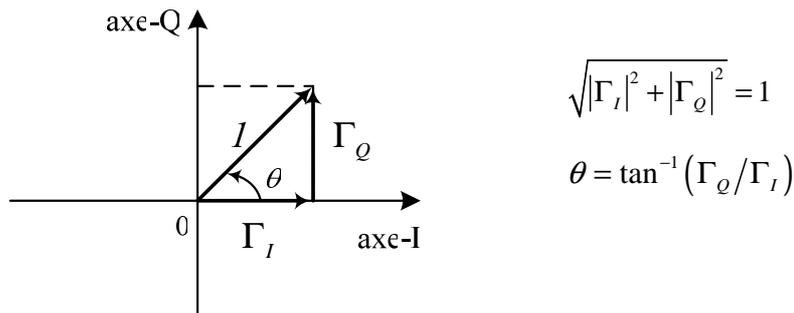


Figure V.42: Diagramme de constellation dans le plan complexe.

Si un signal est défini comme un vecteur en coordonnée polaire et a pour coordonnée son amplitude et sa phase, il peut être aussi défini en coordonnée rectangulaire comme deux vecteurs I et Q. Les termes I et Q représentent respectivement les composantes « en phase » et « en quadrature de phase » du signal de sortie.

Nous allons maintenant décrire la réalisation et la caractérisation des modulateurs vectoriels que nous allons utiliser dans notre circuit de formation de faisceau.

III.4.4. Réalisation et caractérisation du modulateur vectoriel

La **figure V.43** représente le masque du modulateur vectoriel en technologie imprimé microruban après optimisation sous ADS des différents composants le constituant.

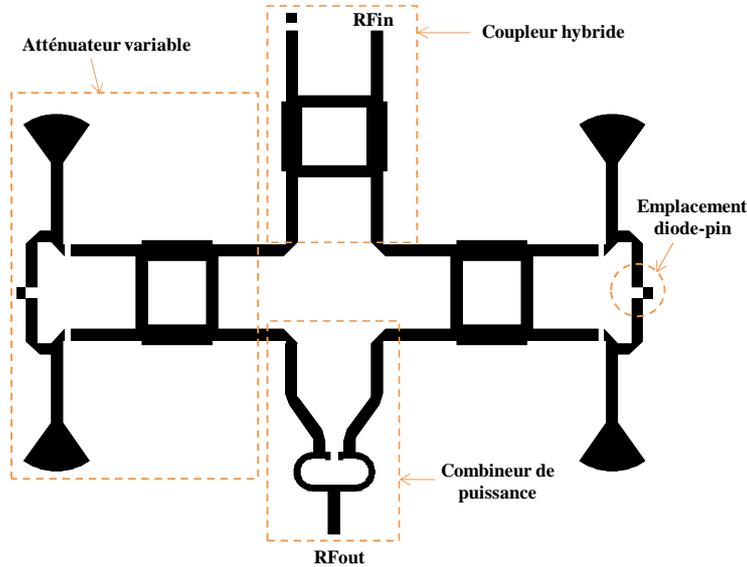


Figure V.43: Layout du modulateur vectoriel réalisé sous ADS à 3.5 GHz

Pour la réalisation de ce circuit, nous avons sorti le masque puis gravé la plaque et souder les composants. La **figure V.44** montre la photo du circuit réalisé.

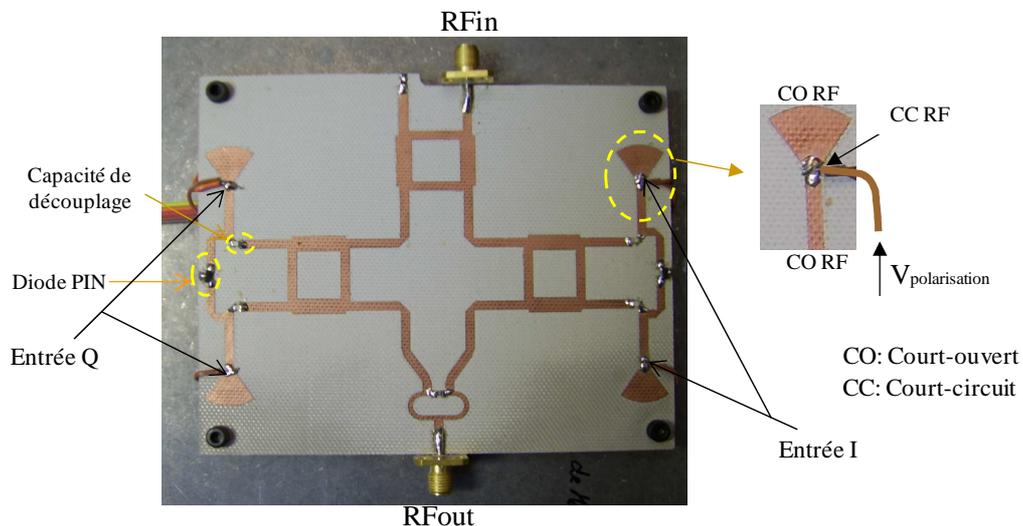


Figure V.44: Photo du modulateur vectoriel réalisé

Nous avons mesuré les paramètres de réflexion et de transmission du modulateur vectoriel à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel, et nous avons obtenu les courbes ci-dessous.

Le résultat des mesures présenté sur la **figure V.45** montre que le circuit est bien adapté en entrée et en sortie sur une large bande autour de 3.5 GHz. Le circuit réalisé couvre largement la

bande 3.4 GHz-3.5 GHz. Le résultat de la mesure de paramètre de transmission (**figure V.45 (b)**) montre que l'on a une atténuation d'environ 6dB dans la bande qui nous intéresse. Les résultats de la **figure V.45** sont obtenus sans avoir appliqué les tensions de polarisation des diodes.

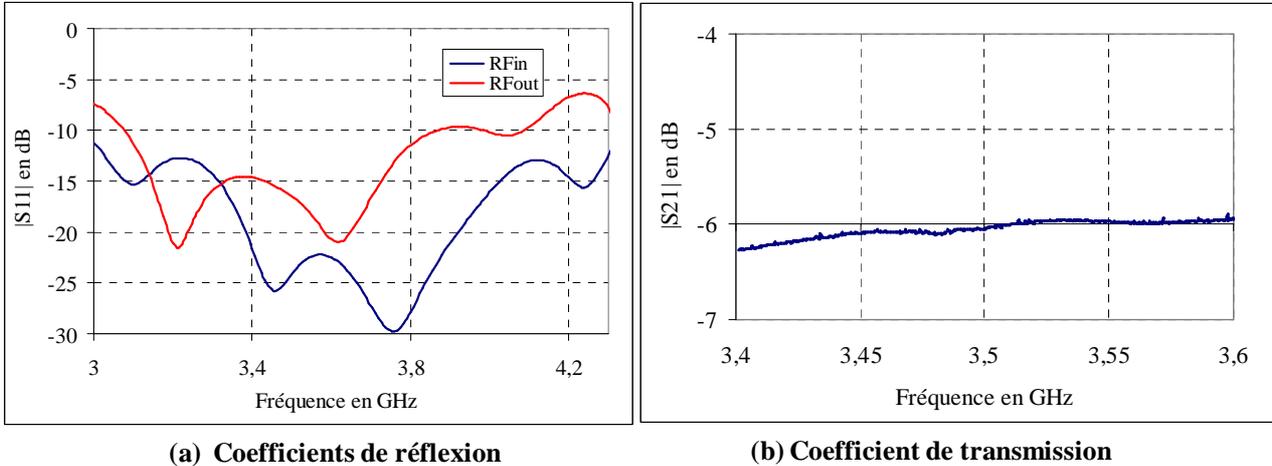


Figure V.45: Coefficients de réflexion mesurés aux entrées RFin et RFout

Nous avons réalisé 8 circuits identiques à celui représenté sur la **figure V.44**. Pour obtenir une variation d'amplitude et une variation de 360° de la phase, le circuit est commandé numériquement par la carte de génération qui contrôle les tensions de polarisation aux entrées I et Q du circuit. Nous avons utilisé une carte de génération PCI-6723 de National Instruments connecté à un PC via le bus PCI. Cette carte possède 32 voies de sortie analogique avec une résolution de 13 bits et de fréquences de 45 kéch./s par voie. En plus de sorties analogiques, cette carte possède 8 Entrée/Sortie numérique et deux compteurs/timers 24 bits. Les sorties analogiques ont une gamme de tension de ± 10 V et une précision de gamme de 10.78 mV avec une alimentation en intensité total de 160 mA. Comme cette carte doit piloter 8 modulateurs vectoriels possédant chacun 4 diodes-PIN HSMP-3814 (faible distorsion) [10] contrôlé par une tension de polarisation allant de 0 à 0.9V et un courant maximum de 100 mA, il donc est nécessaire de réaliser un circuit d'alimentation pour avoir une interface de courant et augmenter la précision des mesure, c'est-à-dire la gamme de variation de la tension de polarisation.

Le circuit d'alimentation réalisé est constitué d'un pont diviseur de tension suivi d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur. Le suiveur fourni le courant demandé (transistor de puissance TIP31A) par le circuit tout en conservant la valeur de la tension entre l'entrée et la sortie. Le pont diviseur de tension est constitué de deux résistances R1 et R2 en série. La tension V_{in} en entrée du pont c'est-à-dire la tension à la sortie de carte PCI-6723 est proportionnelle à la tension de sortie V_e (tension de polarisation de la diode PIN).

$$V_e = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{in}/11 \quad (V.7)$$

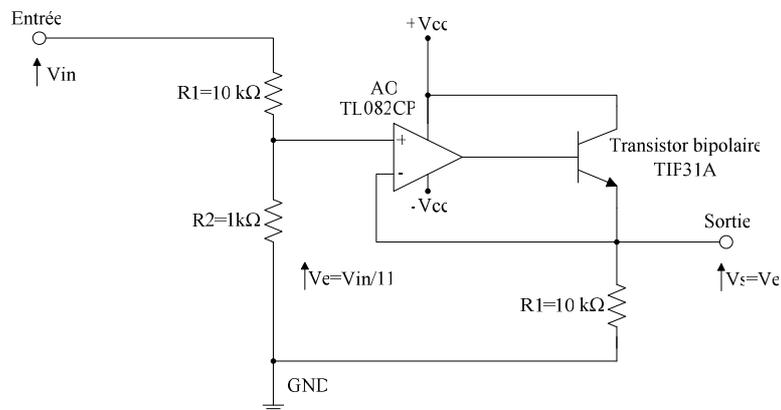


Figure V.46: Schéma du circuit d'alimentation

L'équation (V.7) montre que en utilisant un pont diviseur de tension, on peut diminuer d'un facteur 11 le pas de quantification de la carte et donc d'augmenter la précision de réglage. Cela nous permet de faire varier la tension de polarisation dans la gamme 0-10V au lieu de 0-0.9V.

Le circuit d'alimentation réalisé est présenté sur la **figure V.47**. Le circuit contient 16 ponts diviseur de tension suivi de 16 suiveurs alimentés par une tension $\pm 15V$ et possède 16 entrées/sorties analogiques.

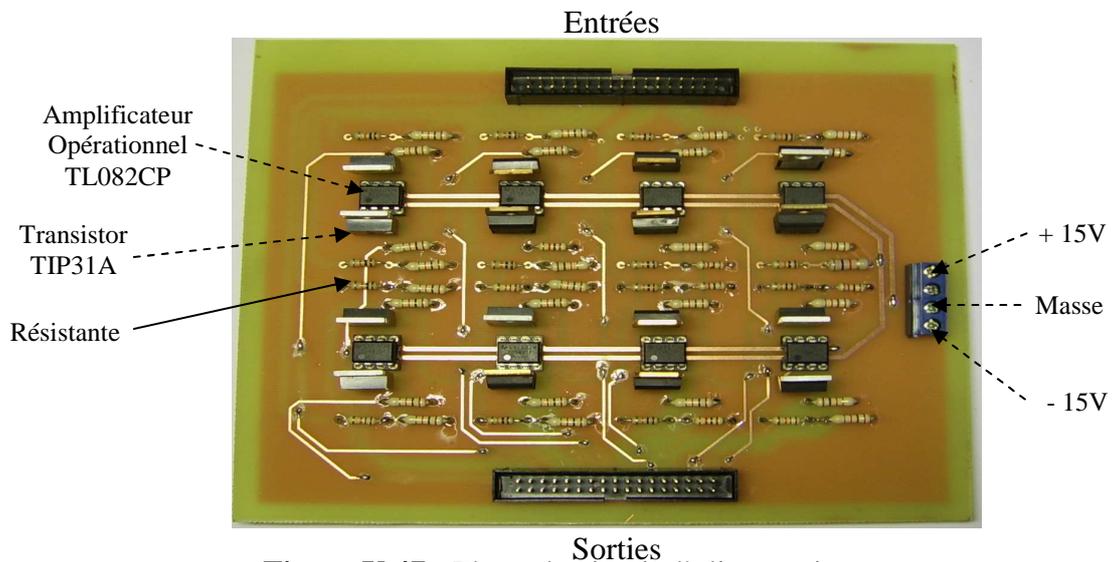


Figure V.47: Photo du circuit d'alimentation

Après avoir décrit et réaliser le circuit d'alimentation, nous allons procéder à la caractérisation du modulateur vectoriel en mesurant ses paramètres de transmission en fonction des tensions I et Q (tensions de polarisation des diodes PIN). La polarisation DC de la diode PIN est réalisée avec une ligne $\lambda/4$ et un stub $\lambda/4$.

La **figure V.48** présente le module de coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes tensions de polarisation permettant de régler différentes valeurs de phase mesurées à 3.5GHz. Comme nous l'avons souligné précédemment, le circuit réalisé présente des pertes insertion importantes (environs 12,5 dB à la fréquence centrale de 3.5 GHz).

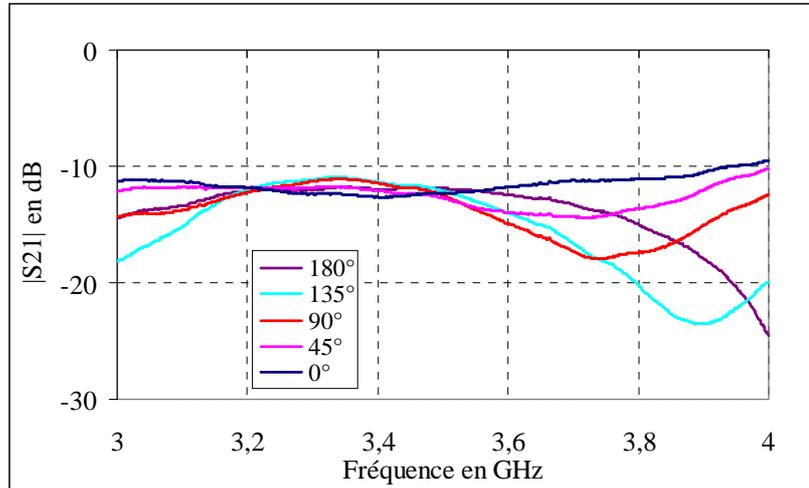


Figure V.48: Paramètre S21 en fonction de la fréquence pour différentes tensions I et Q.

La **figure V.49** montre le diagramme de constellation IQ de S21 obtenu à la sortie du modulateur vectoriel. Sur cette figure, on voit que l'on peut contrôler simultanément l'amplitude et la phase du signal d'entrée en balayant les vecteurs I et Q dans le plan complexe.

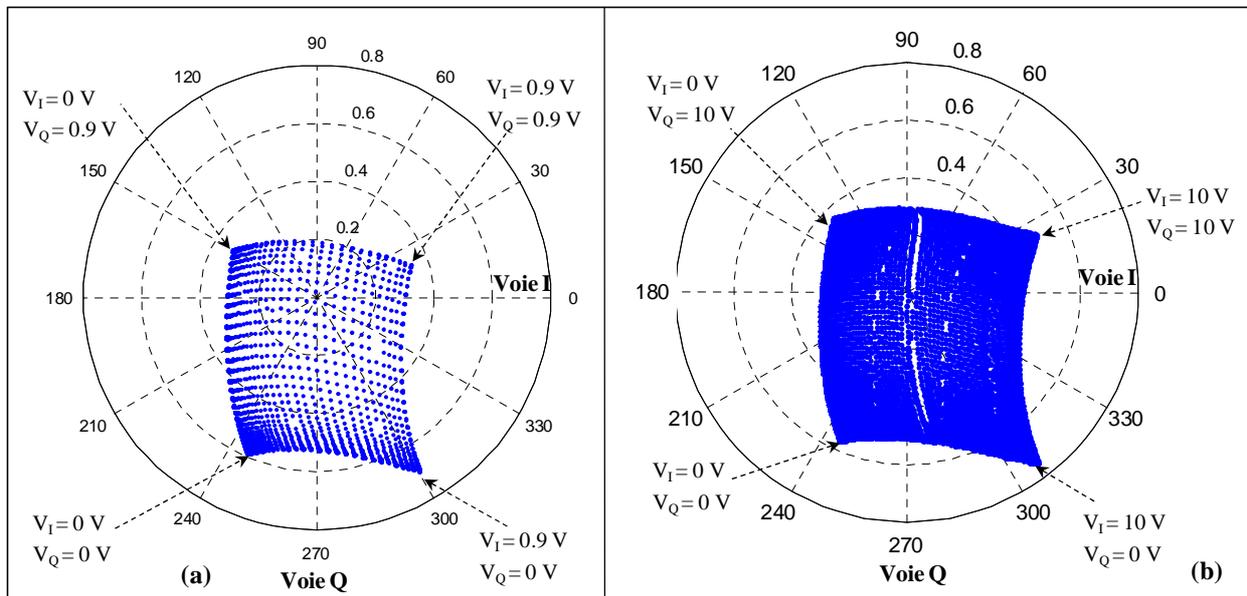


Figure V.49: Diagramme de constellation IQ : variation de l'amplitude et de la phase

Les **figures V.49 (a)** et **(b)** représentent respectivement les mesures effectuées sans et avec le circuit du pont de diviseur de tension. On voit qu'avec le pont de diviseur de tension, on diminue

le pas de quantification (les points de constellation sont proche les uns des autres) tout en augmentant la dynamique, autrement dit on améliore la précision de réglage des tensions.

La **figure V.50** montre que la variation de 360° de la phase peut être obtenue avec une amplitude constante (0.25 ± 0.05). Donc pour avoir une variation de phase de 360° , les pertes ou l'atténuation sera de l'ordre de 12 dB. Dans les applications où on fera varier uniquement la phase, il serait préférable d'utiliser des déphaseurs variable qui présente des faibles pertes d'insertion.

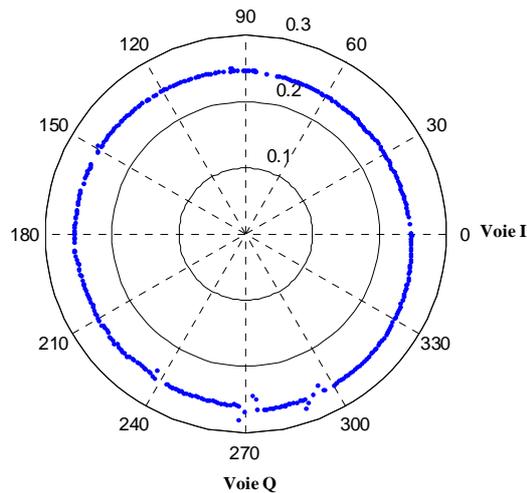


Figure V.50: Variation de la phase à amplitude constante

Nous avons réalisé 8 circuits identiques à celui représenté sur la **figure V.44** et nous allons les inclure dans notre système de formation de faisceau.

