

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2011

Thèse : N°17-2011

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

présentée et soutenue par

Hongjiang ZHANG

Le 31 Mai 2011

*Conception, caractérisation et réalisation de réseaux
d'antennes « fil-plaque ».*

*Application à la réalisation d'antennes pour terminaux
WIMAX montés dans les trains.*

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Présidente

Madame A. JULIEN-VERGONJANNE

Professeure, Université de Limoges

Rapporteur

Monsieur G. ALQUIE

Madame M. ARIAUDIO

Professeur, Université P. et M. Curie

Maître de Conférences, ENSEA

Examineur

Monsieur R. CHANTALAT

Monsieur J. HE

Monsieur B. JECKO

Monsieur B. LENOIR

Monsieur T. MONEDIERE

Ingénieur, CISTEME

Ingénieur, Directeur de projets ZTE

Professeur, Université de Limoges

Ingénieur, Directeur du pôle ELOPSYS

Professeur, Université de Limoges

A mes parents

A Wenyi

A Jossie

A Zhuoen

REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Bernard JECKO et co-encadré par Monsieur Cyril DECROZE.

Je tiens à remercier, en premier lieu, Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges, ancien responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA) de m'avoir accueillie dans son équipe et d'avoir dirigé mes travaux.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Madame JULIEN-VERGONJANNE, Professeur à l'ENSIL, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Georges ALQUIE, professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, et Madame Myriam ARIAUDO, Professeur à l'ENSEA, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'associe également à ces remerciements Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA), Monsieur Jiyong HE, Directeur de projet associé de ZTE, et Monsieur Bertrand LENOIR, ingénieur d'ELOPSYS, pour avoir accepté de siéger à mon jury de thèse.

J'exprime ma gratitude à Régis CHANTALAT, Ingénieur d'études responsable antennes chez CISTEME, pour son aide précieuse et sa confiance qu'il m'a témoignée. Je te remercie pour ta disponibilité, tes encouragements et ton soutien sans faille. Que tu trouves ici l'expression de ma sincère reconnaissance et de mon profond respect.

Je remercie également Sébastien REYNAUD et Julien DROUET pour leur soutien et leurs conseils.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur Laurent AUROY, responsable de la société Prototig, pour son savoir faire et le soin apporté à la réalisation des antennes.

Un grand merci à nos secrétaires Patricia LEROY et Joddie FONTENAY pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leur aide précieuse et leurs disponibilités.

Je ne peux que remercier humblement Eric ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS, qui m'a offert son temps et qui a toujours contribué à ce que les mesures se passent dans la bonne humeur.

Mes plus vifs remerciements vont à tous mes collègues du département OSA et notamment à Moustapha, Moctar, Dina, Alaa, les deux Ahmad, Hassan, Laure, Emilien, Nicolas, Domat, Fatna, Jérôme, Yasser et tous les autres. Merci pour l'ambiance conviviale et agréable que vous avez su créer. Dans cette ambiance, les lourdes journées passaient si vite.

Un grand merci au fond du coeur ira à mes parents, pour leur amour, leur encouragement et leur soutien moral, enfin, pour tout... Une pensée chaleureuse ira particulièrement à W, sans eux, beaucoup de choses n'auraient pas été possibles.

Et pour finir, mes derniers remerciements, sans doute les plus profonds, sont pour Wenyi, sans qui rien de tout cela n'aurait été possible. Merci pour ton amour, ton encouragement pendant les bons et les mauvais moments. Merci à toujours !

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ETUDE	7
I.1. Présentation	9
I.1.1. Internet dans les trains	9
I.1.2. Système actuel par liaison satellite.....	10
I.1.3. Système récent par voie hertzienne terrestre	12
I.2. Le projet THDT.....	17
I.2.1. Principe et présentation	17
I.2.2. Antenne train : définition du cahier des charges	18
I.3. Etat de l'art, topologie de l'antenne choisie.....	30
I.3.1. Etat de l'art	30
I.4. Démarches des études	44
CHAPITRE II ETUDES DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE ELEMENTAIRE EN PRESENCE D'UN REFLECTEUR	47
II.1. Introduction	49
II.2. Généralités sur l'antenne fil-plaque	49
II.2.1. Présentation	49
II.2.2. Fonctionnement d'une antenne fil-plaque	51