IV. CONCLUSION

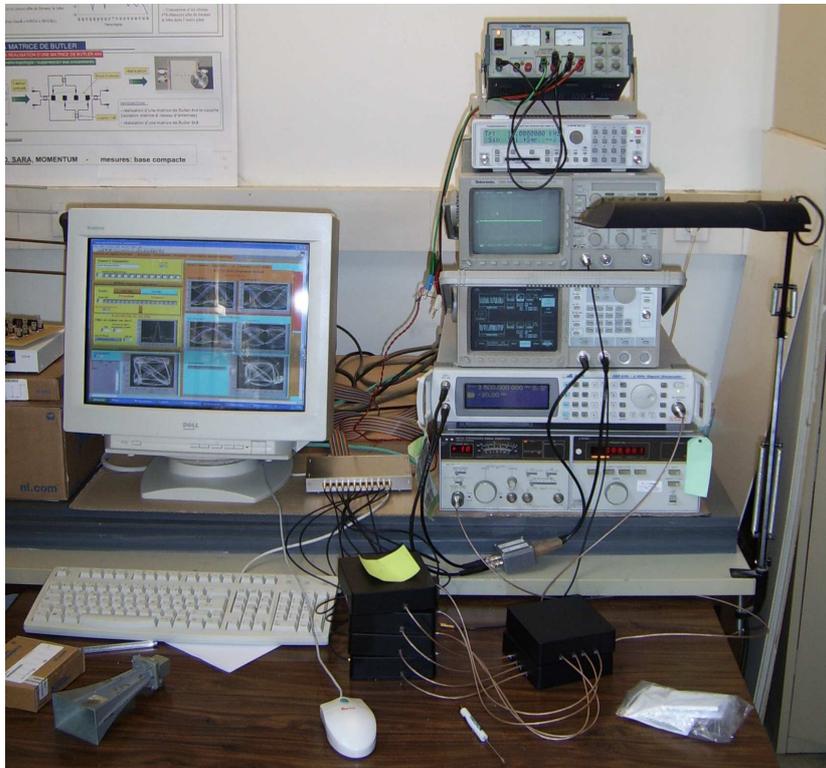
Dans ce chapitre, nous avons présenté la démarche de l'étude. Notre objectif étant de réaliser un démonstrateur d'antenne adaptative fonctionnant dans la bande WiMax autour de 3.5 GHz, nous avons réalisé et caractérisé les différents éléments constituant ce démonstrateur. Le démonstrateur que nous avons réalisé est constitué de deux systèmes: un système de réception utilisant le démodulateur cinq-port pour la détection des directions d'arrivée et pour la formation de faisceau en bande de base et un système de formation de faisceau adaptative en émission utilisant les modulateurs vectoriels piloté par un ordinateur. Après avoir réalisé les deux systèmes, il va falloir maintenant procéder à leurs caractérisations afin de vérifier leurs performances en termes de taux d'erreur binaire pour le système de réception et en termes de diagramme de rayonnement pour le système de formation de faisceau. Cette validation expérimentale du démonstrateur fera l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] 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.
- [2] W. T. Thornton and L. E. Larson, “*An improved 5.7 GHz ISM-band feedforward amplifier utilizing vector modulators for phase and attenuation control,*” *Microwave J.*, vol. 42, no. 12, pp. 96–106, Dec. 1999.
- [3] I. D. Robertson, “*MMIC Design*”. London, U.K.: IEE, 1995.
- [4] Application Note for Vector Modulator, VM-MCM-1.9G, http://www.merrimacind.com/multimix/VM_MCM_19G_AppNote.pdf
- [5] L. Silverman C. D. Plato, “*Vector Modulator Enhances Feedforward Cancellation*”, *Microwaves & RF*, March 1998.
- [6] Broadband I & Q Vector Modulator Demonstrates The Leading Edge in Performance, http://www.gtmicrowave.com/IQ_Vector_Modulator.pdf
- [7] M. Chongcheawchamnan, S. Bunnjaweht, D. Kpogla, D. Lee, I.D. Robertson, “*Microwave I-Q Vector Modulator Using a Simple Technique for Compensation of FET Parasitics*”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 50, No. 6, June 2002.
- [8] J. R. JAMES and P. S. HALL, “*Handbook of microstrip antennas*”, Vol. 2, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989.
- [9] L. M. Devlin and B. J. Minnis, “*A versatile vector modulator design for MMIC,*” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1990, pp. 519–522.
- [10] Datasheet “*Surface Mount RF PIN Low Distortion Attenuator Diodes*” <http://www.ortodoxism.ro/datasheets2/f/0cz01caaifzlo4i58lpgroirt6py.pdf>.

CHAPITRE VI

MESURES ET VALIDATION EXPERIMENTALE DU DEMONSTRATEUR D'ANTENNE ADAPTATIVE



I. INTRODUCTION

Dans le **chapitre V** nous avons réalisé et validé expérimentalement les différents composants constituant notre démonstrateur du système d'antenne adaptative.

Nous avons montré dans le **chapitre I** que les systèmes d'antennes adaptatives (AAS) peuvent être implémentés à l'émission et /ou en réception. Dans ces travaux, deux prototypes de système d'antenne adaptative ou intelligente ont été développés. L'un en émission basé sur les liaisons de type downlink, utilise un système analogique de formation de faisceau comportant des modulateurs vectoriels commandés numériquement à partir de la loi d'alimentation donnée par la synthèse de diagramme (algorithme SQP) afin de concentrer le rayonnement émis dans la direction privilégiée du récepteur utile. L'autre en réception basé sur les liaisons de type uplink, utilise les démodulateurs cinq-port et le système de formation numérique de faisceau où les poids sont calculés par l'algorithme SQP et appliqués directement aux signaux en bande de base afin d'améliorer la qualité des signaux reçus (améliorer le rapport signal à interférent plus bruit). Ces deux systèmes sont complémentaires dans la mesure où ils utilisent la même information de DoA sur laquelle se base la technique de synthèse de diagrammes, pour synthétiser le diagramme de rayonnement désiré.

Dans un premier temps, le démonstrateur nous permettra d'évaluer les performances du système de détections des DoAs et du système de formation de faisceaux en émission en termes de qualité de diagramme de rayonnement mesurés émis par le système d'antenne adaptative.

En suite, nous allons évaluer qualitativement et quantitativement les performances de notre prototype de réception en termes de rapport porteuse sur interférent plus bruit (CINR) et de rapport signal à bruit par mesure directe du Taux d'Erreur Binaire (TEB ou BER pour Bit Error Rate en anglais) lors d'une transmission de données.

II. MESURE DE DIRECTIONS D'ARRIVEE DES SIGNAUX RF

II.1. Description du système de mesure

Comme nous l'avons présenté dans le **Chapitre V** paragraphe II.1, le système de réception réalisé à l'aide des démodulateurs cinq-ports pour la détection de direction d'arrivée des signaux RF est composé d'un réseau linéaire de 4 éléments rayonnants espacés de $\lambda/2$ @ $f = 3.5$ GHz, d'un réseau de 4 cinq-ports conçus en technologie micro-ruban. Chaque antenne est connectée à l'entrée RF d'un cinq-port. Un oscillateur local est connecté à l'accès OL du cinq-port et génère un signal CW. L'information de phase est obtenue directement à partir des mesures de puissance de trois combinaisons linéaires de l'onde RF reçu par l'antenne et le signal d'OL de chaque cinq-port.

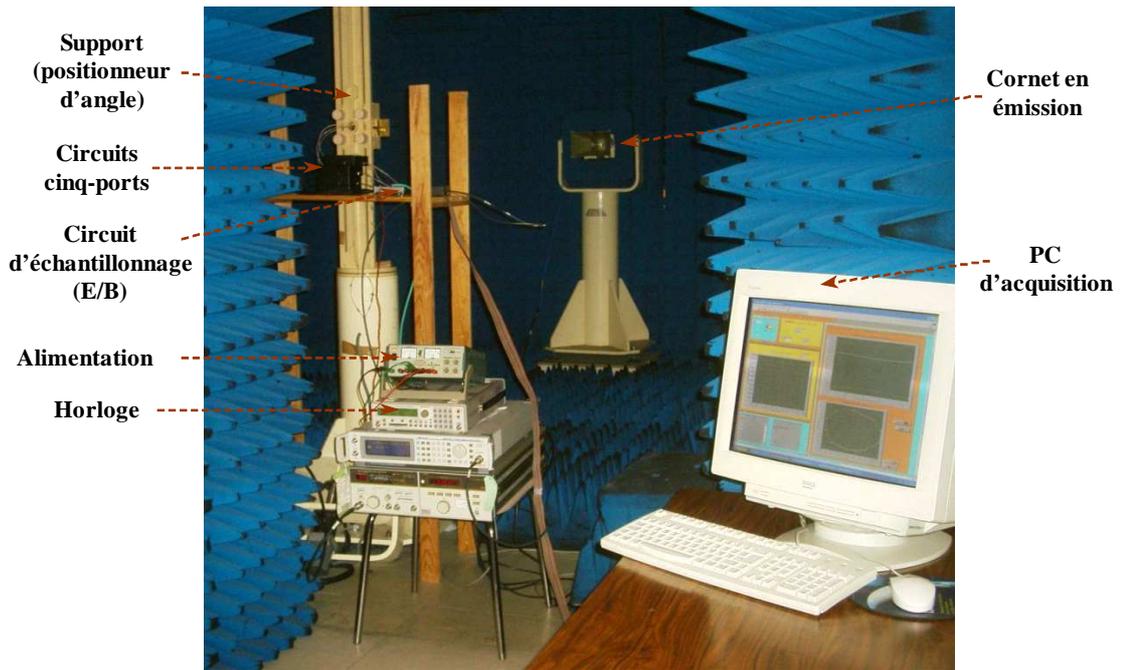


Figure VI.1: Photo du système de mesure

Chaque sortie des démodulateurs cinq-port est connectée à un échantillonneur bloqueur (S/H) qui assure la simultanéité des acquisitions en bloquant le signal pendant l'intervalle de temps requis par le Convertisseur Analogique Numérique (CAN). L'acquisition des signaux de sorties est effectuée par une carte d'acquisition PCI 6024 E de National Instruments. La démodulation des signaux RF, le calcul de la direction d'arrivée des signaux RF, et la formation numérique de faisceaux en bande de base sont effectués par le processeur.

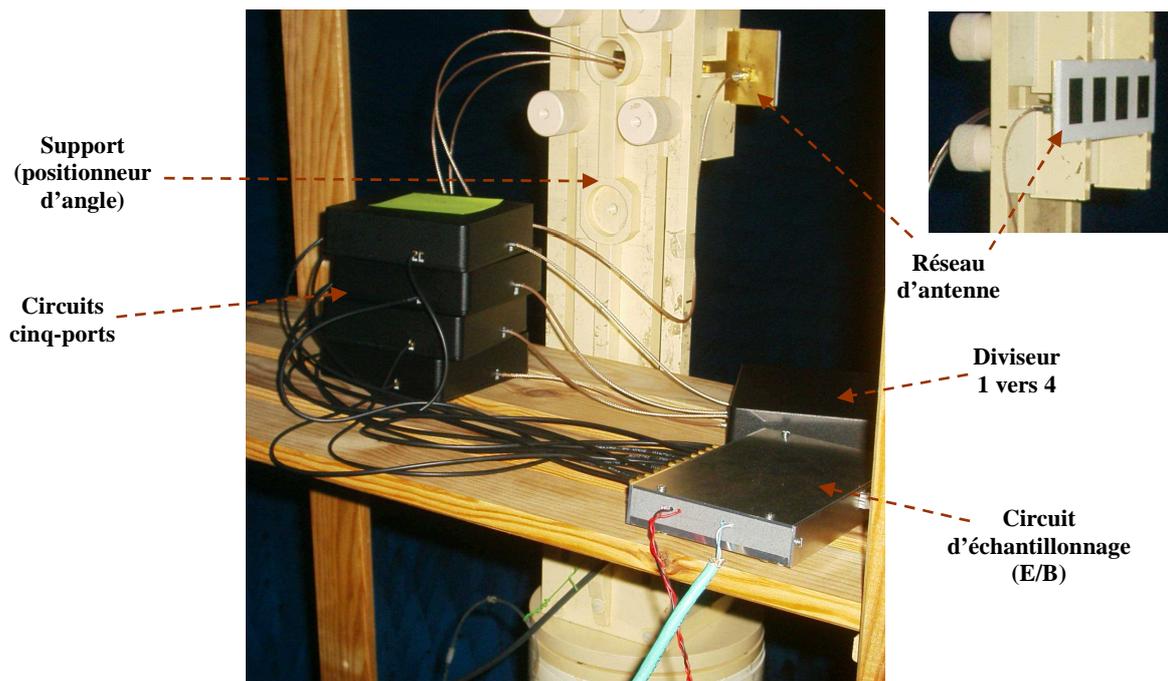


Figure VI.2: Photo du réseau d'antenne et des démodulateurs cinq-ports

La **figure VI.1** présente la photo du système de mesure complet. La photo du réseau du système de réception est montrée sur la **figure VI.2**.

II.2. Procédure de calibrage du récepteur

La procédure de calibrage qui corrige les dérives d'amplitude et de phase entre les différents canaux (sorties des cinq-ports) est essentielle dans notre système de réception. Cette procédure de calibrage nous permet non seulement d'éliminer les effets des câbles mais aussi d'avoir une référence de phase (l'origine) pour la mesure de directions d'arrivées des signaux. Le schéma du procédé expérimental permettant de réaliser le calibrage de notre système de réception est représenté sur la **figure VI.3**. Nous avons utilisé le procédé du calibrage du cinq-ports décrit dans le **chapitre III** pour obtenir les coefficients de calibrage. Ce procédé utilise une approche par calcul indirect qui utilise une séquence I/Q connue (cf **Chapitre III** paragraphe II.3.6). La détermination des coefficients de calibrage g_3 , g_4 et g_5 est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Les deux antennes se trouvent à une distance de 3 m l'une de l'autre (champ lointain). Ce système comprend un générateur RF IFR 3414 connecté à l'accès OL des cinq-ports par l'intermédiaire d'un diviseur de puissance 1 vers 4, qui génère un signal de l'OL de 6 dBm à fréquence $f_{OL} = 3.5 \text{ GHz}$. Un deuxième générateur Anritsu 68337C, délivre un signal CW (signal I/Q connue) de -10 dBm à la fréquence $f_{RF} = 3.5 \text{ GHz} + 1 \text{ kHz}$.

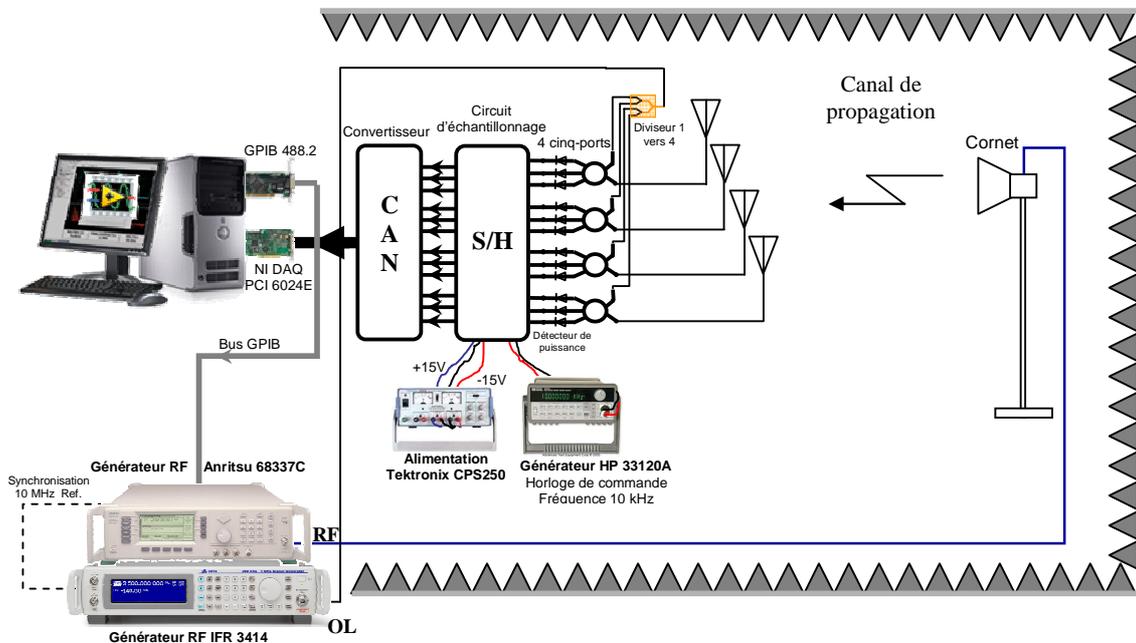


Figure VI.3: Montage expérimental utilisé pour le calibrage du récepteur

Le signal généré est ensuite transmis par une antenne émettrice (**antenne Cornet** qui à un gain de 10.8 à la fréquence de 3.5 GHz). Le signal de l'OL est synchronisé sur la porteuse par

l'intermédiaire de leurs horloges internes. Les deux générateurs étant synchronisés, l'écart de fréquence entre ces derniers est égal à $\Delta f = 1\text{kHz}$. L'onde émise par l'antenne cornet est reçue par notre réseau de réception constitué d'un réseau linéaire de 4 antennes. Le système est piloté par un PC équipé d'une carte d'acquisition PCI 6024E et d'un contrôleur de bus GPIB 488.2, qui permet de gérer facilement son fonctionnement en utilisant un programme développé en LabView. Le circuit S/H est alimenté par une alimentation Tektronix CPS250 qui fournit les tensions de -15V et +15V. Le circuit S/H d'échantillonnage et la carte PCI 6024E sont commandés par une même horloge externe. Nous avons utilisé un générateur HP 33120A branché à l'entrée de l'horloge d'échantillonnage, qui délivre une impulsion de 10 kHz à intervalle régulier.

Comme pour le calibrage (cf **chapitre V** paragraphe III.1.4) du cinq-port, nous avons choisi $N = 10$ points de mesure pour calibrer notre récepteur. Les 10 échantillons acquis aux sorties de chacun des détecteurs sont directement traités par un script Matlab afin de déterminer les constantes complexes de calibrage qui sont par la suite enregistrées dans une mémoire pour un traitement ultérieur. Ces constantes de calibrage sont récupérées à partir de la mémoire pour régénérer les signaux IQ afin de calculer la DoA, de démoduler les signaux RF ou de former numériquement le faisceau.

II.3. Résultats de mesure

Dans cette partie, nous présentons les résultats de mesure effectués en chambre anéchoïde. Les directions d'arrivée des signaux RF sont déterminées en mesurant la phase des signaux qui est déterminée à partir de l'enveloppe complexe $x(t)$ (cf **Chapitre III**) obtenue par le rapport complexe entre le signal RF et le signal OL.

L'enveloppe complexe $x(t)$ est définie comme étant une combinaison linéaire de trois tensions mesurées (v_3, v_4, v_5) aux trois sorties du cinq-port (CP) :

$$x(t) = I(t) + jQ(t) = g_3v_3(t) + g_4v_4(t) + g_5v_5(t) \quad (\text{VI.1})$$

où g_3, g_4 et g_5 sont des constantes complexes déterminées par le calibrage.

Les tensions en sortie des CPs sont mesurées simultanément et elles sont ensuite directement traitées par un script Matlab qui récupère les constantes de calibrage afin de régénérer les enveloppes complexes à la sortie de chaque CP. A partir de ces enveloppes complexes régénérées, nous allons : appliquer directement les méthodes à haute résolution dans le cas des sources non-corrélées, ou bien utiliser les algorithmes haute résolution associés à une méthode de prétraitement pour la mesure des directions d'arrivée des sources corrélées.

Les sources non corrélées ou corrélées utilisées, sont des antennes émettrices placées dans différentes positions. La position des émetteurs par rapport à l'axe orthogonal au réseau d'antenne de réception détermine l'angle d'arrivée. Afin de vérifier l'exactitude des résultats de mesure, l'angle d'arrivée (ou la position) théorique du signal émis est donné par le positionneur d'angle (**figure VI.2**) piloté par un ordinateur (la précision du moteur est de 1°).

Dans chaque cas de figure, nous avons mesuré 10 échantillons.

II.3.1. Cas de signaux non corrélés

Plusieurs cas des signaux non corrélés ont été mesurés. Les angles d'arrivée en azimut sont estimés par les algorithmes MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT à partir des enveloppes complexes obtenues par les cinq-ports en mesurant la phase de ces signaux.

Les angles d'arrivée mesurés sont présentés sur les **figures VI.4** et **VI.6**.

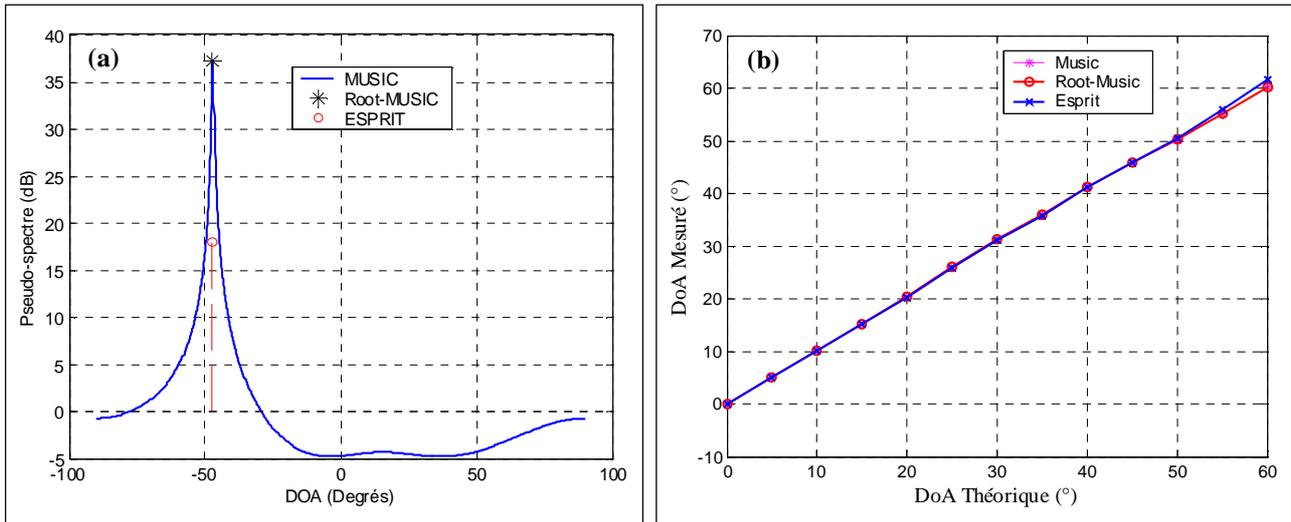


Figure VI.4: (a) Résultats de mesure pour une source, (b) performance du système de mesure

La **figure VI.4(a)** présente le résultat de mesure du système avec une source positionnée à -47° . Nous pouvons donc observer sur cette figure que la position du signal est bien identifiée avec une très bonne précision par les trois algorithmes. La DoA estimée par les trois méthodes est de -46.6° . Sur la **figure VI.4(b)** est présentée la performance du système pour une source (DoAs mesurées en fonction des DoAs théoriques). La courbe montre la bonne performance du système d'estimation des DoAs et nous constatons aussi que la direction d'arrivée du signal est bien estimée par les trois méthodes (MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT) avec des erreurs qui restent très faibles. Au-delà de 60° , le système n'arrive plus à estimer de façon aussi précise les directions d'arrivée des signaux, cela peut être expliqué non seulement par le fait que nous avons utilisé un réseau linéaire,

mais aussi par fait que le diagramme de rayonnement du plan H décroît vers 0 lorsque l'on s'approche de l'horizon.

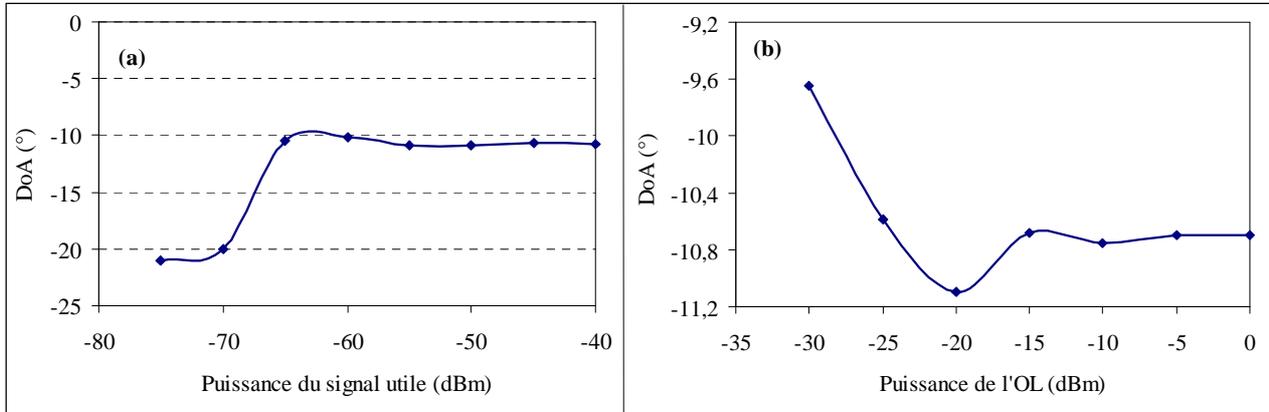


Figure VI.5: DoA vs (a) puissance du signal utile et (b) variation de la puissance du signal de l'OL

Nous avons également testé la sensibilité de notre système de mesure des DoAs à la variation de la puissance du signal utile (signal RF) à l'entrée du réseau d'antenne d'une part, et à la variation de l'oscillateur local (OL) d'autre part. Les résultats des mesures sont présentés sur la **figure VI.5**. On voit sur la **figure VI.5(a)** que la DoA du signal est bien estimée jusqu'à une puissance reçue de -67 dBm avec des erreurs qui augmentent pour les puissances comprises entre -67 dBm et -55 dBm . En dessous de la puissance -67 dBm le système n'arrive plus à estimer la position angulaire de la source. Sur la **figure VI.5(b)**, nous voyons même qu'en présence d'un OL instable le système reste toujours performant et la position angulaire de la source est bien estimée avec une erreur qui reste très négligeable. On note que cette variation de 30 dB de la puissance de l'OL reste quand même incertaine.

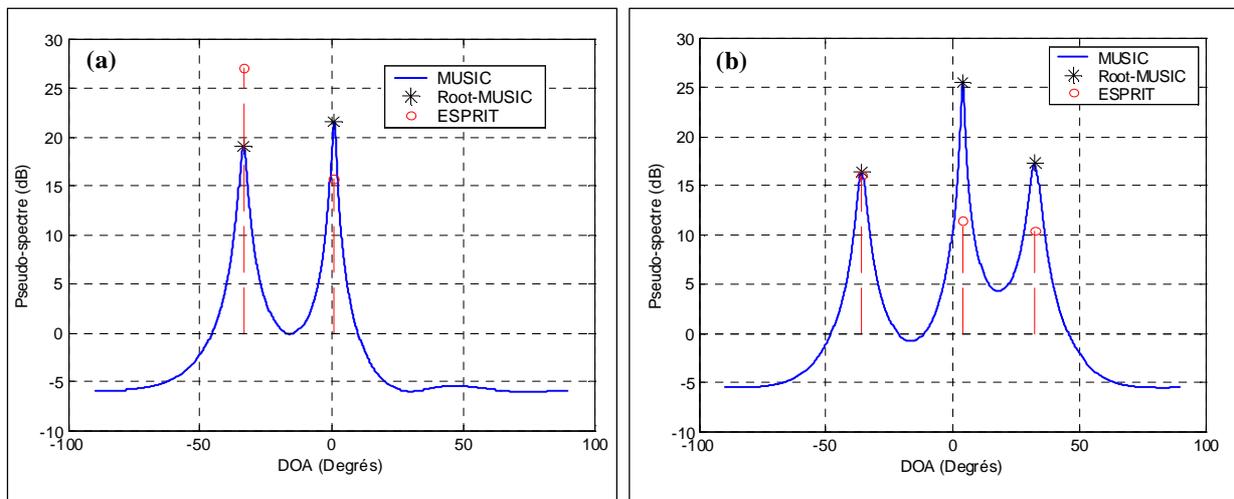


Figure VI.6: Résultats de mesure, (a) des 2 signaux et (b) des 3 signaux non corrélés

La **figure VI.6** montre respectivement les résultats de mesure des 2 et des 3 signaux non corrélés. Ces mesures sont effectuées en utilisant respectivement deux et trois générateurs RF connectés aux antennes émettrices avec une différence de fréquence entre eux. Dans le cas de la **figure VI.6(a)**, les deux émetteurs sont positionnés à 0° et -33° . On voit sur ces figures que les deux signaux sont bien estimés par les trois méthodes qui donnent à peu près les mêmes résultats. D'après les résultats de la **figure VI.6(b)**, les directions d'arrivées des trois sources initialement positionnées à -35° , 4.6° et 32° sont bien estimées par notre système.

II.3.2. Cas de signaux corrélés

Dans le cas des signaux corrélés, nous avons utilisé un seul générateur RF qui délivre un signal CW aux deux antennes émettrices par l'intermédiaire d'un diviseur de puissance. Ceci représente deux sources corrélées (cas de trajet multiples). Ces deux sources sont positionnées à -22° et 0° du récepteur.

La **figure VI.7** présente les résultats de mesure obtenus par les trois méthodes seules, nous voyons qu'aucune de ces trois méthodes n'arrivent à identifier les 2 trajets. Dans ce cas, nous appliquons la diversité d'espace (ou lissage spatial) et la bidirectivité (cf **chapitre III** paragraphes III.2.5.1 et III.2.5.2) avant d'utiliser les estimateurs de la DoA. Le nombre de sous-réseaux et le nombre de sources maximal détectées sont égaux à 2.

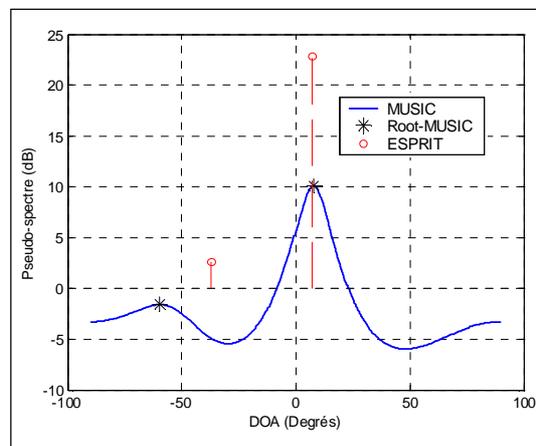


Figure VI.7: Résultats de mesure avec deux signaux corrélés : méthodes HR seules

La **figure VI.8** présente les estimés obtenus par les trois méthodes associées respectivement à la diversité d'espace et à la bidirectivité. Les deux trajets sont correctement estimés avec les DoAs de 1.5° et -21° lorsque le lissage spatial est appliqué, et avec les DoAs de 0.3° et -22.1° lorsque la bidirectivité est utilisée. Cependant, la bidirectivité donne une meilleure résolution.

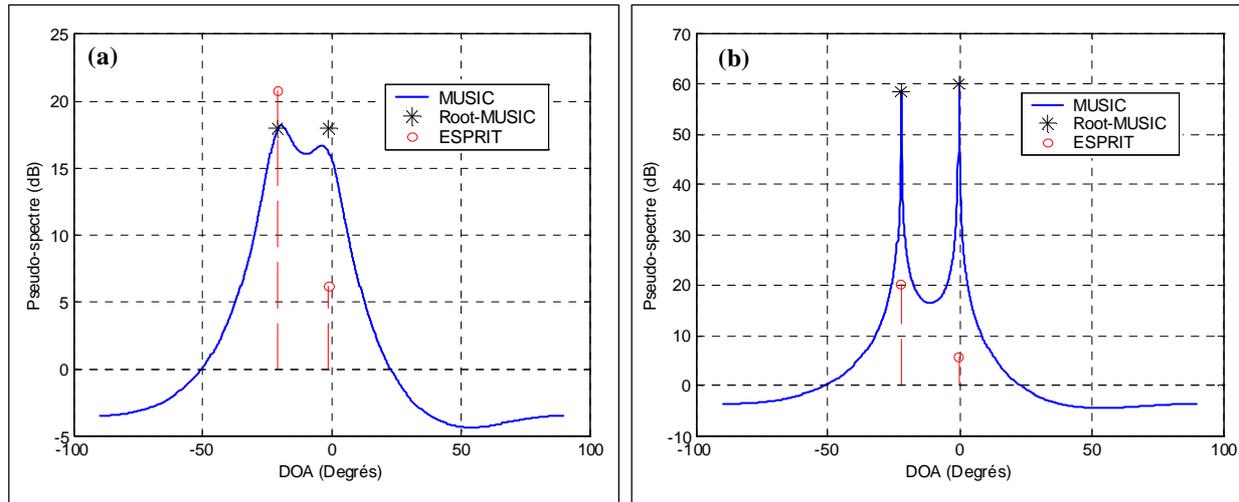


Figure VI.8: Résultats de mesure avec deux sources corrélées : (a) méthode HR et diversité d'espace, (b) méthode HR et bidirectivité

Comme nous l'avons présenté dans le premier chapitre, le principe de fonctionnement du système d'antenne adaptative est de détecter la direction d'arrivée des signaux et de former le faisceau avec un maximum de rayonnement dans les directions des sources utiles et un minimum dans les directions des brouilleurs. Après avoir présenté et validé expérimentalement le système de détection des DoAs des signaux RF dans le plan azimutal, nous allons maintenant présenter le système de formation de faisceau en émission et les résultats de mesure obtenus.

III.VALIDATION EXPERIMENTALE DU SYSTEME DE FORMATION DE FAISCEAU EN EMISSION

III.1. Présentation du système de mesure

Dans cette partie, nous allons présenter les performances de notre système de formation de faisceau en émission utilisant les modulateurs vectoriels pilotés par un ordinateur.

Ces performances sont évaluées qualitativement en comparant les diagrammes de rayonnement mesurés et synthétisés par l'algorithme de synthèse développé (cf **chapitre IV**). Ces résultats, nous permettront non seulement de valider le système de formation de faisceau réalisé, mais aussi de valider expérimentalement la méthode de synthèse développée.

Le système de formation de faisceau réalisé est décrit et présenté dans le **chapitre V** paragraphe II.2. Sur la **figure VI.9** est présentée, la photo du système de mesure de rayonnement émis par le système d'antenne adaptative.

La détermination des caractéristiques de rayonnement de notre système d'émission est effectuée, en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission (réseaux de 8

éléments) et l'autre en réception (cornet). L'antenne sous test (antenne adaptative) fonctionne en régime d'émission. Alimentée à fréquence et puissance constante, elle est placée sur un piédestal permettant une rotation motorisée de 180° ou 360°. Un circuit d'alimentation comprenant un diviseur 1 vers 8 et huit modulateurs vectoriels piloté numériquement par un ordinateur (ordinateur équipé d'une carte PCI-6723), permet de diviser en huit le signal sortant de l'analyseur Wiltron afin que les signaux émis sur chaque élément du réseau respectent la loi d'alimentation donnée par la synthèse de diagramme (la synthèse a été effectuée en phase seulement). Le cornet de réception connecté à l'entrée RF de l'ARV Wiltron, récupère une partie de l'énergie rayonnée par l'antenne. L'acquisition des données angulaires du positionneur et du signal reçu, le tracé et l'enregistrement des diagrammes mesurés sont gérés par un ordinateur. Le diagramme tracé caractérise la répartition dans l'espace de puissance rayonné à grande distance.

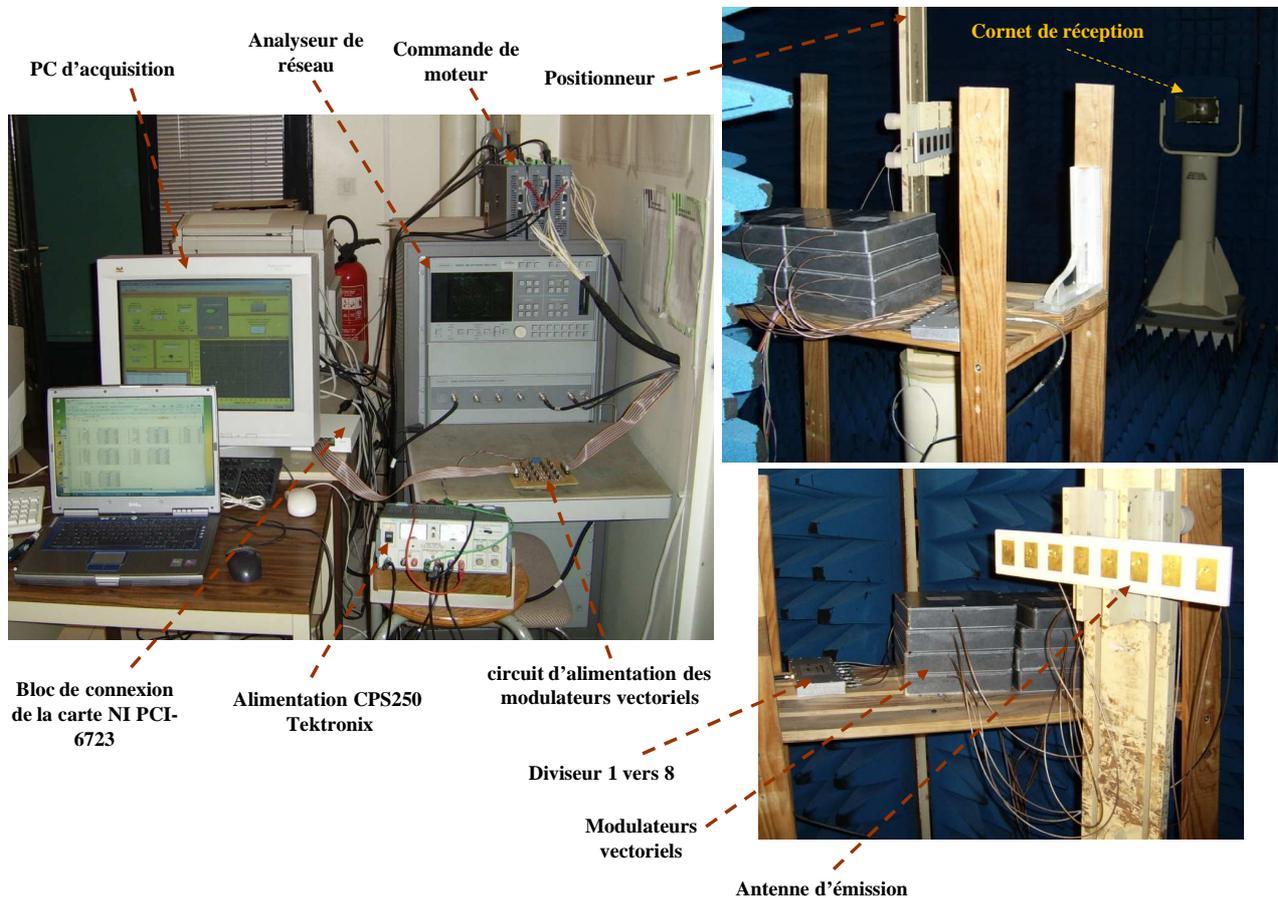


Figure VI.9: Système de formation de faisceau en émission : mesure du rayonnement

III.2. Résultats de mesure

Plusieurs configurations des lobes rayonnés par le système d'antenne adaptative en émission et mesuré en chambre anéchoïde sont présentées :

- Diagrammes de rayonnement avec un lobe et un, deux ou trois zéros dans les directions angulaires privilégiées. Dans cette configuration, le système a détecté un utilisateur et un, deux ou trois interférents. Le système doit donc présenter un maximum de gain dans la direction d'utilisateur et un minimum en direction des interférents.
- Diagrammes de rayonnement multi-lobes (deux ou trois lobes). Dans cette configuration, le système a détecté plusieurs utilisateurs et doit présenter un maximum de gain dans leurs directions.