II.3. Antenne fil-plaque pour le projet THDT	55
II.3.1. Etude des paramètres de l'antenne fil-plaque.....	55
II.3.2. Antenne fil-plaque pour le projet THDT	62
II.4. Antenne fil-plaque avec différents types de réflecteurs	64
II.4.1. Antenne fil-plaque avec un réflecteur plan	65
II.4.2. Variation de la forme du réflecteur	70
II.4.3. Etude de différents types de réflecteur	76
II.4.4. Bilan sur les réflecteurs	84
CHAPITRE III ETUDE DU RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE FIL- PLAQUE SUR UN PLAN DE MASSE LIMITE	87
III.1. Introduction	89
III.2. Expressions des champs d'une antenne sur un plan de masse fini à l'aide de méthodes asymptotiques en fréquence	90
III.2.1. Historique	90
III.2.2. La théorie uniforme de la diffraction.....	92
III.2.3. Prise en compte des rayons diffractés	96
III.2.4. Caractérisation des diagrammes de rayonnement	102
III.3. Validation numérique avec différentes dimensions de plan de masse et études paramétriques.....	103
III.3.1. Validation par la simulation sur CST	103
III.3.2. Etude de l'influence de l'épaisseur du plan de masse	105
III.4. Etude de l'influence des dimensions du plan de masse sur le gain	108
III.4.1. Influence des dimensions du plan de masse sur le gain de l'antenne fil-plaque	108
III.4.2. Influence des dimensions du plan de masse sur le gain de l'antenne fil-plaque en présence d'un réflecteur	110
III.5. Conclusion	112

CHAPITRE IV	CONCEPTION ET REALISATION DE STRUCTURES	
	TRES DIRECTIVES A N FIL PLAQUES	115
IV.1.	Introduction	117
IV.2.	Réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque.....	119
IV.2.1.	Réseau linéaire	119
IV.2.2.	Réseau bidimensionnel d'antennes fil plaque	134
IV.3.	Réseau d'antennes Yagi fil-plaque.....	151
IV.3.1.	Conception d'une antenne Yagi- Fil plaque.....	151
IV.3.2.	Mise en réseau sur plan de masse fini	155
IV.3.3.	Réseau final d'antennes Yagi fil-plaques.....	160
IV.3.4.	Bilan et comparaison	164
CHAPITRE V	ANTENNE A FIL PLAQUES MULTIFAISCEAUX	167
V.1.	Introduction	169
V.2.	Antenne à pointage électronique.....	170
V.2.1.	Réseau linéaire de Yagi fil-plaques à dépointage.....	171
V.2.2.	Réseau 2D de 48 fil-plaques à dépointage	173
V.3.	Système antenne à commutation.....	178
V.3.1.	Conception du réseau de fil-plaques élémentaire	179
V.3.2.	Système antenne à commutation	190
	CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	203
	ANNEXE	211
	ANNEXE I	213
	ANNEXE II.....	219
	ANNEXE III	221

ANNEXE IV	225
ANNEXE V	231
BIBLIOGRAPHIE	235

INTRODUCTION GENERALE

Internet est devenu un intermédiaire indispensable à notre quotidien, qui rend accessible au public des services variés comme le courrier électronique, la messagerie instantanée, la recherche d'informations, l'achat de produits ou encore bien d'autres raisons.

L'internet mobile constitue une avancée technologique majeure de ces dernières décennies qui a révolutionné l'ensemble des moyens de communications. Celui-ci est essentiellement une extension de l'Internet sur les appareils mobiles qui permet aux utilisateurs d'accéder à communiquer via le web alors même qu'ils sont en train de se déplacer.

Un des nouveaux challenges dans le monde de l'Internet mobile consiste à fournir du très haut débit dans les trains afin de rentabiliser le temps de voyage des utilisateurs. Une solution à composantes spatiale et terrestre existe depuis le mois de mai 2008 dans les trains Thalys (à destination de Paris, Bruxelles, Amsterdam, Cologne). Ce confort est obtenu grâce à l'utilisation combinée d'une liaison satellite et d'un réseau WiFi à terre. Mais, l'inconvénient principal de cette liaison réside toutefois dans le faible débit effectif : 5 Mbit/s à partager entre les 360 personnes qui se trouvent dans une seule rame.

Dans le cadre du projet Très Haut Débit dans le Train (THDT) qui consiste à fournir du très haut débit atteignant 18 Mbit/s par voie hertzienne terrestre sur deux lignes ferroviaires limousines (Limoges-Guéret et Brive-Tulle). Le principe comporte une liaison WIMAX point-à-point entre le train et la station de base. L'accès à Internet dans le train se fait par une liaison WiFi sans fil : dans chaque wagon, des points d'accès créent le réseau visible par les voyageurs. Enfin, la connexion au réseau dorsal local se fait par une liaison hertzienne ou autre, ou encore avec la fibre optique de la Société Nationale des Chemins de Fer Français (SNCF).

Les travaux de cette thèse s'articulent autour de la liaison WIMAX mobile et concerne la conception des antennes sur le train. Pour les deux applications, l'aérien doit fonctionner sur un plan de masse, être compacte, être robuste et doit rayonner dans une direction de l'horizon un lobe directif fort gain. Pour la première application (Limoges-Guéret), l'antenne sera placée sur un plateau tournant alors que pour la seconde application (Brive-Tulle) un système multifaisceaux qui engendrent quelques différences au niveau du gain et de l'ouverture angulaire des lobes devra être conçu.