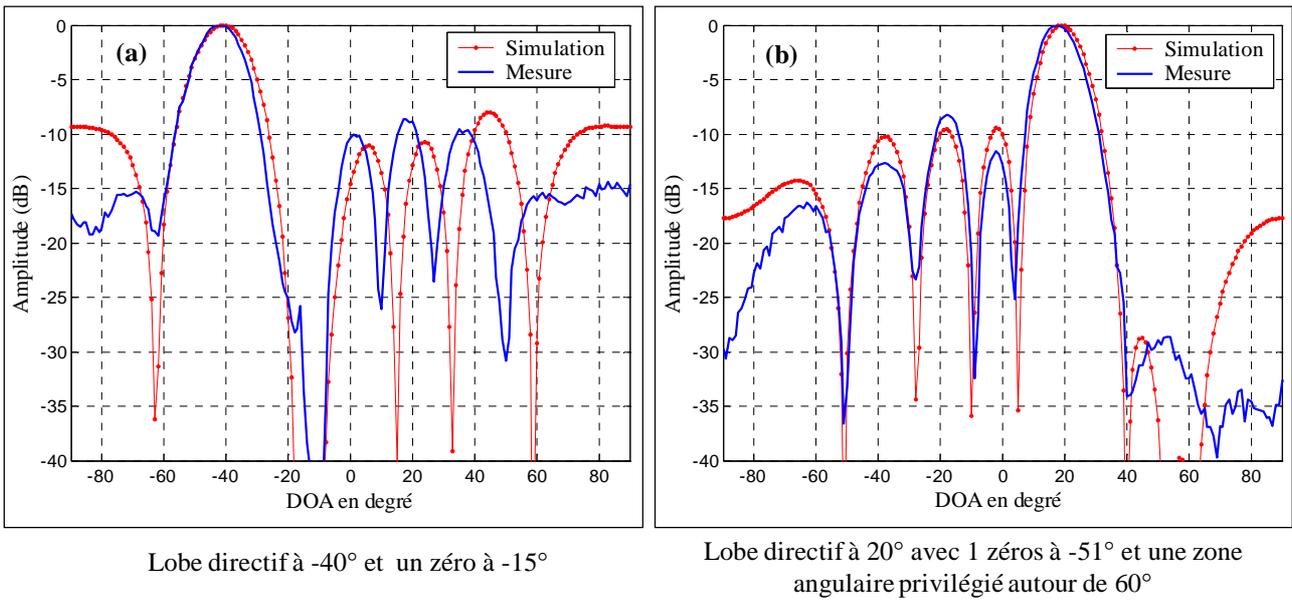


Figure VI.10: Diagrammes de rayonnement mesurés et synthétisés

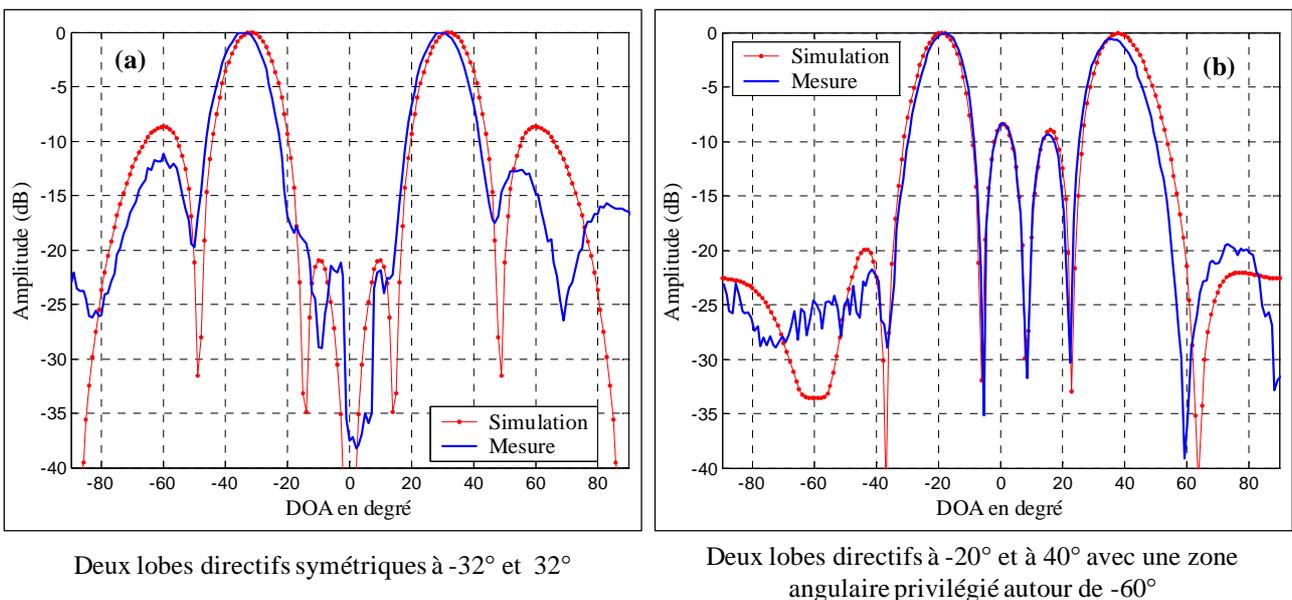


Figure VI.11: Diagrammes de rayonnement mesurés émis par l'antenne adaptative

Nous pouvons donc observer sur les **figures VI.10, VI.11, V.12** que les diagrammes de rayonnement mesurés sont en parfaite concordance avec ceux prévus par la synthèse. Les positions du lobe principal et des zéros correspondent parfaitement avec la simulation.

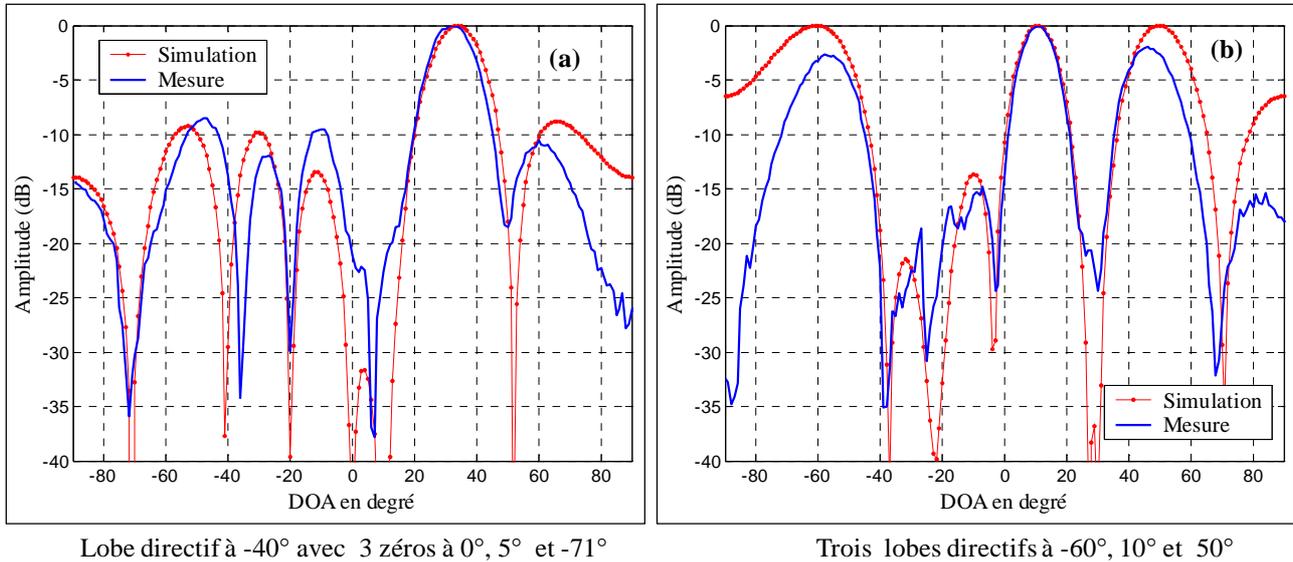


Figure VI.12: Diagrammes de rayonnement mesurés et synthétisés

La synthèse a été effectuée en phase seulement et la variation de l'amplitude entre les 8 voies est corrigée par les modulateurs vectoriels.

Après avoir mis au point le démonstrateur du système d'antenne adaptative et validé expérimentalement son principe de fonctionnement (détecter la position angulaire des sources utiles et interférentes, et adapter le faisceau de l'antenne en privilégiant la direction utile) dans un environnement qui n'entraîne pas les trajets multiples (chambre anéchoïde), nous allons dans la suite évaluer ses performances en terme de taux d'erreur binaire

IV. SYSTEME DE TRANSMISSION NUMERIQUE DANS LA BANDE WIMAX

L'objectif de cette partie est de réaliser expérimentalement l'étude d'une chaîne de transmission numérique utilisant la technologie des systèmes d'antennes adaptatives. Cette étude doit permettre de générer des signaux numériques en bande de base tels que ceux issus de la norme WiMax dans sa version mono porteuse. Cette étude conduira ensuite à moduler et démoduler ces signaux afin d'évaluer les performances de ce système en termes de rapport porteuse sur interférent plus bruit (CINR) et de rapport signal à bruit par mesure directe du BER dans le cadre d'une liaison radio. Le BER caractérise la qualité d'une transmission numérique.

Le système de transmission numérique réalisé est présenté sur la figure **VI.13**

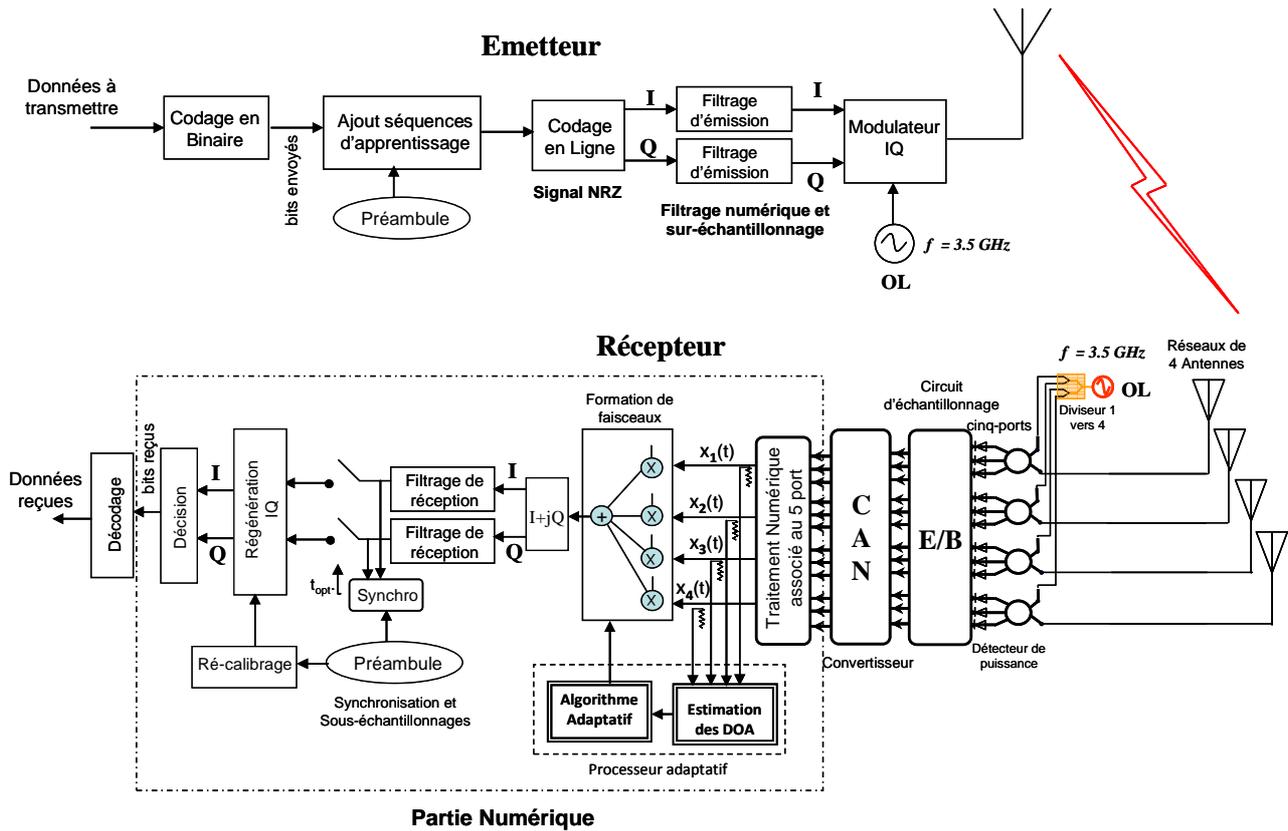


Figure VI.13: Schéma bloc du système de transmission (émetteur-récepteur) à 3.5 GHz

IV.1. Description du système de transmission

IV.1.1. Format des signaux générés en bande de base

Comme les matériels que nous disposons ne nous permettent pas de réaliser la modulation et la démodulation du type OFDM, pour valider notre système de transmission, nous avons défini notre propre format de données basé sur la trame du lien descendant de la version mono porteuse (single carrier) de la norme WiMax [1].

La trame du lien descendant de la norme WiMax dans sa version "single carrier" débute toujours par un préambule de trame (Frame Start Preamble) utilisé pour la synchronisation de la station abonée (SS) avec la station de base (BS) et l'estimation de canal. Il est suivi par un en-tête ou une section de contrôle de trame. Le préambule de trame utilise une modulation QPSK et est basé sur une rotation de $+45^\circ$ d'une séquence CAZAC ($+45^\circ$ rotated Constant Amplitude Zero Auto-Correlation sequences [2]). Cette séquence étant caractérisée par une amplitude constante et des propriétés d'auto-corrélation équivalente à une impulsion, elle permet ainsi une meilleure estimation du canal de propagation. Grâce à son amplitude constante, elle permet une meilleure estimation des coefficients d'égalisation.

L'amplitude du préambule est fonction de l'ajustement de la puissance descendante. Dans le cas où, un schéma de puissance instantanée constante est utilisé, le préambule doit être transmis de tel sorte que les points de sa constellation coïncident avec les points situés aux extrémités de la constellation de la modulation utilisée. Dans le cas où, un schéma de puissance moyenne constante est utilisé, le préambule doit être transmis avec la valeur moyenne de puissance des points de la constellation de la modulation utilisée.

Le préambule de trame est constitué d'une séquence de 32 symboles générés par la répétition de 16-symboles d'une séquence CAZAC. Les 16-symboles sont :

$$1+j, 1+j, -1+j, -1-j, -1+j, 1-j, -1+j, 1+j, -1-j, -1-j, -1+j, -1-j, 1-j, -1+j, -1+j, 1+j.$$

Le préambule de burst (intervalle de temps) TDMA est constitué d'une séquence de 16 symboles générés par la répétition de 8-symboles d'une séquence CAZAC. Ces 8-symboles sont :

$$-1-j, -1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1+j, 1+j, 1+j.$$

IV.1.2. Signaux transmis en bande de base

Les données utiles sont envoyés par burst c'est-à-dire par intervalle de temps (système de communication de type TDMA) dont le format est le suivant :

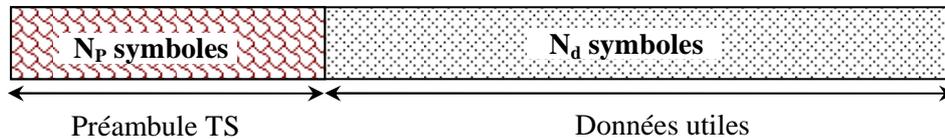


Figure VI.14: Format de burst utilisé

Le burst est composé d'un préambule (appelé aussi séquence d'apprentissage ou TS pour Training Sequence) de $N_p = 32$ symboles constitué de 16 séquence CAZAC répétés une fois avec une modulation QPSK suivi d'une séquence de données utiles de N_d symboles, avec une modulation QPSK. Le préambule est connu par l'émetteur et le récepteur, il a une bonne propriété d'auto corrélation et permet de faire la synchronisation en réception (détection du burst reçu) et l'estimation du canal afin de régénérer les signaux utiles IQ. Il nous permet également d'identifier le signal utile (l'utilisateur).

Le burst (préambule + bloc de données utiles) ainsi constitué est ensuite codé par un codeur en ligne de type NRZ (Non Retour à Zéro). Le code NRZ est un codage binaire par modulation d'amplitude d'impulsion (Pulse Amplitude Modulation ou PAM binaire) qui utilise une impulsion élémentaire de forme rectangulaire de durée $T_s = kT_b$ (avec $k = 2$ et T_s est la durée symbole). Il

associe au bit 0 une tension $-V$ et au bit 1 une tension $+V$. Ceci permet de minimiser la probabilité d'erreur symboles.

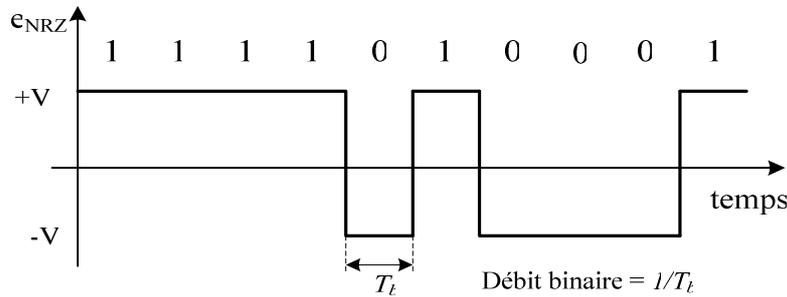


Figure VI.15: Exemple de code NRZ

La séquence binaire NRZ obtenue est transmise en utilisant une modulation QPSK (codage de Gray) définie au **chapitre I, figure I.8**. La séquence binaire est divisée en deux signaux quaternaires $I(t)$ et $Q(t)$: les bits impairs modulent la porteuse en phase, tandis que les bits pairs modulent la porteuse en quadrature. Les deux signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont en suite filtrés et sur-échantillonnés séparément par un filtre numérique de mise en forme de type racine de cosinus sur-élevé (Square Root Raised Cosine) avec un facteur de roll-off $\alpha = 0.35$ et un facteur de sur-échantillonnage $OSR = 8$. Ce facteur de sur-échantillonnage est généralement compris entre 4 et 64. Le sur-échantillonnage permet d'améliorer la reconstruction du signal.

IV.1.3. Filtrage numérique : filtres d'émission et de réception

La densité spectrale du signal numérique NRZ obtenu précédemment, s'étend à l'infini et quasiment toute la puissance du signal est située dans le lobe principal de largeur $2/T_s$. Afin d'éviter tout recouvrement de spectre entre différents utilisateurs et de limiter la bande passante du signal RF modulé et donc d'augmenter le nombre d'utilisateurs, Les signaux IQ sont filtrés avant de moduler la porteuse. Cependant, il faut utiliser un filtre respectant le critère de Nyquist, c'est-à-dire un filtre qui n'introduit pas d'interférence entre symboles (IES) aux instants de décision et donc facilite la détection. La bande minimale de filtrage, nécessaire à la transmission de signaux numériques sans interférence intersymbole est définie par le 1er critère de Nyquist : $B_N = 1/2T_b$ qui est la bande de Nyquist.

Le filtre passe bas en « cosinus surélevé » défini par la fonction de transfert H ci-dessous vérifie ce critère

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| < f_N (1 - \alpha) \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2f_N} \left(\frac{f_N - |f|}{\alpha}\right)\right) & f_N (1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N (1 + \alpha) \\ 0 & |f| > f_N (1 + \alpha) \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

où $f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{R_s}{2}$ est la fréquence de Nyquist et α est le coefficient de roll-off ou excès de bande.

D'autre part, en réception, après démodulation, il est nécessaire de réaliser un filtrage en bande de base des 2 signaux en quadrature IQ de façon à minimiser la puissance du bruit aux instants de décision et à optimiser la probabilité d'erreur. Ainsi, le filtre présent dans toute la chaîne de transmission vérifiant le critère de Nyquist doit être un filtre en cosinus sur-élevé. Classiquement, comme la chaîne de transmission présente deux blocs, deux filtres identiques en « racine de cosinus sur-élevé » $\sqrt{H(f)}$ sont appliqués en bande de base respectivement à l'émission et à la réception [3].

Donc, le filtrage de mise en forme utilisé à l'émission et à la réception est de type « demi-Nyquist ou racine de cosinus sur-élevé » avec un facteur de roll-off $\alpha = 0.35$. En utilisant le même filtre à la réception, le récepteur sera adapté à l'impulsion reçue et minimisera la puissance de bruit reçue. Ce filtre est implémenté sous la forme d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR). La réponse impulsionnelle est rendue causale par translation temporelle en ajoutant un retard de durée 5 symboles. A cause de la fréquence d'échantillonnage maximale de 200Kéch./s (pour une voie) donnée par notre carte d'acquisition à 16 entrées simples multiplexées (dont 12 canaux sont utilisés pour les signaux IQ en sortie des démodulateurs cinq-port), nous avons un facteur de sur-échantillonnage $\text{OSR} = 8$ (Over Sampling Ratio) et un débit symbole de 1 ks/s, et donc une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz. La réponse impulsionnelle du filtre est représentée sur la **figure V1.16**.

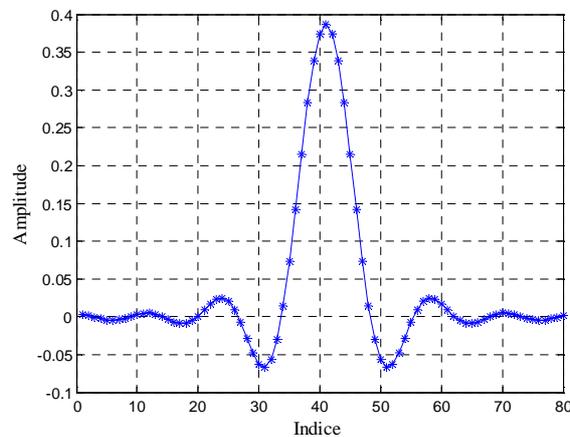


Figure VI.16: Réponse impulsionnelle du filtre

Une fois les signaux IQ sur-échantillonnés et filtrés par le filtre d'émission, ils sont téléchargés dans le générateur RF IFR 3414 par l'intermédiaire d'un bus GPIB (IEEE 488.2). Afin de charger seulement le signal utile, nous avons éliminé les transitoires en début et fin de burst introduit par le filtre. Ces signaux IQ à émettre viennent ensuite modulés une porteuse RF de fréquence 3.5 GHz grâce à un modulateur IQ interne. Le signal modulé est ensuite rayonné par l'antenne, puis transmis au récepteur via le canal de transmission.

La génération de signal et son téléchargement dans l'IFR ont été développés sous Labview.

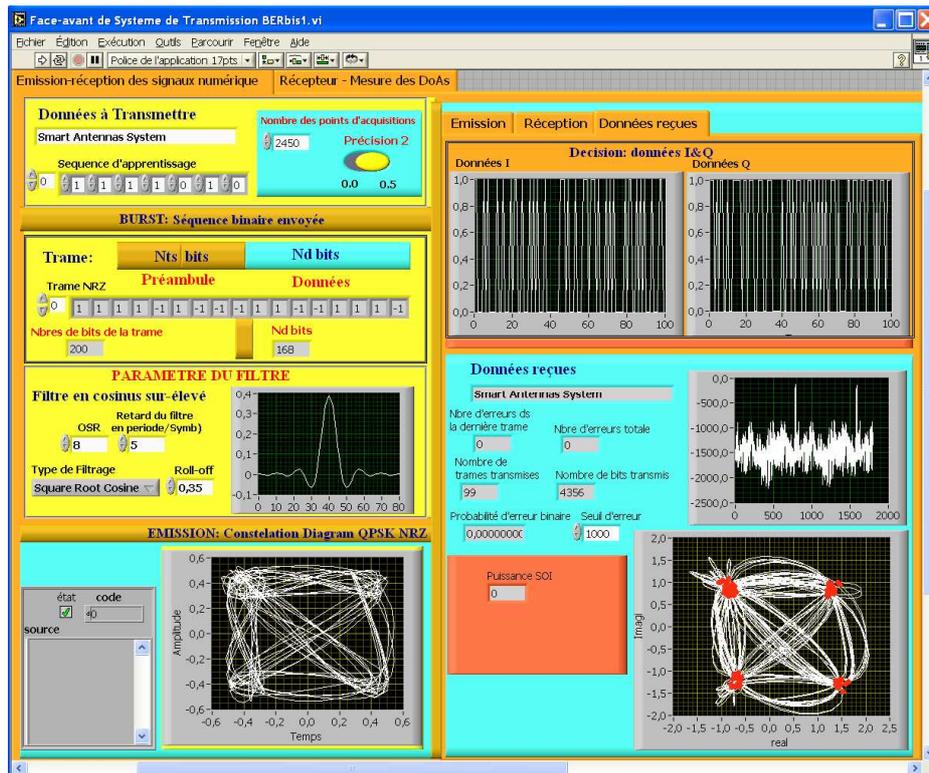


Figure VI.17: Programme de gestion du système de transmission

Dans le canal de transmission, le signal va subir une atténuation et un déphasage. Le signal résultant est capté par le réseau d'antenne de réception, puis transmis à chaque cinq-port. Le rapport complexe entre le signal reçu par le réseau d'antenne et le signal de l'OL qui correspond à l'enveloppe complexe du signal RF modulé est mesuré à la sortie de chaque cinq-port. Afin de régénérer les signaux IQ transmis, chaque sortie des démodulateurs cinq-ports est connectée à un échantillonneur bloqueur qui assure la simultanéité d'acquisition. Les 12 tensions de sortie sont ensuite numérisées par un convertisseur analogique numérique (il faut s'assurer que la fenêtre d'échantillonnage englobe le burst reçu), puis traitées numériquement pour régénérer les enveloppes complexes issues de chaque antenne. Après avoir régénéré ces enveloppes complexes $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ (cf **chapitre III**), nous allons appliquer un traitement numérique réalisant les opérations suivantes :

- ✘ L'estimation de la direction d'arrivée en calculant la matrice de corrélation des signaux reçus et en utilisant une méthode à haute résolution (cf **chapitre III**)
- ✘ La formation numérique de faisceau en multipliant chaque enveloppe complexe par les poids synthétisés correspondant (cf **chapitre IV**) avant d'être sommée entre elle. On obtient ainsi un signal en sortie du bloc de formation de faisceau défini par :

$$y(t) = [w_1, w_2, w_3, w_4] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = w^T(t) \cdot x(t) = I + jQ \quad (\text{VI.3})$$

où w^T est la transposée complexe du vecteur pondération et $x_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$) désigne le signal reçu par la i -^{ème} antenne.

- ✘ Le filtrage de réception suivi de plusieurs procédures de synchronisation, de correction et de décision afin de régénérer les signaux IQ tout en observant des diagrammes de constellation de phase normalisée et le BER.

IV.1.4. Filtrage en réception

Comme nous l'avons vu dans la section VI.1.3, la réponse impulsionnelle de ce filtre est identique à celle du filtre d'émission. Sa réponse impulsionnelle est donc aussi en racine de cosinus sur-élevé et son rôle est de minimiser la puissance du bruit et d'annuler les IES. Tout comme à l'émission, après filtrage, on élimine les transitoires introduits par le filtre. On voit sur le diagramme de l'œil de la **figure VI.18**, qu'il n'y a pas d'IES.

IV.1.5. Procédures de synchronisation et de correction

Afin de pouvoir effectuer les différentes procédures de synchronisation et compenser les erreurs introduites par le canal en termes d'amplitude et phase (compression et rotation de la constellation), un préambule ou une séquence d'apprentissage connu du récepteur et de l'émetteur est envoyé avec les données utiles. La localisation de cette séquence d'apprentissage permet de localiser le début du burst reçu donc des données utiles.

Les procédures de synchronisation utilisées sont : la synchronisation symbole, la synchronisation trame et synchronisation porteuse (dérive de fréquence et de la phase).

IV.1.5.1. Synchronisation symbole

A l'émission, nous avons effectué le sur-échantillonnage pour améliorer la reconstruction du signal reçu. Comme nous ne connaissons pas les instants de début et de fin des symboles transmis,

avant de réaliser le sous-échantillonnage et la décision, il faut d'abord faire la synchro-symbole qui détermine l'instant optimal d'échantillonnage. Par sur-échantillonnage, les symboles sont découpés temporellement en OSR intervalles, ainsi nous obtenons OSR échantillons par symbole. Les 12 tensions de sorties des démodulateurs CPs étant échantillonnées à la fréquence f_e le signal reçu a un débit-symbole f_s vérifiant :

$$f_e = OSR \cdot f_s \quad (\text{VI.4})$$

Pour avoir une démodulation correcte d'un burst, il faut s'assurer que la fenêtre d'échantillonnage englobe un burst entier. Autrement dit, il faut que le nombre d'échantillons N vérifie la relation suivante :

$$N \geq 1.5 \cdot OSR \cdot (N_p + N_d) \quad (\text{VI.5})$$

Classiquement la synchro-symbole consiste à rechercher l'instant optimal d'échantillonnage (le numéro $m_{\text{opt}} \in \{0, 1, \dots, OSR - 1\}$ de l'échantillon) pour lequel l'ouverture du diagramme de l'œil est maximale.

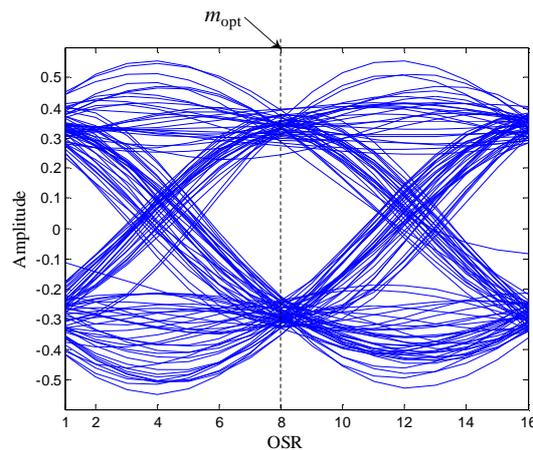


Figure VI.18: Diagramme de l'œil et l'instant optimal d'échantillonnage

IV.1.5.2. Synchronisation trame : localisation du préambule

Comme nous l'avons dit précédemment, un préambule ou une séquence d'apprentissage (connu du récepteur et de l'émetteur) constitué de 16 symboles d'une séquence CAZAC répétés une fois avec une modulation QPSK est envoyé avec le bloc des données utiles, afin de pouvoir effectuer les différentes procédures de synchronisation et de compenser les erreurs introduites par le canal en termes d'amplitude et phase (compression et rotation de la constellation). La procédure de localisation de cette séquence d'apprentissage appelée synchronisation trame permet de localiser le début du burst reçu [4] et nous pourrons ensuite recalibrer le système et récupérer les données utiles.

Comme nous l'avons déjà mentionné, les séquences CAZAC sont caractérisées par leur fonction d'autocorrélation maximale à l'origine et nulle ailleurs sur une certaine plage.

L'opération de synchro-trame par la localisation de la séquence d'apprentissage consiste à réaliser une corrélation glissante entre la trame reçue et la séquence connue de l'émetteur et du récepteur. On va donc déplacer cette séquence sur notre trame reçue et la comparer avec celle-ci. La corrélation maximale caractérisée par une impulsion brève et de forte amplitude correspond à l'instant i_{opt} qui indique le début du préambule et l'instant optimal d'échantillonnage (**figure VI.19**).

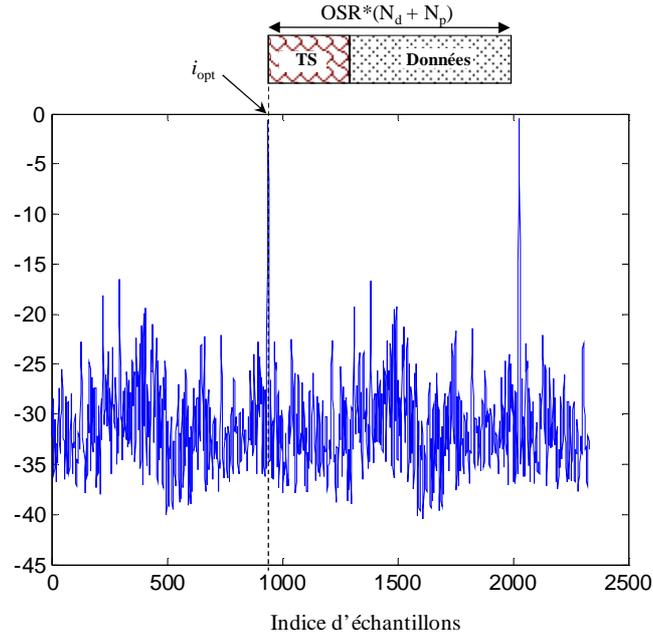


Figure VI.19: Détermination par corrélation de l'instant t_{opt}

Dans les systèmes de transmissions en bloc, pour lesquelles le canal de transmission ne peut pas être supposé constant sur la bande utile, le problème de synchronisation symbole est directement intégré à la procédure d'estimation de canal. Les instants d'échantillonnage sont donnée par :

$$t_{q,m} = \left(q + \frac{m}{OSR}\right)T_s = iT_e \quad (\text{VI.6})$$

$$i = m + q \cdot OSR, \quad i \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (\text{VI.7})$$

avec $T_s = 1/f_s$, $T_e = 1/f_e$, $q \in \{0, 1, \dots, \frac{N}{OSR} - 1\}$, $m \in \{0, 1, \dots, OSR - 1\}$, où T_s est la durée d'un symbole,

T_e est la période d'échantillonnage, i est le numéro de l'échantillon, q représente le numéro du symbole échantillonné et m est le numéro de l'échantillon dans un symbole donné.

Après détermination de l'indice i_{opt} et d'après les équations (VI.6) et (VI.7), nous pouvons en déduire l'indice q_{opt} qui indique le début de la séquence d'apprentissage et l'indice m_{opt} représentant l'instant optimal d'échantillonnage qui correspond à l'ouverture maximale du diagramme de l'œil. Les valeurs optimales q_{opt} et m_{opt} nous permettent de réaliser respectivement la synchro-trame et la synchro-symbole. Cette technique présentée dans [5] nous permet donc de réaliser en même temps la synchro-trame et la synchro-symbole.

IV.1.5.3. Synchronisation porteuse

Pour éviter la dérive de fréquence et de la phase nous avons synchronisés les deux générateurs représentant l'oscillateur local et le signal RF. Mais dans un système réel tel que le système WiMax, une séquence pilote est introduite dans la trame pour effectuer la synchronisation porteuse. Pour avoir plus d'information sur la synchro-porteuse les lecteurs pourront se référer à [6].

Les synchronisations trame et symbole effectuées, nous allons maintenant recalibrer le système afin de compenser les erreurs introduites par le canal en termes d'amplitude et de phase.

IV.1.5.4. Ré-calibrage : détermination des paramètres de correction des signaux IQ

Comme pour le calibrage du cinq-port, nous allons utiliser la méthode de calibrage utilisant une séquence IQ connue définie dans le **chapitre III**, paragraphe II.3.6.2 pour ré-calibrer le système c'est-à-dire de corriger les désappariements en amplitude et en phase des signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

La localisation de la séquence d'apprentissage étant effectuée, nous pouvons donc utiliser cette séquence transmise pour ré-calibrer le système. Nous pouvons donc écrire :

$$A \cdot \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_p(1) & Q_p(1) \\ \vdots & \vdots \\ I_p(N_p) & Q_p(N_p) \end{pmatrix} \quad (\text{VI.8})$$

avec $M = \begin{pmatrix} I_p(1) & Q_p(1) \\ \vdots & \vdots \\ I_p(N_p) & Q_p(N_p) \end{pmatrix}$ représente la matrice de la séquence d'apprentissage IQ connu par

l'émetteur et le récepteur, N_p est le nombre de symboles du préambule.

$A = \begin{pmatrix} I_p(i_{opt}) & Q_p(i_{opt}) \\ I_p(i_{opt} + OSR) & Q_p(i_{opt} + OSR) \\ I_p(i_{opt} + 2OSR) & Q_p(i_{opt} + 2OSR) \\ \vdots & \vdots \\ I_p(i_{opt} + (N_p - 1) \cdot OSR) & Q_p(i_{opt} + (N_p - 1) \cdot OSR) \end{pmatrix}$ représente la séquence d'apprentissage mesurée et localisée.

a , b , c et d sont les paramètres de correction.

En utilisant la méthode des moindres carrés, nous pouvons calculer les 4 paramètres de correction avec l'expression suivante :

$$\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot M \quad (\text{VI.9})$$

Ainsi, après avoir déterminé les 4 paramètres de corrections, nous pouvons réaliser la démodulation et récupérer les données utiles (la trame et le préambule ont une longueur connue).

IV.1.6. Performance d'une chaîne de transmission

La régénération des signaux IQ correspondant aux données transmises étant effectuée, nous allons effectuer la décision qui permet de fixer un seuil de détection pour chaque bit reçu. Le seuil de détection fixé est égal à 0. Un niveau supérieur au seuil donnera un bit 1 et un niveau inférieur donnera un bit 0. Dans le cadre de la modulation QPSK que nous avons utilisé, ce seuil est décrit par :

- ✖ Si $I > 0$ et $Q > 0$ on a alors 11
- ✖ Si $I < 0$ et $Q > 0$ on a alors 01
- ✖ Si $I < 0$ et $Q < 0$ on a alors 00
- ✖ Si $I > 0$ et $Q < 0$ on a alors 10

La bonne qualité d'une transmission peut être jugée visuellement par le diagramme de l'œil. Les performances des démodulations ou la qualité d'un récepteur numérique sont évaluées à l'aide du BER. Le BER est le rapport du nombre de bits erronés sur le nombre total de bits transmis. En présence de bruit ou des signaux parasites, les décisions peuvent être fausses et induire des erreurs binaires. Pour mesurer le BER, nous allons compter le nombre d'erreur nb_erreur pour N bits transmis. On a alors :

$$BER = \frac{nb_erreur}{N} \quad (\text{VI.10})$$

Le BER est une estimation de la probabilité d'erreur dont l'écart type est autant plus faible que le nombre de bits est transmis.

Pour mesurer le BER, nous avons fixé un seuil d'erreur $nb_erreur = 1000$.

La sensibilité d'un récepteur est la puissance minimum à l'entrée du récepteur pour laquelle le BER n'excède pas une valeur de 10^{-3} .

IV.2. Mesures et résultats

Le système réalisé est présenté sur la **figure VI.13**. Nous avons réalisé une transmission d'une chaîne de caractère (nous avons envoyé le message « Smart Antennas System ») codé en binaire précédée par un préambule. Le format du burst est donné sur la **figure VI.14**. Le préambule modulé en QPSK, est constitué de $N_p = 16$ symboles : 11110100011001110000010010010111 suivi d'une séquence de données de $N_d = 84$ symboles transmis dans chaque intervalle de temps avec une modulation QPSK. Les bursts transmis sont filtrés à l'émission et à la réception par un filtre en racine de cosinus surélevé avec un roll-off = 0.35 et un facteur de sur-échantillonnage de $OSR = 8$. A cause de la fréquence d'échantillonnage maximale de 200Kéch./s par voie donnée par notre carte d'acquisition, nous sommes limités en débit symbole de 1 ksp/s, ce qui donne une fréquence d'échantillonnage des 12 tensions de sorties des cinq-ports de $f_e = 8$ kHz. La transmission est réalisée en synchronisant les générateurs RF et OL.

Plusieurs mesures expérimentales ont été réalisées dans un environnement qui n'entraîne pas de trajet multiple (chambre anéchoïde).

IV.2.1. Démodulation numérique : sensibilité du récepteur

Pour la première mesure nous avons utilisé un émetteur localisé à 9° et placé à 3 m du réseau d'antenne de réception pour tester la démodulation. La puissance de ce signal utile à l'entrée du réseau d'antenne varie entre -77.2 dBm et -64.2 dBm. Les pertes considérées sont seulement les pertes par propagation en espace libre. Sur la **figure VI.20** sont présentés les diagrammes de constellation de phase de la modulation QPSK.

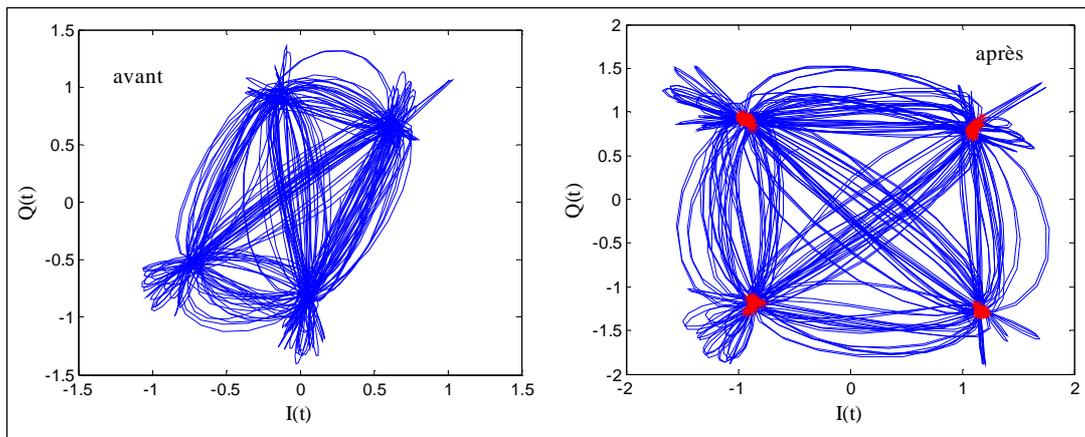


Figure VI.20: Diagramme de constellation QPSK obtenus avant et après ré-calibrage, $P^4 = 6$ dBm

⁴ P est la puissance en sortie du générateur RF

On observe sur cette figure que le diagramme de constellation en phase obtenue après recalibrage, est normalisé et recalé en phase.