La démarche des travaux a été la suivante :

Le **chapitre 1** est consacré à la détermination des caractéristiques de l'antenne de train adéquate pour optimiser le système de télécommunication par voie hertzienne terrestre. Tout d'abord, nous détaillerons la technologie WIMAX qui sera utilisée pour notre application et nous ferons au préalable un état de l'art des systèmes de télécommunications terrestres. Ensuite, nous déterminerons le cahier des charges de l'antenne à adopter pour les deux applications. Enfin, nous effectuerons un état de l'art des antennes directives existantes et nous montrerons leurs caractéristiques principales et leurs limitations. En se basant sur les travaux issus de la littérature, nous allons étudier des réseaux d'antennes fil-plaques en présence d'un réflecteur pour satisfaire les exigences des deux applications.

Dans le **second chapitre**, la géométrie et le principe de fonctionnement de l'antenne fil plaque vont être détaillés. L'influence des différents paramètres constituant cette antenne vont être caractérisés. En se basant sur ces analyses, nous concevrons l'antenne fil plaque élémentaire la plus adaptée à notre projet. Finalement, nous mènerons des études avec différents types de réflecteur afin d'augmenter la directivité de l'antenne fil plaque dans une direction de l'horizon.

Après les études sur plan de masse infini du second chapitre, nous caractériserons l'influence d'un plan de masse fini sur les performances de l'antenne dans le **troisième chapitre**. En effet, celui – ci influence très fortement le rayonnement d'une antenne qui émet à l'horizon et donc vers les arêtes du plan de masse. Par conséquent, des études rigoureuses sur les phénomènes de diffraction seront proposées dans ce 3ème chapitre. Ces analyses seront accompagnées de simulations électromagnétiques qui permettront la validation.

Le **quatrième chapitre** est consacré à la réalisation du dispositif dédié à la première application de notre projet. En intégrant les études sur le réflecteur du second chapitre et sur les effets d'un plan de masse fini du troisième chapitre, nous concevrons une structure qui comprend une multitude d'antennes fil plaques en présence d'un réflecteur. L'intégration de ces multiples éléments qui permettent la montée en gain sera détaillée. Par conséquent, nous présenterons d'une part un réseau d'antennes fil plaque sur plan de masse fini en présence d'un réflecteur et d'autre part une structure plus exotique qui est un réseau de yagi composés d'antennes fil plaque.

Le cinquième chapitre est consacré à la réalisation du dispositif dédié à la deuxième application de notre projet qui concerne la voir ferrée Brive-Tulle. Nous détaillerons la géométrie et le fonctionnement de l'antenne multifaisceaux à base d'antennes fil plaque qui a été conçue.

Enfin, nous terminons ce mémoire par une **conclusion générale** dans laquelle un bilan du travail effectué ainsi que des perspectives d'avenir sont présentés.

CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ETUDE

I.1. Présentation

I.1.1. Internet dans les trains

I.1.1.1. Introduction

Internet est un réseau informatique mondial qui rend accessible au public des services variés comme le courrier électronique, la messagerie instantanée, la recherche d'informations en utilisant le protocole de communication IP (internet protocol) [1]. Son architecture technique qui repose sur une hiérarchie de réseaux, lui vaut le surnom de réseau des réseaux. Internet est devenu le premier vecteur de communication entre les individus en dehors de la sphère professionnelle, telle est la conclusion d'une étude publiée par l'institut Médiamétrie. Plus d'une communication sur trois s'effectue aujourd'hui par Internet (37%) et ainsi, la part accordée à l'Internet, devance désormais dans la journée d'un Français, celle des communications de téléphonie mobile (32,1%) et celle de la téléphonie fixe (30,9%). Internet fait donc partie de ces nouvelles technologies devenues indispensables à notre quotidien, que ce soit pour la recherche d'informations, pour la création d'un réseau social, pour l'achat de produits ou encore pour bien d'autres raisons.

Depuis quelques années, nous avons vu émerger l'Internet mobile qui est, aujourd'hui en constante progression. Ainsi, un abonné peut accéder à Internet via son téléphone mobile, ou encore via une simple clé USB (Universal Serial Bus) branchée à son ordinateur portable. Un des nouveaux challenges dans le monde de l'Internet consiste à fournir du très haut débit dans les trains afin de rentabiliser le temps de voyage des passagers. Ce procédé qui semble à priori simple dans un monde où Internet est omniprésent est, en fait assez complexe à mettre en œuvre à cause de la vitesse élevée des trains et des infrastructures existantes. Une solution à composantes spatiale et terrestre existe depuis le mois de mai 2008 dans les trains Thalys (à destination de Paris, Bruxelles, Amsterdam, Cologne) [2]. Ce confort est obtenu grâce à l'utilisation combinée d'une liaison satellite et d'un réseau terrestre WiFi (Wireless Fidelity). Mais, l'inconvénient principal de cette liaison réside dans le faible débit effectif car 5 Mbit/s sont à partager entre les 360 personnes de la rame!

Dans le cadre du projet Très Haut Débit dans les Trains (THDT) signé entre le laboratoire XLIM et d'autres partenaires industriels, une solution entièrement terrestre qui combine le WIMAX mobile et le WIFI est étudiée. Le défi principal est d'atteindre 18 Mbit/s pour améliorer le confort des passagers en leur permettant, d'accéder à Internet depuis n'importe quel wagon et à partir de leurs appareils personnels (ordinateur portable, téléphone, PDA, etc...) (Figure I.1).