Nous avons également mesuré le BER en fonction de la puissance du signal à l'entrée des antennes pour des réseaux de 1 et 4 éléments. Cette mesure permet de déterminer la sensibilité de notre récepteur. Sur la **figure VI.21(b)**, une meilleure performance est obtenu avec un réseau de 4 éléments car le gain du réseau est proportionnel au nombre d'éléments. La sensibilité du récepteur est de -64.5 dBm pour un $\text{BER} = 10^{-3}$. Avec un réseau de 4 éléments, on gagne un facteur 8 dB par rapport à un seul élément.

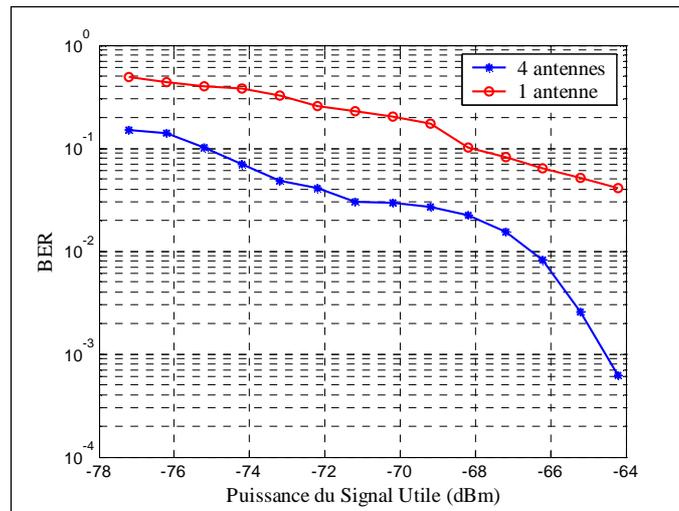


Figure VI.21: BER en fonction de la puissance RF reçu du signal modulé

Le mauvais résultat de sensibilité de notre récepteur peut être expliqué par l'absence de LNA en entrée des démodulateurs cinq-port, par le circuit d'échantillonnage que nous avons nous-mêmes réalisé, par l'alimentation qui introduit des tensions parasites et enfin par le bruit de quantification de la carte d'acquisition. La sensibilité du récepteur pourrait être améliorée en utilisant des LNAs ou en insérant une commande automatique de gain.

IV.2.2. Performance du système de formation de faisceau en réception

Pour le deuxième essai expérimental, nous avons utilisé deux émetteurs localisés à 29.5° et à 9° pour 1er cas et à -23.5° et à 9° pour le 2e cas. Nous avons effectué plusieurs scénarios de mesure.

IV.2.2.1. Cas d'un signal utile en présence d'un signal interférent

Dans un premier temps, l'émetteur localisé à 29.5° est considéré comme un brouilleur et celui localisé à 9° correspond au signal utile. Les DoAs de ces deux signaux sont estimés par le système cinq-port/Music (**figure VI.22**) et les poids sont synthétisés par l'algorithme SQP (cf

chapitre IV) pour maximiser le rapport signal à interférent en créant un zéro dans le diagramme de rayonnement dans la direction d'arrivée du signal interférent tout en pointant le lobe principal dans la direction d'arrivée du signal utile (**figure VI.22**). Pour étudier la performance de notre système dans ce cas (signal utile en présence d'un signal interférent), nous avons effectué les mesures en comparant la formation de faisceau classique (sans création de zéro) avec la formation de faisceau adaptatif c'est-à-dire avec élimination du signal interférent par la création d'un zéro dans sa direction. Les résultats obtenus sont présentés sur les **figures VI.22, VI.23** et **VI.24**.

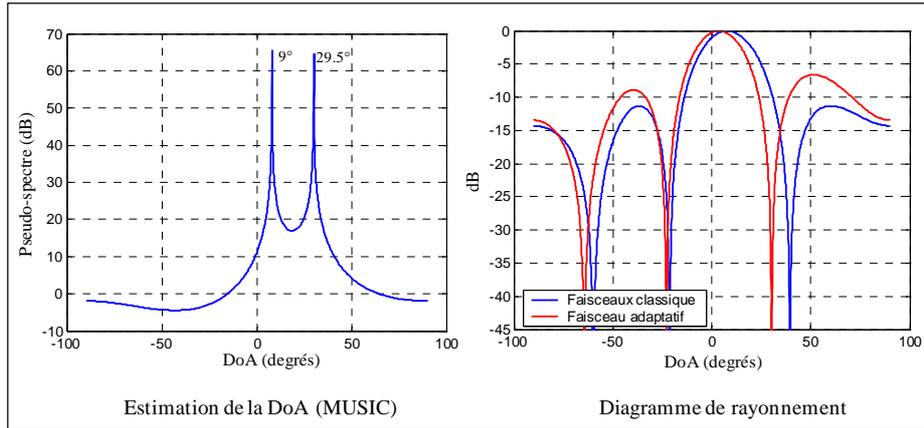


Figure VI.22: Estimation de la DoA et formation de faisceau

La **figure VI.24** montre le BER en fonction du rapport porteuse sur interférent plus bruit (CINR) lorsqu'on utilise la formation de faisceau classique (sans élimination du signal interférent) et adaptatif (avec élimination du signal interférent).

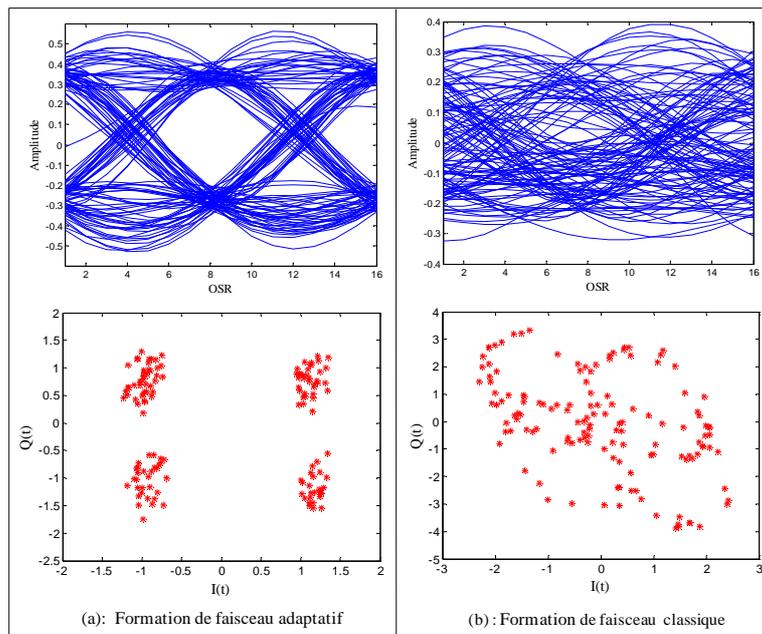


Figure VI.23: Diagrammes de l'œil et constellations QPSK avec et sans élimination du signal brouilleur avec un CINR de -9.62 dB

Ces résultats montrent une bonne performance du système de formation de faisceau adaptative même en présence du fort niveau d'interférence car il maximise le rapport porteuse sur interférent plus bruit (**figure VI.24**) et le rapport signal à interférent plus bruit (**figure VI.23**).

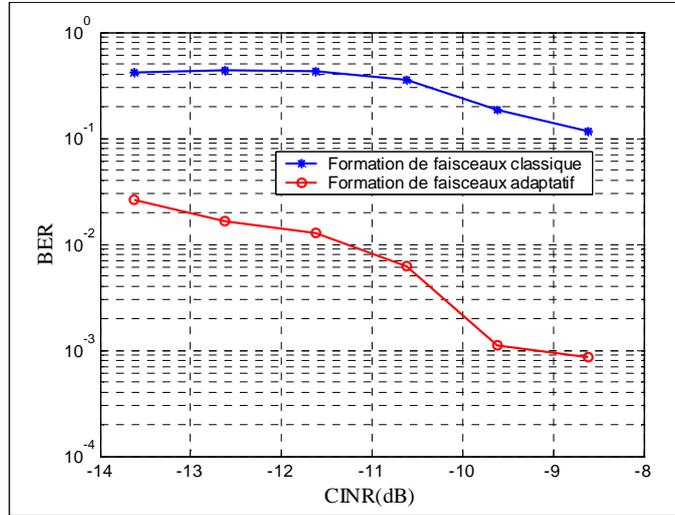


Figure VI.24: BER en fonction du rapport porteuse sur interférent plus bruit (CINR)

IV.2.2.2. Cas de deux sources utiles

Dans un premier temps, les deux émetteurs sont localisés respectivement à -23.5° et 9° par le système CP/algorithme Music (**figure VI.25**) et correspondent à deux signaux utiles. Le premier émetteur émet un signal CW non modulé et le second émet un signal modulé QPSK. Pour tester les performances de notre système de formation de faisceau en termes de séparation de source, nous allons séparer spatialement (multiplexage spatial ou SDMA) les deux sources en formant deux faisceaux orthogonaux pointant simultanément dans leurs directions respectives (**figure VI.25**). La figure montre une bonne performance du système, on observe que la séparation de ces deux sources a été bien effectuée. On retrouve bien les deux constellations (CW et QPSK) à la réception des signaux.

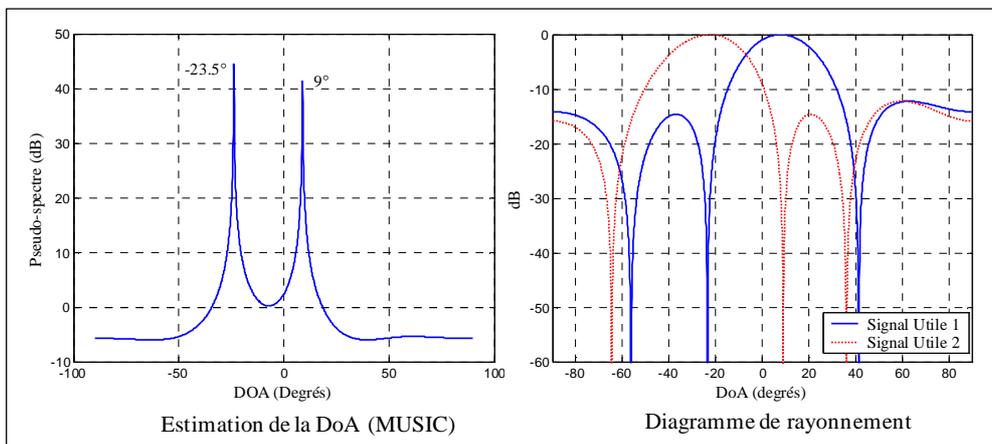


Figure VI.25: Estimation de la DoA et formation des faisceaux orthogonaux

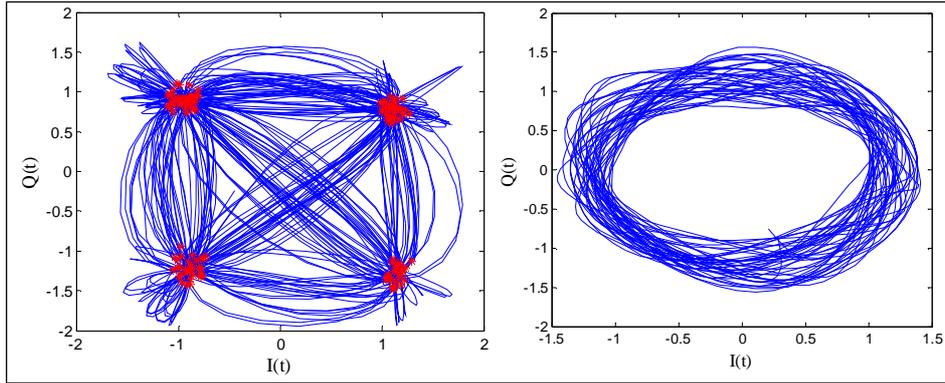


Figure VI.26: Séparation des sources en réception : récupération des signaux envoyés

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons mesuré et validé expérimentalement notre démonstrateur d'antenne adaptative. Deux prototypes fonctionnant respectivement à l'émission et à la réception ont été développés, leurs performances ont été évaluées quantitativement en terme de BER et qualitativement en terme de diagramme de rayonnement. Tout d'abord, nous avons validé expérimentalement le principe de fonctionnement du système d'antenne adaptative (détecter la direction d'arrivée des signaux puis former le faisceau de l'antenne dans les directions privilégiées). Ensuite nous avons réalisé une plate-forme de test d'émission-réception dans la bande WiMax, dans le but d'évaluer les performances d'un système d'antenne adaptative par rapport aux systèmes classiques équipés d'une seule antenne ou par rapport aux système de formation de faisceaux classique sans création de zéros dans le diagramme de rayonnement en directions des signaux interférents. Les différents résultats obtenus montrent la bonne performance de notre système. Le système développé étant validé en environnement maîtrisé (chambre anéchoïde), nous allons par la suite évaluer les performances de ce système dans le cadre d'une liaison extérieure vers intérieur basée sur le standard 802.16.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, IEEE Std 802.16-2004 (Revision of IEEE Std 802.16-2001).
- [2] A. Milewski, “*Periodic Sequences with Optimal properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization*”, IBM J. Res. Develop., Vol. 37, No. 5, pp. 426-431, Sept. 1983.
- [3] G. Baudoin, “*Radiocommunications numériques /1 Principes, modélisation et simulation*”, DUNOD 2002.
- [4] J.L. Massey, “*Optimum frame synchronization*”, IEEE trans. on Comm. vol. 20, No. 2, April 1972.
- [5] G. Neveux, “*Démodulateur direct de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique " cinq-port "*,” thèse de doctorat, ENST Paris, Décembre 2003.
- [6] S. A. Chakra, “*La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz*”, thèse de doctorat, ENST Paris, décembre 2004.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ces travaux de thèse était d'étudier, d'optimiser et de réaliser un démonstrateur de système d'antenne adaptative dans la bande WiMax. En effet, la norme 802.16 prévoit l'utilisation des systèmes d'antennes adaptatives (AAS). L'utilisation des systèmes AAS permet aux systèmes WiMax de combiner de manière adaptative ces signaux afin d'optimiser le lien radio et d'être moins sensible aux interférences c'est-à-dire d'augmenter la capacité et la portée de ces systèmes. Le standard stipule des règles précises quant à l'utilisation de ces systèmes. Une étude des principales caractéristiques de la norme WiMax a été menée dans le chapitre II. Grâce à l'ensemble d'outils de conception et de mesure, présenté dans le chapitre II, nous avons pu développer et valider le système d'antenne adaptative.

Les études algorithmiques de détection de direction d'arrivée et l'élaboration d'une méthode de synthèse de lobe adaptative ont permis de valider le principe de fonctionnement du système adaptative. Ces études ont été réalisées, en passant par l'élaboration et l'implémentation de ces différents algorithmes. Nous avons également montré que l'association « cinq-port/algorithme haute résolution » nous permet de réaliser un démonstrateur réel estimant la DOA et formant le faisceau. Le système a été d'abord validé par simulation sous ADS co-simulé avec Matlab.

Ces simulations ont validé le principe général de fonctionnement de ce démonstrateur, qui sont des étapes indispensables dans la réalisation d'un système d'antenne adaptative.

Deux systèmes d'antenne adaptative utilisant deux techniques différentes mais complémentaires ont été réalisés. L'un, utilisé sur la liaison montante est basé sur la technique de formation numérique de faisceau utilisant les démodulateurs cinq-port et l'algorithme SQP. Le second, utilisé sur la liaison descendante est basé sur la technique analogique de formation de faisceau à l'aide des modulateurs vectoriels.

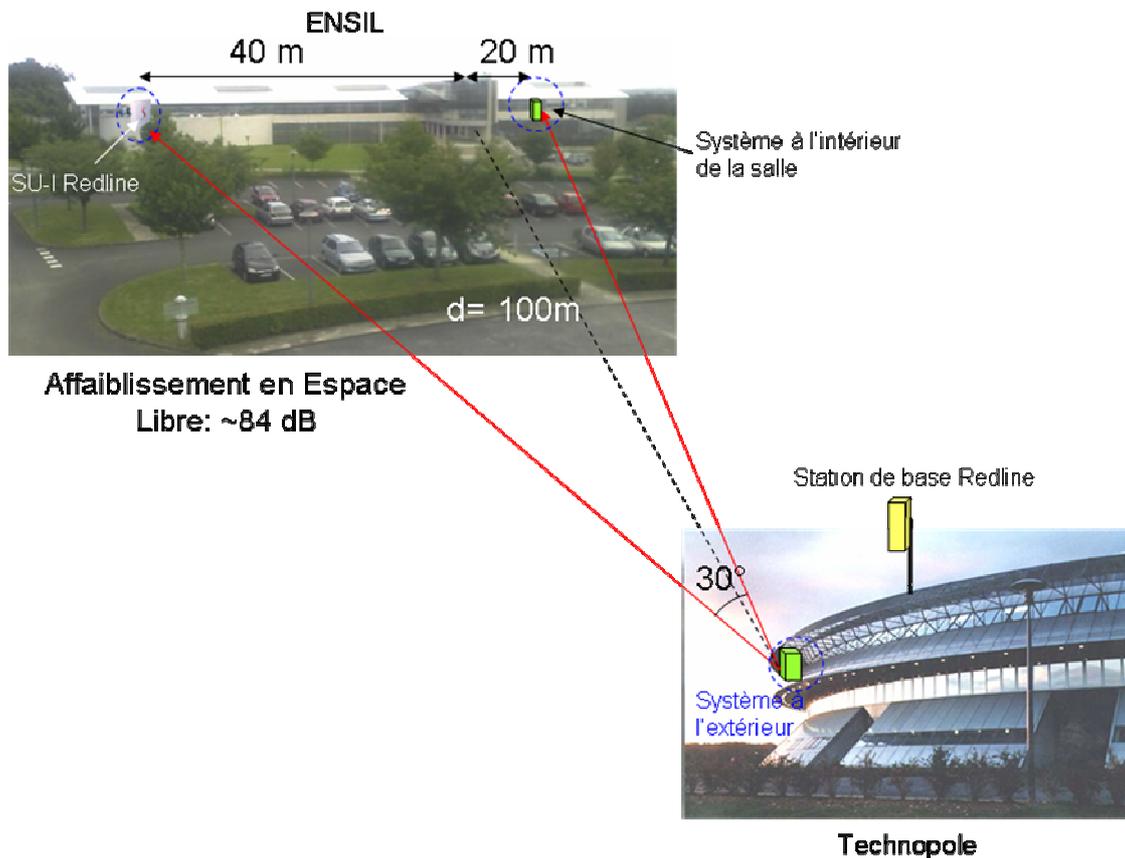
Les performances en terme de taux d'erreur binaire et de qualité du diagramme de rayonnement émis ont été évaluées expérimentalement. Ils nous ont permis de valider expérimentalement le principe de fonctionnement des systèmes d'antennes adaptatives en émission comme en réception. En ce qui concerne le système de réception, nous avons pu également quantifier le gain apporté par ces systèmes adaptatifs par rapport aux systèmes classiques à une seule antenne et par rapport à une formation de faisceau classique sans élimination des signaux interférents. Les résultats obtenus ont montrés que les systèmes adaptatif permet de maximiser le rapport signal à interférent plus bruit.

En regard de la pluridisciplinarité du domaine des systèmes d'antennes adaptatives, nous avons dû surmonter de nombreux problèmes et appréhender plusieurs domaines technologiques.

Le système d'antenne adaptative a été mis au point et validé en environnement maîtrisé c'est-à-dire dans un environnement qui n'entraîne pas des trajets multiples (chambre anéchoïde).

Plusieurs perspectives sont envisagées. A court terme, une expérimentation du système AAS sur une liaison outdoor/indoor est envisagée. Cette expérimentation sera faite en collaboration avec l'entreprise Radiall System et elle a pour but d'évaluer les performances de ce système dans le cadre d'une liaison radio extérieure vers intérieure basée sur le standard 802.16.

Le descriptif du système de mesure est présenté sur la figure ci-dessous



Descriptif du montage expérimental

ANNEXES

ANNEXE I

TECHNIQUES DE FORMATION DE VOIES OPTIMALES [1]

I. Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile

L'objectif de ces techniques est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère bien défini. Les critères classiquement utilisés sont : le critère du rapport signal sur interférent plus bruit (RSIB ou SINR), le critère du maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV pour Linearly Constrain Minimum Variance). Ces trois critères conduisant à un même SINR, nous ne présentons que le LCMV.

I.1. Détermination de la matrice de corrélation

La première étape pour la mise en œuvre de ces techniques consiste à estimer la matrice de covariance des vecteurs d'observation. Soit $N + 1$ signaux à bande étroite captés par un réseau composé de M antennes avec des directions d'arrivée θ_i ($i = 0, 1, 2, \dots, N$). En supposant que l'antenne 1 est prise comme référence. Le signal reçu est donné par :

$$y(k) = w^H \cdot x(k) \quad (\text{AI.1})$$

$$\text{où } x(k) = a(\theta_0)s(k) + [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_N)] \cdot \begin{bmatrix} i_1(k) \\ \vdots \\ i_N(k) \end{bmatrix} + n(k) = x_s(k) + x_i(k) + n(k) \quad (\text{AI.2})$$

avec $w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^H$ est le conjugué de la transposée du vecteur de pondération, $x_s(k)$ est le vecteur du signal utile, $x_i(k)$ est le vecteur des signaux interférents, $n(k)$ est vecteur du bruit gaussien et $a(\theta_i)$ ($i = 0, 1, 2, \dots, N$) est le vecteur directionnel dans la direction d'arrivée θ_i .

D'après les équations (AI.1) et (AI.2) on peut écrire :

$$y(k) = w^H \cdot [x_s(k) + x_i(k) + n(k)] = w^H \cdot [x_s(k) + u(k)] \quad (\text{AI.3})$$

où $u(k) = x_i(k) + n(k)$ est le vecteur des signaux non désirés.

La puissance du signal utile en sortie du réseau est donné par :

$$\sigma_s^2 = E \left[|w^H \cdot x_s| \right] = w^H \cdot R_{ss} \cdot w \quad (\text{AI.4})$$

où $R_{ss} = E[x_s x_s^H]$ est la matrice de covariance du signal utile

La puissance des signaux indésirables en sortie du réseau est donné par :

$$\sigma_u^2 = E[w^H \cdot u] = w^H \cdot R_{uu} \cdot w \quad (\text{AI.5})$$

où $R_{uu} = R_{ii} + R_{mm}$ est la matrice de covariance des signaux indésirables ; avec R_{ii} est la matrice de corrélation des signaux interférents et R_{mm} est la matrice de corrélation de bruit.

La matrice de corrélation du réseau donné par :

$$R_{xx} = E[x(k) \cdot x^H(k)] = R_{ss} + R_{uu} \quad (\text{AI.6})$$

I.2. Le critère du minimum de variance (LCMV)

Le critère LCMV impose une contrainte sur le gain du réseau dans la direction du signal utile tout en minimisant la puissance en sortie. Le signal en sortie du réseau est donné par :

$$y = w^H \cdot x(k) = w^H a(\theta_0) s + w^H u \quad (\text{AI.7})$$

La contrainte de gain dans la direction du signal utile s'exprime par la relation :

$$w^H a(\theta_0) = G \quad (\text{AI.8})$$

La contribution des signaux parasites en sortie du réseau est minimisée en choisissant le vecteur de pondération w qui minimise la variance :

$$\sigma = w^H \cdot R_{ss} \cdot w + w^H \cdot R_{uu} \cdot w \quad (\text{AI.9})$$

Cette variance est minimisée en utilisant la méthode de LaGrange et les pondérations optimales sont alors données:

$$w = \frac{G}{a(\theta_0)^H R_{uu}^{-1} a(\theta_0)} \cdot R_{uu}^{-1} a(\theta_0) \quad (\text{AI.10})$$

I.3. Technique basée sur un signal de référence

Soit $d(k)$ le signal de référence généré au niveau du récepteur. Les pondérations sont choisies de telle sorte qu'elles minimisent l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie de l'antenne et $d(k)$:

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k) - w^H x(k)|^2 = |d(k)|^2 - 2d(k)w^H x(k) + w^H x(k)x^H(k)w \quad (\text{AI.11})$$

L'espérance de cette fonction de coût conduit à :

$$E[|\varepsilon(k)|^2] = E[|d(k)|^2] - 2w^H r_{dx} + w^H R_{xx} w \quad (\text{AI.12})$$

où $r_{dx} = E[d(k)x(k)]$ est la matrice d'inter-corrélation du vecteur signal reçu $x(k)$ avec le signal de référence $d(k)$ et $R_{xx} = x(k)x^H(k)$ est la matrice de corrélation du signal reçu.

Le minimum de l'EQM est obtenu en posant que le vecteur gradient par rapport à w est nul :

$$\nabla_w \left(E[|\varepsilon|^2] \right) = 2R_{xx}w - 2r_{dx} = 0 \quad (\text{AI.13})$$

Les pondérations optimales sont alors :

$$w_{MSE} = R_{xx}^{-1}r_{dx} \quad (\text{AI.14})$$

Cette solution est connue sous le nom d'équation de Wiener-Hopf ou solution optimale de Wiener. Si le signal de référence d est égal au signal utile s , et si s est décorrélés avec les signaux interférents, les pondérations optimales sont données par :

$$w_{MSE} = S \cdot R_{xx}^{-1}a(\theta_0) \quad (\text{AI.15})$$

avec $S = E[|s|^2]$

II. Les algorithmes adaptatifs

Nous introduirons ici les algorithmes de formations adaptatives de faisceau basées sur le critère EQM.

II.1. Algorithme du gradient stochastique (LMS)

LMS est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps $k+1$ sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$w(k+1) = w(k) - \frac{1}{2}\mu \cdot \nabla_w \left[E|\varepsilon(k)|^2 \right] \quad (\text{AI.16})$$

or d'après l'équation (AI.13), $\nabla_w \left(E[|\varepsilon|^2] \right) = 2R_{xx}w - 2r_{dx}$, l'équation (15) devient :

$$w(k+1) = w(k) - \mu \cdot [R_{xx}w - r_{dx}] = w(k) - \mu \cdot \varepsilon^*(k)x(k) \quad (\text{AI.17})$$

où $\varepsilon(k) = d(k) - w^H(k)x(k)$ est l'erreur quadratique

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances sont acceptables dans beaucoup

d'application. En terme de convergence, il est cependant médiocre. Quand les valeurs propres de R_{xx} sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides doivent être envisagés.

II.2. Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance R_{xx} pour obtenir les pondérations optimales. D'après l'équation (AI.14), La solution optimale est donnée par l'équation de Wiener-Hopf :

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{dx} \quad (\text{AI.18})$$

où $r_{dx} = E[d^*(k)x(k)] = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K d^*(k) \cdot x^H(k)$ et $R_{xx} = E[x(k) \cdot x^H(k)] = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K x(k) \cdot x^H(k)$ avec K le nombre d'observation. Les matrices r_{dx} et R_{xx} sont estimées dans un intervalle de temps fini.

Le DMI étant est méthode par bloc, les pondérations sont calculées périodiquement. La pondération calculer au k -ième bloc de longueur K est :

$$w_{DMI}(k) = R_{xx}^{-1}(k) r_{dx}(k) \quad (\text{AI.19})$$

II.3. Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS)

La méthode RLS estime r_{dx} et R_{xx} en utilisant une somme pondérée

$$R_{xx}(k) = \sum_{i=1}^k \alpha^{k-i} x(i) \cdot x^H(i) \quad (\text{AI.20})$$

$$r_{xd}(k) = \sum_{i=1}^k \alpha^{k-i} d^*(i) \cdot x^H(i) \quad (\text{AI.21})$$

ou $0 \leq \alpha \leq 1$ est le facteur d'oubli qui permet au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$R_{xx}(k) = \alpha \sum_{i=1}^{k-1} \alpha^{k-1-i} x(i) \cdot x^H(i) + x(k) \cdot x^H(k) = \alpha R_{xx}(k-1) + x(k) \cdot x^H(k) \quad (\text{AI.22})$$

$$r_{xd}(k) = \alpha \sum_{i=1}^{k-1} \alpha^{k-1-i} d^*(i) \cdot x^H(i) + d^*(k) \cdot x^H(k) = \alpha r_{xd}(k-1) + d^*(k) \cdot x^H(k) \quad (\text{AI.23})$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance obtenu par la relation de récurrence et ensuite déterminer les pondérations optimales.

ANNEXE II

METHODE DE CAVITE

La méthode de cavité consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par "deux murs électriques" horizontaux, qui forment le plan de masse et l'élément rayonnant, et par les "murs magnétiques" transversaux à pertes. Le modèle de la cavité à fuite est représenté sur la *figure AII-1*

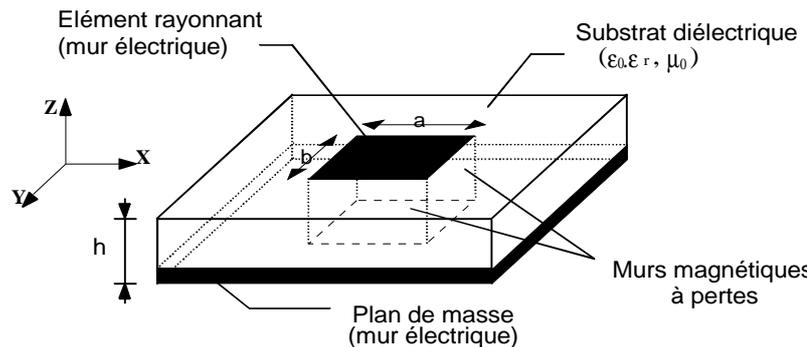


Figure AII-1 – Antenne plaque.

La cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique pour une certaines fréquences, appelées fréquence de résonance, aux quelles correspond des configurations particulières de champs, appelés modes.

Cette méthode permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective d'une antenne imprimée.

Les formules suivantes sont utilisables pour un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a, b):

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2} \quad (\text{AII.1})$$

$$\text{où } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u) \beta(\epsilon_r)}$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right],$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053}, \quad u = \frac{w}{h} \text{ (avec } w = a \text{ ou } b), \quad a_{eff} = a + \frac{h}{2} \text{ et } b_{eff} = b + \frac{h}{2}$$

ANNEXE III

ANTENNE PATCH LARGE BANDE

Notre objectif est de réaliser une antenne large bande qui devra couvrir les Bandes PCS (1.850-1.990 GHz) et UMTS (1.92-2.17 GHz)

Plusieurs techniques d'élargissement de bande passante des antennes imprimées ont été développées ces dernières années [1-6]. Ces techniques consistent à utiliser des substrats appropriés comme les mousses synthétiques de permittivité proche de l'air et de faible perte. D'autres solutions consistent à insérer une fente rayonnante (l'antenne en U, patch en E, etc.) [1] [3] ou en intégrant un élément parasite au niveau du patch [4].

Après avoir fait l'état de l'art sur les différentes techniques d'élargissement de la bande passante, l'antenne patch E dont le principe de fonctionnement est décrit dans [1] [7] à fait l'objet d'une attention particulière. Elle est simple à réaliser et ses performances offre bien des avantages en terme de compacité et de bande passante.

Antenne patch E sur substrat mousse

L'antenne patch E de forme rectangulaire présentée sur la *figure AIII-1* est constituée d'un plan de masse séparé par un substrat de rohacell. Deux fentes rectangulaire parallèles sont placées symétriquement par rapport au point d'alimentation pour élargir la bande. Cette structure à été proposée par [1]. Les bandes de fonctionnement sur lesquelles l'antenne va être optimisée sont ceux des liaisons PCS et UMTS, ce qui représente une bande passante de 23.7%.

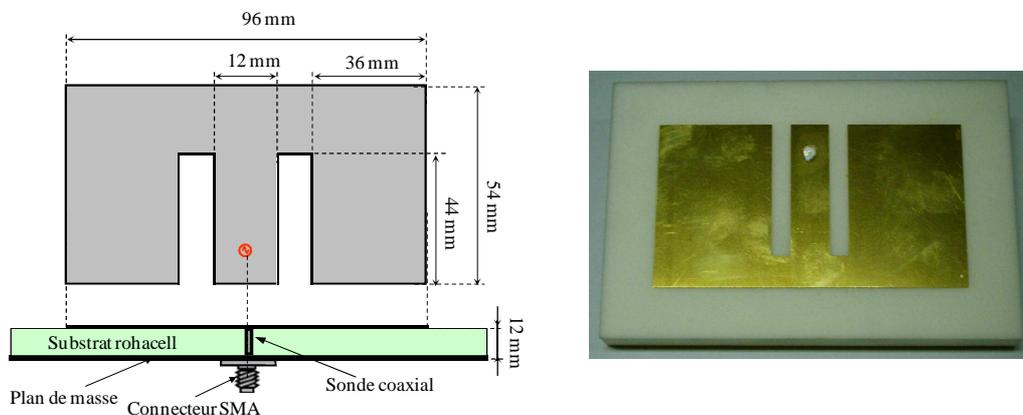


Figure AIII-1 – Topologie de l'antenne en E

L'antenne a été simulé grâce à un logiciel développé à XLIM de manière à ajuster les dimensions de l'antenne ainsi que la position de la sonde d'alimentation afin que l'antenne soit adaptée. L'antenne est alimentée par un connecteur SMA, dont le diamètre de la l'âme centrales esT 1.27 mm.

Après optimisation, les caractéristiques électriques de l'antenne sont présentées sur les figures AIII-2, AIII-3.

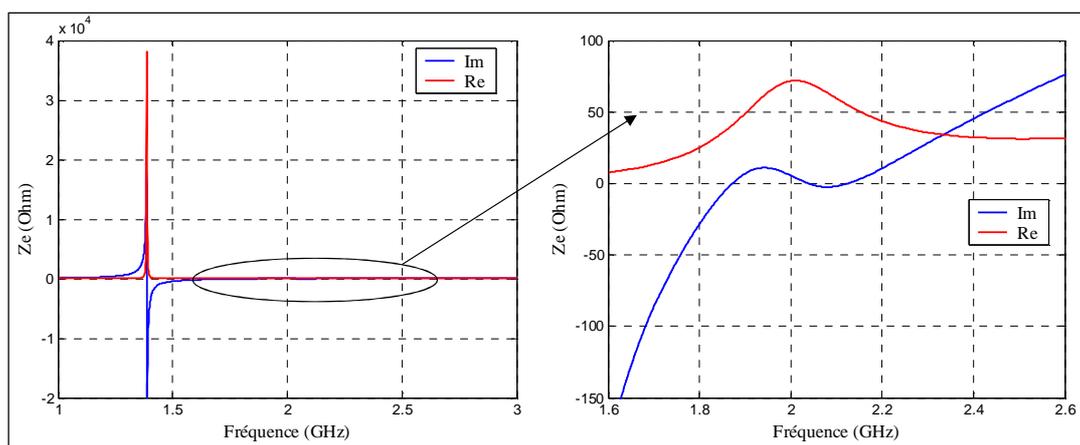


Figure AIII-2 – Impédance d'entrée de l'antenne en E

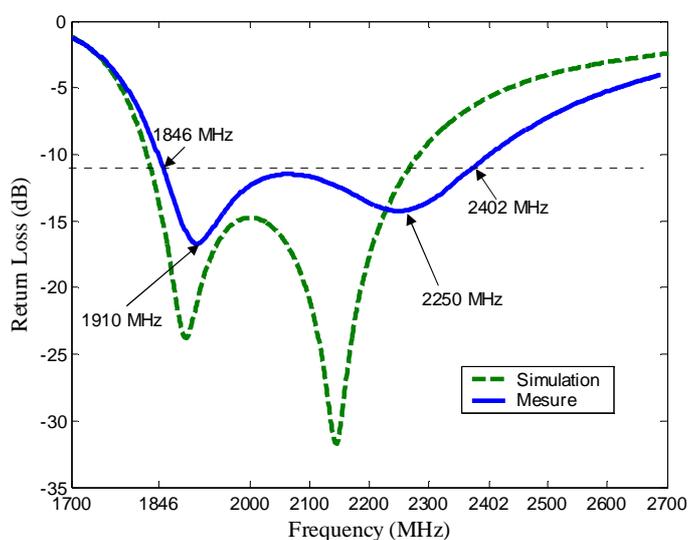


Figure AIII-2 – adaptation de l'antenne patch E

Sur la caractéristique de l'impédance d'entrée, nous observons deux modes de résonance. Le mode de résonance de fente à 1.38 GHz qui se caractérise par un très fort facteur de qualité. En plus nous observons deux autres résonance proches l'une de l'autre qui sont respectivement à 1.87 GHz et à 2.04 GHz. La figure AIII-2 montre la comparaison des résultats théorique et expérimentaux de l'adaptation de l'antenne. Pour un coefficient de réflexion inférieur -10 dB ($T.O.S < 2$), l'antenne est adaptée sur une large bande passante comprise entre 1.846 à 2.402 GHz soit 26% de bande.

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans la chambre anéchoïde et le gain réalisé sont présentés sur les figures ci-dessous.

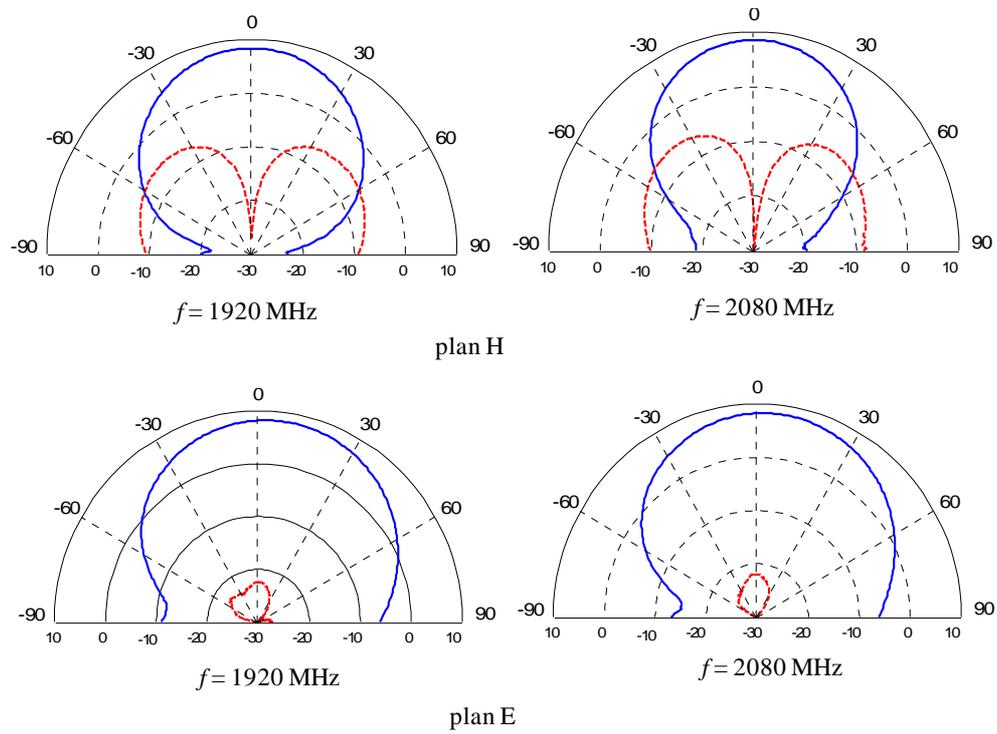


Figure AIII-3 – Diagramme e rayonnement mesuré de l'antenne E

ANNEXE IV

ANALYSE DU COUPLEUR HYBRYDE (3 dB, 90°)

Le coupleur en échelle est constitué dans sa version générique de deux branches (*fig. AIV-1*). Il est composé de deux lignes parallèles, d'impédance caractéristique Z_2 , distantes d'une longueur quart d'ondes, reliées par deux tronçons de lignes, distant d'une longueur quart d'onde aussi, d'impédance Z_1 . Les lignes aboutissant aux accès 1, 2, 3 et 4 ont une impédance caractéristique Z_0 qui sera prise comme référence pour les impédances réduites

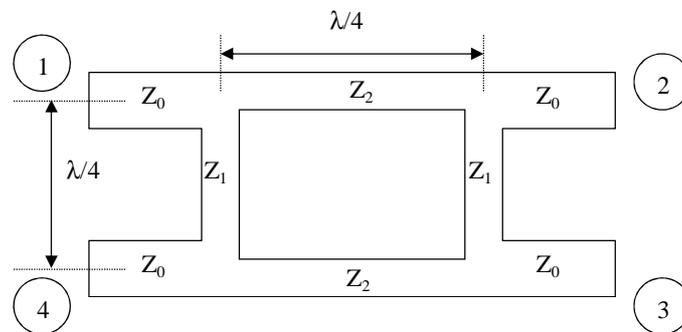


Figure AIV-1 – Coupleur à deux branches.