Figure I.1 : Passager à bord d'un train se connectant à Internet

Ce nouveau système de télécommunication terrestre permettrait aux usagers de rentabiliser leur temps de voyage et de profiter du Wifi à bord pour émettre des e-mails, travailler, jouer en réseau, télécharger ou bénéficier d'une connexion rapide à Internet sans interruption. Ces services ne sont pas accessibles actuellement avec les systèmes à liaison satellite, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

I.1.2. Système actuel par liaison satellite

I.1.2.1. Principe

Actuellement, l'accès à Internet dans les trains, est obtenu avec un système à doubles composantes spatiales et terrestres. Pour la partie spatiale, le satellite en position géostationnaire agit comme un relais entre le train et une plate forme d'un opérateur local qui gère le trafic internet (Figure I.2) [3]. La liaison opérateur-satellite s'effectue, tout d'abord, via un lien optique entre la plate forme et le hub, puis par voie hertzienne entre le hub et le satellite. Afin d'assurer la liaison avec ce dernier, le train est équipé d'une parabole dissimulée sous un radome qui est situé sur le toit d'une des voitures. Le pointage est réalisé grâce à une seconde antenne GPS installée à coté de l'antenne à réflecteur. La composante

terrestre du système permet l'acheminement de l'Internet aux usagers du train grâce à des liaisons de type wifi par le biais de points d'accès localisés dans tous les wagons.

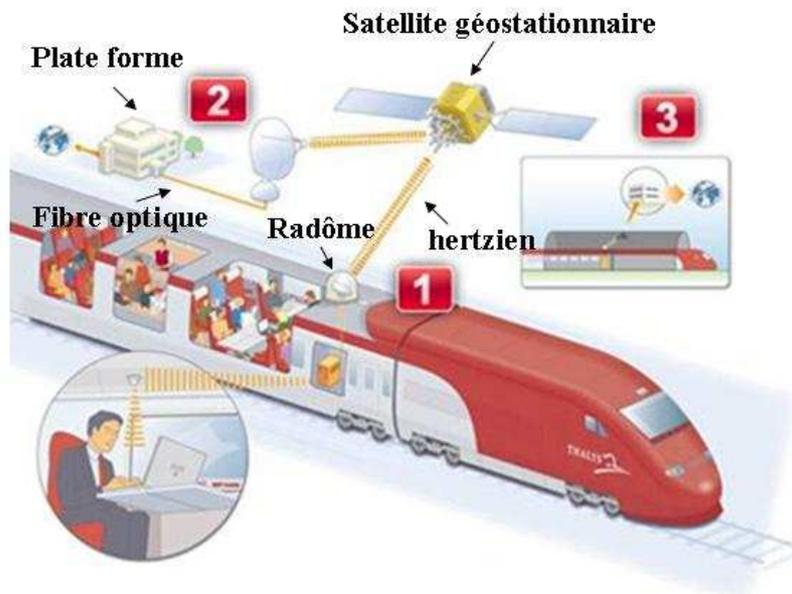


Figure I.2 : Architecture du système à composante spatiale

1.1.2.2. Historique

En 2005, Thalys, filiale belge de la SNCF, est la première compagnie ferroviaire en Europe à tester l'accès à Internet à bord d'une rame de train. Entre avril et novembre 2005, un millier de voyageurs ont découvert ainsi le « surf » dans un train. Puis, en juin 2007, la SNCF a lancé des tests sur trois lignes à l'est de l'Europe (Allemagne, Suisse, Luxembourg). De son côté, Thalys a dévoilé, en septembre 2007, la composition du consortium qui mettra en œuvre son service Internet : Nokia, Siemens Networks (pour la gestion globale du projet), 21Net (connectivité satellite) et Telenet (service commercial). C'est le 14 mai 2008 que Thalys ouvre le premier service commercial à bord de ses trains [2]. Nous pouvons voir sur la Figure I.3, l'antenne protégée par un dôme, qui a été installée sur le toit d'un train Thalys, et qui vise le satellite Hispasat.



Figure I.3 : Antenne satellite protégée par un dôme et Satellite Hispasat

1.1.2.3. Limitation

L'un des gros handicaps des offres existantes utilisant une liaison satellite, est le faible débit qui limite le nombre de connexions. En effet, uniquement 5 mbit/s sont disponibles et à partager par l'ensemble des utilisateurs. De ce fait, seuls 50 usagers peuvent se connecter simultanément avec un débit effectif par utilisateur d'une centaine de Kbit/s [4]. De plus, une rame de TGV pouvant embarquer au moins 360 personnes, il est impossible avec ce système de satisfaire l'ensemble de la clientèle pour les besoins internet. Finalement, la mise en œuvre de la liaison spatiale qui est extrêmement coûteuse de part l'utilisation d'un satellite (prix de lancement, etc.), rend le prix du Mbit exorbitant et donc un service à Internet peu rentable.

1.1.3. Système récent par voie hertzienne terrestre

Récemment, un système totalement terrestre a été imaginé par le laboratoire XLIM afin d'augmenter le débit et de s'affranchir d'une liaison satellitaire onéreuse. Ce procédé qui utilise le Wimax mobile avec un concept cellulaire permet de fournir au minimum 18 Mbit/s à tous les passagers embarqués dans les trains.

1.1.3.1. Principe général

Ce système terrestre utilise trois types de réseaux qui sont décrits ci-après et dont une représentation est donnée sur la Figure I.4.

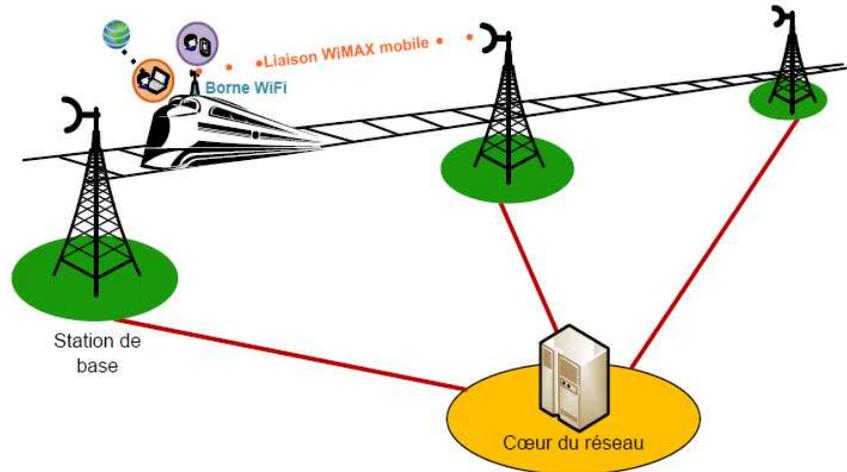


Figure I.4 : Structure du projet THDT

- Un réseau cellulaire « outdoor » entre le train et des stations de base situées le long de la voie ferrée. Cette liaison est de type **WIMAX mobile**.
- Un réseau « indoor » fixe de type **Wifi** point-multipoints à l'intérieur du train. Dans chaque wagon sont disposés des points d'accès pour les voyageurs
- Une liaison hertzienne ou autre pour la connexion à un opérateur local.

Le principe est donc de discrétiser la voir ferrée en une multitude de cellules réparties linéairement qui comporte chacune une station de base et d'utiliser une communication de type WIMAX mobile qui gère la mobilité (effet doppler) et le « handover ». L'antenne située sur le toit du train devra avoir l'agilité nécessaire pour communiquer avec la station de base la plus appropriée. La deuxième liaison, qui est n'est pas directement lié aux travaux de cette thèse est plus classique car elle est de type WIFI. Après avoir énoncé le principe, nous allons détailler les deux types de liaison du projet : la liaison WiMax mobile et la liaison WiFi.

1.1.3.2. La liaison WIMAX mobile

1.1.3.2.a Le concept cellulaire

Pour la majorité des réseaux hertziens de communications mobiles (GSM, UMTS, WiFi, WiMAX, LMDS, etc...), les zones à couvrir sont découpées en cellules pour accroître les performances (débit, qualité signal...). Chaque cellule est en général associée à une station de base dont l'antenne définit la forme et la taille. Un exemple de réseau à cellules hexagonales

est donné sur la Figure I.5. La radiocommunication repose sur l'utilisation individuelle et temporaire d'un canal radiofréquence permettant de communiquer avec la station de base. L'opérateur peut réutiliser un canal de fréquence en plusieurs endroits géographiques, dans la mesure où il n'y a pas de risque d'interférences. Par conséquent, deux cellules adjacentes ne peuvent donc pas utiliser deux canaux de fréquence similaires. Deux bandes de fréquences composées chacune d'une multitude de canaux sont généralement utilisées, l'une permettant la communication de la station de base vers la station mobile (voie descendante) et l'autre de la station mobile vers la station de base (voie montante) [5][6]. Le nombre de communications qu'il est possible d'établir simultanément dans une même cellule est limité et dépend de la configuration matérielle.

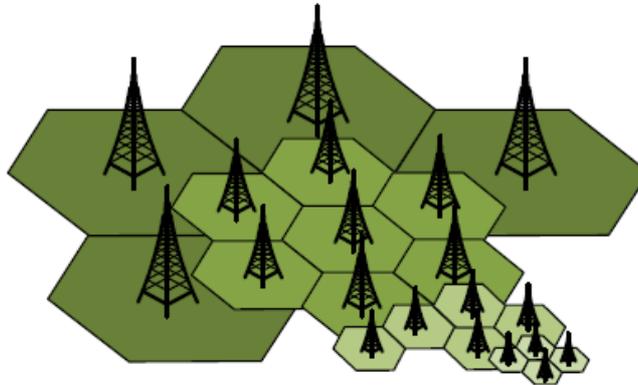


Figure I.5 : Représentation d'un réseau cellulaire

Par conséquent, l'opérateur doit dimensionner son réseau en termes de nombre de cellules et de dimensions en fonction de la densité de population et donc du "trafic". La présence d'une multitude de cellules et le déplacement de l'utilisateur impliquent un critère prépondérant de la radiocommunication mobile qui est le handover. En effet, le basculement entre cellules doit être géré sans interruption de communication. Un réseau cellulaire est constitué essentiellement de trois sous-systèmes [7][8][9]:

- Le sous-système radio qui assure les transmissions et gère la ressource radio
- Le sous-système réseau qui comprend l'ensemble des fonctions nécessaires à la connexion au réseau et à la mobilité.
- Le sous-système d'exploitation et de maintenance qui permet à l'opérateur d'administrer son réseau.