La matrice S du coupleur (3 dB, 90°) s'écrit :

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & 0 & 1 \\ -j & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{AIII.1})$$

on utilise plus souvent l'expression matricielle de la fonction de transfert du coupleur.

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (\text{AIII.2})$$

où les S_i sont les sorties du coupleurs et les E_i ses entrées.

× Simulation du coupleur (3 dB, 90°) à 2 branches

Le coupleur est dimensionné et simulé à la fréquence centrale de 3,5 GHz à l'aide du logiciel ADS. Ces dimensions sont montrées sur la *figure AIV-2*.

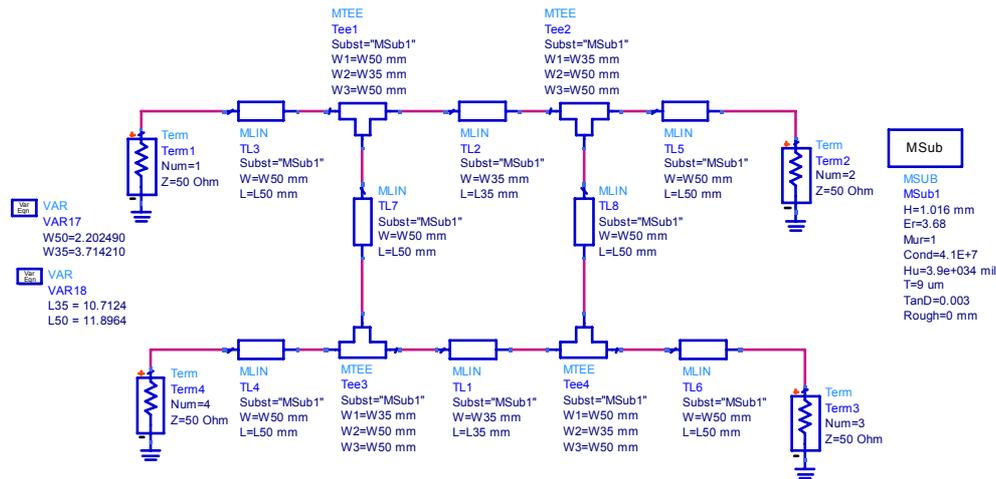


Figure AIV -2 – Dimensions du coupleur (3 dB, 90°) modélisé sous ADS.

Les résultats des simulations sont présentés sous la forme de paramètres S (figure AIV-3). D'une part, ils sont fournis en module pour les 4 ports et d'autre part en phase pour les 2 voies de couplage. Pour le paramètre de transmission $S(2,1)$ on a bien une atténuation d'environ 3 dB à la fréquence centrale de 3.5 GHz. Mais pour le paramètre de transmission $S(3,1)$, le niveau n'est pas tout à fait de -3dB mais plutôt de -3.47 dB du fait des pertes diélectriques et métalliques dues au substrat et au cuivre.

De même, le coefficient de réflexion $S(1,1)$ est satisfaisant avec une atténuation supérieure à 25 dB dans la bande 3.4-3.6 GHz et une bonne isolation entre les voies 1 et 4 avec le coefficient $S(1,4) = S(4,1)$ inférieur à -23 dB.

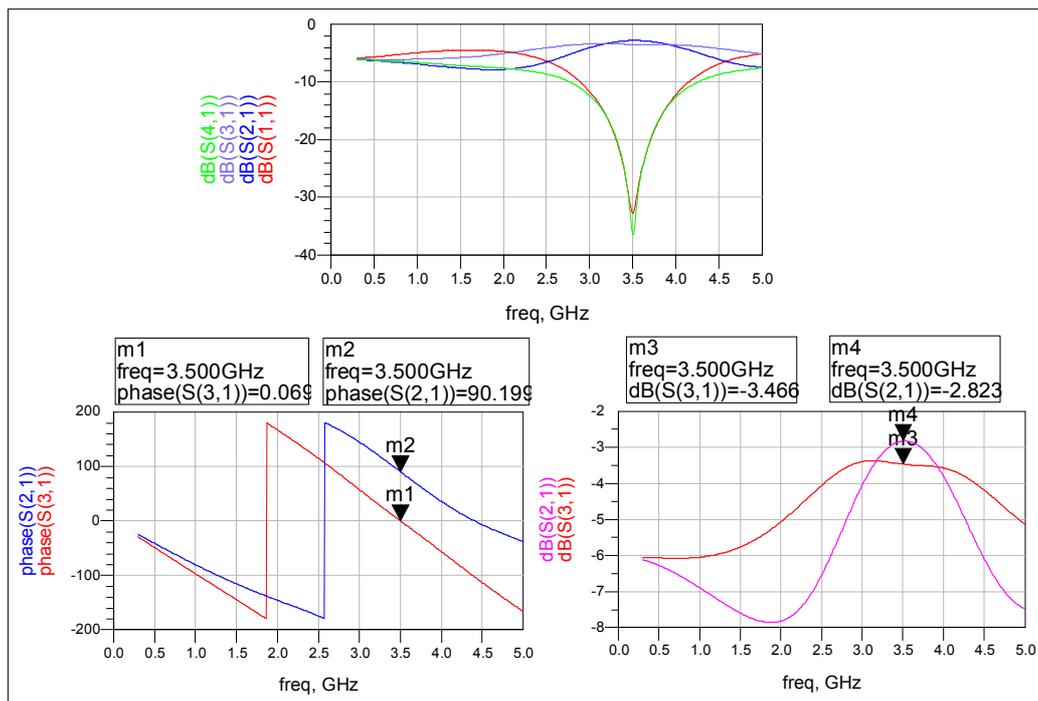


Figure AIV -3 – Paramètres S en amplitude et en phase du diviseur

ANNEXE V

GAIN ET DIRECTIVITE D'UNE ANTENNE

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

A grande distance r d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, Ψ , est alors reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2 \quad (\text{AV.1})$$

avec $\eta = 120\pi \Omega$ (impédance d'onde dans le vide).

Pour une meilleure interprétation des courbes, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par (θ_0, φ_0) la direction du maximum de cette intensité, la formule (AV.1) normalisée à 1 représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\Psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{AV.2})$$

Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien caractérise donc la répartition dans l'espace de la puissance rayonnée à grande distance.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{P} \quad (\text{AV.3})$$

avec P : puissance de normalisation.

Selon le choix de la puissance de référence P , trois définitions du gain sont communément utilisées (*figure AV-1*) :

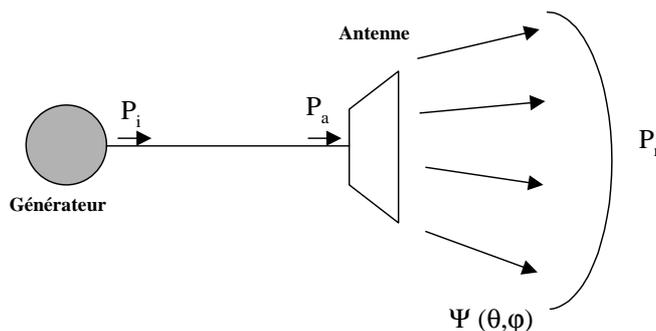


Figure AV-1 – Puissance de référence.

Avec : P_i = Puissance incidente

P_a = Puissance acceptée par l'antenne

P_r = Puissance totale rayonnée

Si la puissance de référence est la puissance P_i délivrée par le générateur, la quantité :

$$G_R(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_i} \quad (\text{AV.4})$$

est appelé **gain réalisé**. Sa valeur prend en compte toutes les pertes (désadaptation, effet Joule, pertes diélectriques).

Si la puissance de référence est la puissance P_a acceptée par l'antenne, la quantité :

$$G_a(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_a} \quad (\text{AV.5})$$

est appelé **gain intrinsèque**. Cette définition ne tient pas compte des pertes par désadaptation. Par contre, elle inclut les pertes ohmiques et diélectriques.

Si la puissance de référence est la puissance totale rayonnée P_r , la quantité :

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_r} \quad (\text{AV.6})$$

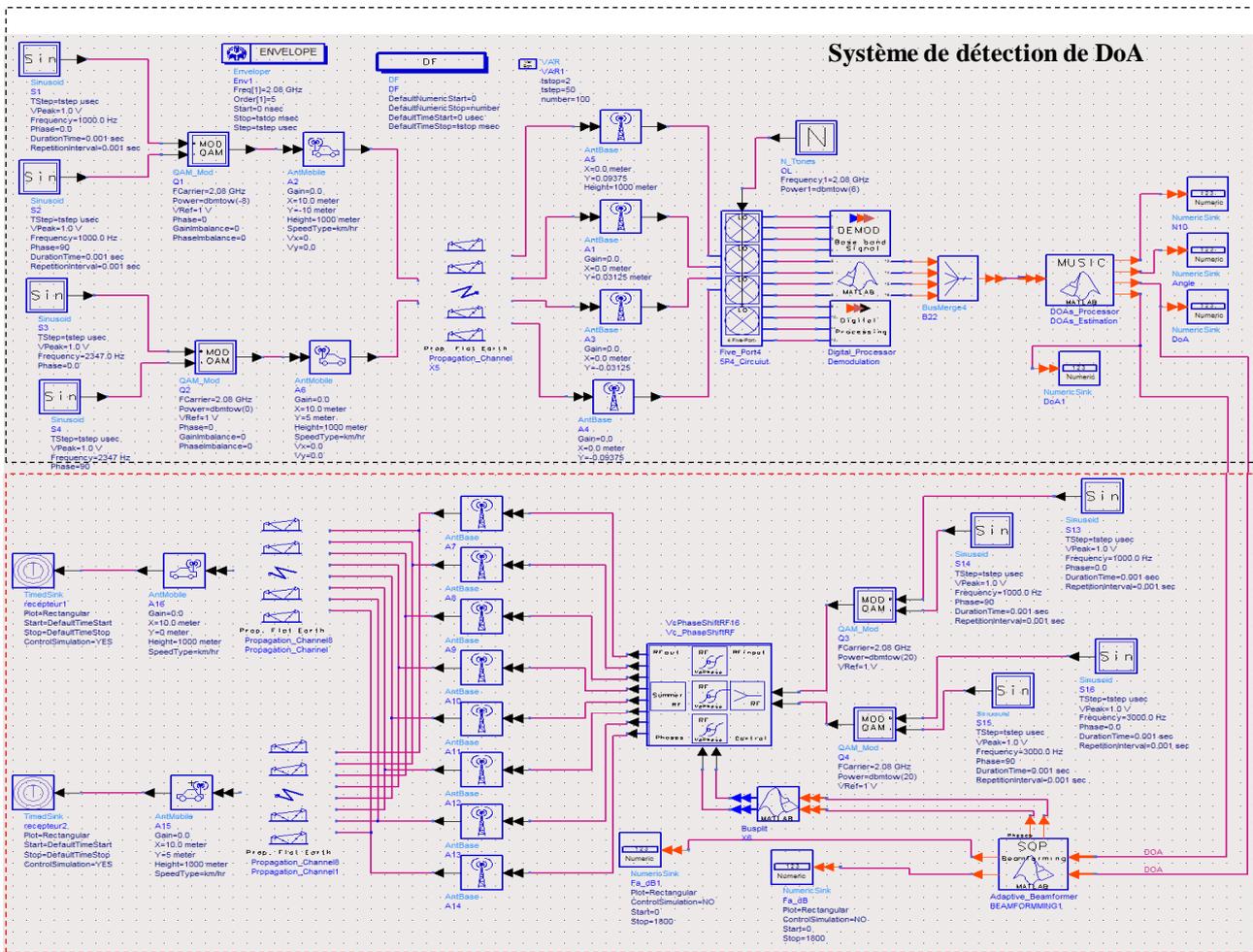
est appelée **directivité**. Cette grandeur est caractéristique de l'antenne seule, mesurant la capacité de l'aérien à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Ces trois définitions de gains sont liées entre elles (formule AV.7). Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée.

$$G_R(\theta, \phi) = (1 - |S_{11}|^2) G_a(\theta, \phi) = \frac{P_r}{P_a} (1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \phi) \quad (\text{AV.7})$$

ANNEXES VI

SYSTEME DE DETECTION DE DoA ET DE FORMATION DE FAISCEAU SIMULE SOUS ADS



Système de formation de faisceau

BIBLIOGRAPHIE

Annexe I

- [1] F. Gross, “*Smart antennas for Wireless Communications: with MATLAB*”, New York: McGraw-Hill Companies, 2005.

Annexe III

- [1] F. Yang, X.-X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, “*Wide-Band E-shaped patch antennas for wireless communications*”, IEEE Trans Antennas Prop. vol. 49, No. 7 pp. 1094–1100, July 2001.
- [2] R. Garg, V. S. Reddy, “*A Broad-Band Coupled-Strips Microstrips Antenna*”, IEEE Trans Antennas Prop. vol. 49, No. 9 pp., 1344–1345, Sept. 2001.
- [3] T. Huynh and K. -F. Lee, “*Single-layer single patch wideband microstrip antenna*”, Electronics Letters vol. 31 No. 16, 1995, 1310-1312
- [4] C. K. Wu and K. L. Wong, “*Broadband microstrip antenna with directly coupled and gap-coupled parasitic patches*,” Microwave Opt. Technol. Lett. vol. 22, 348–349, Sept. 5, 1999.
- [5] F. S. Chang, K. L. Wong, “*Broadband patch Antenna Edge-Fed by a Coplanar Probe feed*”, Microwave Opt. Technol. Lett. Vol. 31, No. 4, 287–289, Nov. 20, 2001.
- [6] K. L. Wong, C. L. Tang, J. Y. Chiou, “*Broad-Band Probe_Fed Patch Antenna with a W-Shaped Ground Plane*”, IEEE Trans Antennas Prop. vol. 50, No. 6 pp. 827-831, June 2002
- [7] K.L. Wong, W. H. Hsu, “*A Broad-Band Rectangular Patch Antenna With a Pair of Wide Slits*”, IEEE Trans Antennas Prop. vol. 49, No. 9, pp., 1345–1347, Sept. 2001.

LISTE DES ARTICLES PUBLIES PENDANT LA THESE

Revue Internationale

M. MOUHAMADOU, P. ARMAND, P. VAUDON, M. RAMMAL

“Interference suppression of the linear antenna arrays controlled by phase with use of SQP algorithm”.

JEMWA & PIER (Journal of ElectroMagnetic Waves and Applications) & (Progress in Electromagnetics Research), n° PIER 59, pp. 251-265, 8 January 2006.

M. MOUHAMADOU, P. VAUDON, M. RAMMAL

“Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control”.

JEMWA & PIER (Journal of ElectroMagnetic Waves and Applications) & (Progress in Electromagnetics Research), n° de revue PIER 60, pp. 95-106, Février 2006.

M. MOUHAMADOU, P. VAUDON

“Complex weight Control of Array Pattern Nulling”.

International Journal of RF and Microwave Computer-Aided, Volume 17, Issue 3, Pages 304 – 310, May 2007

A. ABDALLAH , S. ABOU CHAHINE, K. SABBAAH, M. MOUHAMADOU, M. RAMMAL , G. NEVEUX, M CAMPOVECCHIO

“Stability Study of Smart Antenna Systems using Homodyne Receivers for DOA Estimation”.

WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Issue 1, Volume 6, January 2007, ISSN 1109-2742

M. MOUHAMADOU, G. NEVEUX, P. VAUDON

“Adaptive Antenna System Using Vector Modulator for Analogue Beamforming”

soumis à Microwave and Optical Technology Letters

M. MOUHAMADOU, G. NEVEUX, P. VAUDON

“Measurement of Direction-of-Arrival of Coherent Signals Based on Five Port Technology”

soumise à IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters

M. MOUHAMADOU, G. NEVEUX, P. VAUDON

“Smart Antenna Systems using Homodyne Receivers for DOA Estimation and Digital Beamforming Systems”

soumis à IEEE Microwave and Wireless Components Letters

Communications Internationales

M. MOUHAMADOU, N. FADLALLAH, P. VAUDON, M. RAMMAL

“Adaptive beamforming synthesis for linear antenna array controlling only by phase with interference canceller”.

LAPC 2006, UK, pp. 165-168, 11-12 April 2006.

M. MOUHAMADOU, P. VAUDON

“Technique based on SQP algorithm for Antenna Array Pattern Synthesis: Beam and Null Steering”.

IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (IEEE CEFC2006), Miami, Florida, USA, Digest Book, IEEE Catalog n° 06EX1354, ISBN: 1-4244-0319-7, pp. 380, April 30th to May 3rd, 2006.

M. MOUHAMADOU, G. NEVEUX, P. VAUDON

“Simulation of Smart Antenna System using ADS Co-Simulate with MATLAB: Direction of Arrival Estimation and Interference Canceller”.

IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Albuquerque, New-Mexico, USA, 9-15 July 2006.

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.

Résumé : La tendance actuelle est d'utiliser les systèmes multi-antennes en émission et en réception afin d'utiliser au mieux le spectre radioélectrique et d'améliorer la liaison radio pour les systèmes de communications sans fil. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce mémoire de thèse qui porte sur l'étude et l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes intelligentes.

Après avoir effectué une étude approfondie des méthodes de détection de directions d'arrivée des signaux RF et développé une technique de formation de lobe, deux prototypes de système d'antenne adaptative ont été développés dans la bande WiMax (3.4-3.5 GHz) et validés expérimentalement. Le premier prototype fonctionnant en réception est basé sur les liaisons de type Uplink. Il utilise les démodulateurs cinq-ports et le système de formation numérique de faisceau où les poids sont calculés par l'algorithme SQP (technique de synthèse développée) et appliqués directement aux signaux en bande de base afin d'améliorer la qualité des signaux reçus c'est-à-dire améliorer le rapport signal à interférent plus bruit. Le deuxième fonctionnant en émission est basé sur les liaisons de type Downlink, c'est un système analogique de formation de faisceau utilisant les modulateurs vectoriels commandés numériquement à partir de la loi d'alimentation donnée par la synthèse de diagramme (algorithme SQP) afin de concentrer le rayonnement émis dans la direction privilégiée du récepteur utile. Ces deux systèmes sont complémentaires dans la mesure où ce dernier utilise les résultats de mesure de DoA du premier pour adapter son diagramme de rayonnement en fonction de la position angulaires des sources.

Contribution to the development and to the optimization of a demonstrator of adaptive antennas

Applications to high speed wireless communication systems: WiMax

Abstract : The current tendency is to use the multi-antennas systems in emission and/or reception in order to optimize the radioelectric spectrum as well as possible and to improve the radio connexion for the wireless communication systems. It is in this context that this thesis is related to the study and optimization of a demonstrator of smart antennas.

After having carried out a thorough study of the detection methods of directions of arrival of the RF signals and having developed a beamforming technique, two prototypes of adaptive antenna system were developed in the WiMax band (3.4-3.5 GHz) and experimentally validated. The first system functioning in reception is based on the Uplink. It uses the five-port demodulators and the numerical beamforming system where the weights are calculated by the SQP algorithm (technique of pattern synthesis developed) and directly applied to the signals in baseband in order to improve quality of the received signals i.e. to improve the signal to interference plus noise ratio. The second system functioning in emission is based on the Downlink; it is an analogical beamforming system using the vectors modulators controlled numerically, starting from the weight given by the array pattern synthesis (SQP algorithm) in order to concentrate the radiation emitted in the desired direction of the useful receiver. These two systems are complementary insofar as the last one uses the results of measurement of DoA of the first one to adapt its radiation pattern according to the position angular of the sources.

Discipline : « Electronique des hautes fréquences, optoélectronique »

Mots clefs :

Antennes adaptatives	Réseaux de télécommunication sans fil
Antennes intelligentes	Réfectomètres Cinq-port
Formation de faisceau	Synthèse de réseau d'antenne
Directions d'arrivée	Modulateur vectoriel

Adresse du laboratoire : XLIM, Département OSA (Ondes et Systèmes Associés), Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas, 87060 LIMOGES CEDEX, France.