I.1.3.2.b La station de base

La station de base (ou BTS pour Base Transceiver Station) est un ensemble d'émetteurs/récepteurs. Elle gère les problèmes liés à la transmission radio (modulation, démodulation, égalisation, codage correcteur d'erreur, etc.). Elle réalise également des mesures radio pour vérifier qu'une communication en cours se déroule correctement. Ceci s'effectue par l'évaluation de la distance et de la puissance du signal émis par la station mobile. Ces mesures sont directement transmises au contrôleur des stations de base.

I.1.3.2.c Le WIMAX mobile

C1) Le WIMAX : Présentation

WIMAX est l'abréviation pour Worldwide Interoperability for Microwave Access [10]. Il s'agit d'un standard de réseau sans fil métropolitain créé par les sociétés Intel et Alvarion en 2002 et ratifié par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineer) sous le nom IEEE-802.16. Plus exactement, WIMAX est le label commercial délivré par le WIMAX Forum aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir un haut niveau d'interopérabilité entre les différents équipements. L'objectif du WIMAX est de fournir une connexion internet haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon. Ainsi, dans la théorie, le WIMAX permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres.

Les révisions du standard IEEE 802.16 se déclinent en deux catégories :

- WIMAX fixe, également appelé IEEE 802.16-2004, est prévu pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne TV. Le WIMAX fixe opère dans les bandes de fréquence 2.5 GHz et 3.5 GHz, pour lesquelles une licence d'exploitation est nécessaire, ainsi que la bande libre des 5.8 GHz.
- WIMAX mobile, également baptisé IEEE 802.16e, prévoit la possibilité de connecter des clients mobiles 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.

C2) Avantages du WIMAX mobile

Le WIMAX mobile opère sur une bande de fréquence de 2 à 6 GHz et permet en théorie d'obtenir du haut débit (débits montants et descendants de 30 Mbit/s) avec une vitesse de déplacement de 160 Km/h. Cette technologie offre aussi la possibilité d'établir des réseaux temporaires pour des cas d'urgence notamment. Cette norme est totalement compatible avec le WIMAX fixe puisqu'elle offre une interopérabilité entre les plates-formes fixes 802.16a et les plates-formes mobiles 802.16e [11].

Les opérateurs mobiles déployant un réseau WIMAX, ou utilisant le WIMAX comme extension de leur réseau existant, bénéficient de plusieurs avantages [12]:

- ✚ **Vrai haut débit mobile** : La technologie WIMAX mobile basée sur l'IP est une solution efficace gérant la mobilité et les effets doppler pour permettre aux utilisateurs d'accéder à l'information à très haut débit
- ✚ **Interférence réduite** : la technologie WIMAX utilisant la technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et les techniques d'accès multiples OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), le niveau d'interférence dans le réseau sera réduit.
- ✚ **Moindre coût pour les opérateurs** : l'architecture WIMAX est basée sur l'IP. Sa mise en œuvre a donc un très bon rapport coût/efficacité pour les déploiements à petite et à grande échelle. En plus, son architecture distribuée permet une gestion à distance efficace et des mises à jour par l'intermédiaire des logiciels.

Pour toutes ces raisons, le WIMAX mobile est la solution qui a été retenue par les membres du consortium du projet pour assurer la liaison outdoor train-stations de base.

1.1.3.3. La liaison WIFI

WIFI est un ensemble de protocoles de communication régis par les normes du groupe IEEE 802.11 (ISO/CEI 8802-11) qui décrivent les caractéristiques d'un réseau local sans fil (WLAN) [13]. Un réseau WIFI permet de relier sans fil sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur (généralement entre une vingtaine et une cinquantaine de mètres) plusieurs appareils informatiques (ordinateur, routeur, décodeur Internet, etc.) avec des débits

importants. La norme initiale IEEE 802.11 (WIFI) a subi au cours des années de nombreuses révisions afin d'améliorer l'interopérabilité, le débit et la sécurité (11 Mbit/s théoriques ou 6 Mbit/s réels en 802.11b à 54 Mbit/s théoriques ou 25 Mbit/s réels en 802.11a ou 802.11g à 600 Mbit/s théoriques pour le 802.11n). L'accès sans fil à Internet (ASFI), qui est aujourd'hui l'utilisation la plus courante du WIFI est souvent réalisé par des « hot spots ». Ces derniers permettent aux usagers de se connecter pour bénéficier de tous les services liés à l'Internet. Cet accès est utilisable de façon fixe, mais parfois également en situation de mobilité (exemple : dans les trains Thalys).

Le système très haut débit dans les trains par voie terrestre utilise des liaisons indoor fixe de type Wifi point-multipoints à l'intérieur des rames pour permettre la connexion des usagers.

1.1.3.4. Objectif des travaux de thèse

Dans le cadre d'un projet appelé THDT qui utilise le système terrestre pour fournir du très haut débit dans les trains sur deux lignes ferroviaires limousines, mes travaux de thèse s'articulent autour de la liaison WIMAX mobile et ont consisté à concevoir les antennes situées sur le train. Par conséquent, nous allons détailler dans le paragraphe suivant, le projet THDT et évaluer les spécifications des dispositifs rayonnants.

I.2. Le projet THDT

I.2.1. Principe et présentation

Le projet THDT (Très haut débit dans les Trains) consiste à fournir du très haut débit par voie terrestre hertzienne sur 2 liaisons ferrées du Limousin. En effet, XLIM a signé avec des partenaires industriels un protocole d'amélioration du confort dans les trains limousins qui permettrait aux voyageurs d'utiliser leurs équipements personnels (ordinateurs portables, téléphones, etc.) pour des applications à haut débit (video, jeux, email, etc.). Le principe de ce système de communication terrestre qui a été détaillée dans la partie **I.1.3.1** est résumé sur la Figure I.6.

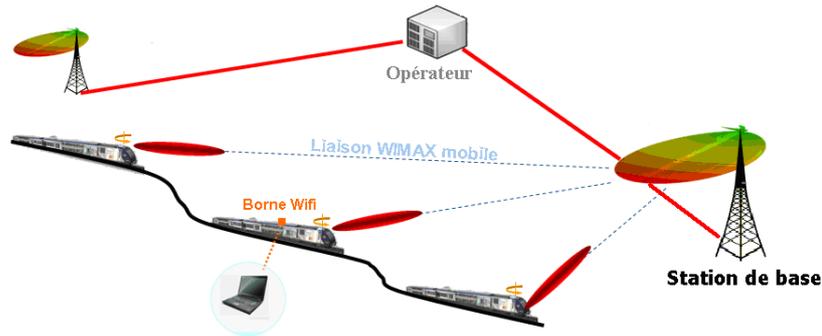


Figure I.6 : Structure de projet THDT

Mes travaux de thèse s'articulent autour de la liaison outdoor de type WIMAX mobile établie entre le train et les différentes stations de base qui forment le réseau cellulaire. En particulier, mes études concernent la conception des antennes train dans le cadre de deux applications du projet THDT qui consistent en deux lignes ferroviaires limousines différentes. La liaison entre les villes de cette région est essentiellement assurée par des trains express régionaux (T.E.R.) qui transportent beaucoup de passagers par an. Fournir du haut débit à ces voyageurs est donc un objectif socio-économique pour la région limousin. Les voies ferrées **Brive - Tulle** et **Limoges - Guéret** ont donc été considérées dans le projet THDT avec pour objectif de fournir 18 Mbit/s, tout en ayant un nombre limité de stations de base afin que le système soit viable et rentable. Les conditions sont extrêmement désavantageuses dans la région Limousine avec des topologies de terrain chahutées (fort dénivelé, nombreux virages, viaduc...) et une végétation particulièrement dense. De ce fait, établir un système de communication performant dans cet environnement est un véritable challenge qui pourrait être retranscrit partout en France.

Nous allons maintenant définir les spécifications qui doivent être obtenues par l'antenne train pour aboutir à un système performant et rentable dans le cadre de ces 2 applications.

I.2.2. Antenne train : définition du cahier des charges

I.2.2.1. Considérations liés aux deux zones de couverture

Etant donné que les deux applications Limoges - Guéret et Brive – Tulle présentent des topologies de terrain différentes, les zones de couvertures dictées par le positionnement des stations de base ne sont pas identiques.

Des études menées par le laboratoire XLIM et par les partenaires du consortium ont permis de disposer ces stations de base suivant des critères de rentabilité et de topologie de terrain (présence de végétation, altitude, viaduc, etc...). En fonction des caractéristiques de l'antenne station de base, le déploiement a été ajusté de manière à obtenir les performances les plus satisfaisantes avec un nombre limité de cellules. La disposition des stations de base est représentée sur la Figure I.7 pour la liaison Limoges-Guéret et sur la Figure I.8 pour la liaison Brive-Tulle. En ce qui concerne la première liaison, l'étude de couverture a indiqué qu'un nombre de 7 stations devait être obtenu pour obtenir un système performant et rentable. Etant donné que la distance entre Guéret et Limoges est de 60 km, l'antenne train doit permettre une portée de 8.5 km en considérant les caractéristiques de PIRE de la station de base. Ces dernières qui seront positionnées en bordure de la voie ferrée induit une très faible épaisseur de végétation à traverser par les ondes.

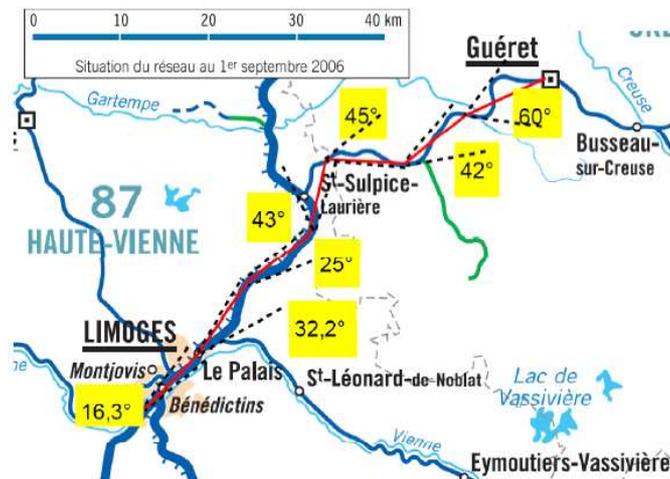


Figure I.7 : Disposition et angle d'ouverture des stations de base entre Limoges-Guéret

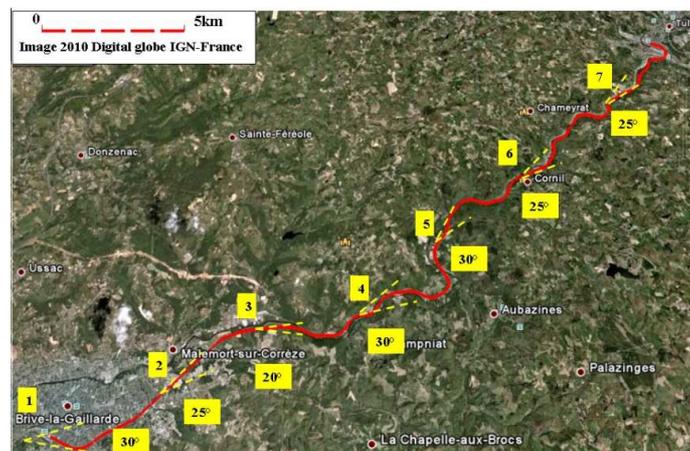


Figure I.8 : Disposition et angle d'ouverture des stations de bas entre Brive-Tulle

L'étude de couverture de la deuxième application a conduit à un nombre de 7 stations de base sur la liaison Brive-Tulle. Bien que la distance entre ces 2 villes soit plus courte (35 Km), le nombre de cellules est identique car le dénivelé du terrain est beaucoup plus important. De ce fait, l'antenne train doit satisfaire une portée plus faible de 5 km en considérant les caractéristiques de PIRE de la station de base. La voie ferrée se situe dans la vallée de la Corrèze (100 m) qui est bordée par des « montagnes » pouvant s'élever à 500 mètres. Ce dénivelé important impose de positionner les antennes de station de base à une certaine altitude pour obtenir une meilleure zone de visée. Ce déploiement induit un passage des ondes à travers les arbres bordant la voie ferrée qu'il faudra considérer lors du calcul du gain de l'antenne train.

Pour les 2 applications, nous pouvons remarquer que les lignes de chemin de fer ne sont pas rectilignes. Il n'y a donc pas qu'une seule direction de rayonnement à considérer pour les antennes. L'ouverture angulaire s'étend de 60° pour la première application alors qu'elle est de 30° pour la deuxième liaison comme cela est visible sur les Figure I.7 et Figure I.8. Du côté de la station de base, une antenne à large ouverture angulaire dans le plan horizontal avait été conçue. Cette structure dite antenne BIE sectorielle [14] qui est donnée sur la Figure I.9 possède un diagramme de rayonnement avec des angles d'ouverture très différents dans les deux plans (Figure I.10). En effet, pour satisfaire les contraintes de gain important (>20 dB) qui maximise la portée, une ouverture large dans le plan horizontal implique une très faible ouverture dans le plan vertical. Conformément à la théorie des ouvertures rayonnantes équivalentes qui régit les antennes BIE, cette forme de diagramme conduit à une structure très haute verticalement (environ 2 mètres). Cet encombrement n'est pas préjudiciable puisque l'antenne station de base sera située sur des pylônes verticaux disposés en pleine nature le long de la voie ferrée. En ce qui concerne l'antenne train qui fait l'objet de mes travaux de thèse, il n'est pas concevable d'utiliser une antenne sectorielle de très grande hauteur pour des problèmes d'intégration sur le toit. De ce fait, dans le cadre de la première application, un plateau tournant mécanique sera utilisé pour orienter le faisceau de l'antenne train vers les différentes stations de base. Quant à la deuxième application, une antenne multifaisceaux sera développée. Ce changement provient d'une part, du désistement dans la 2^{ème} partie du projet du partenaire chargé de la mécanique et d'autre part, d'une recherche d'amélioration des performances antennaires. Après avoir vu les considérations liées aux zones de couverture, nous allons maintenant définir le cahier des charges de l'antenne train pour les 2 applications.

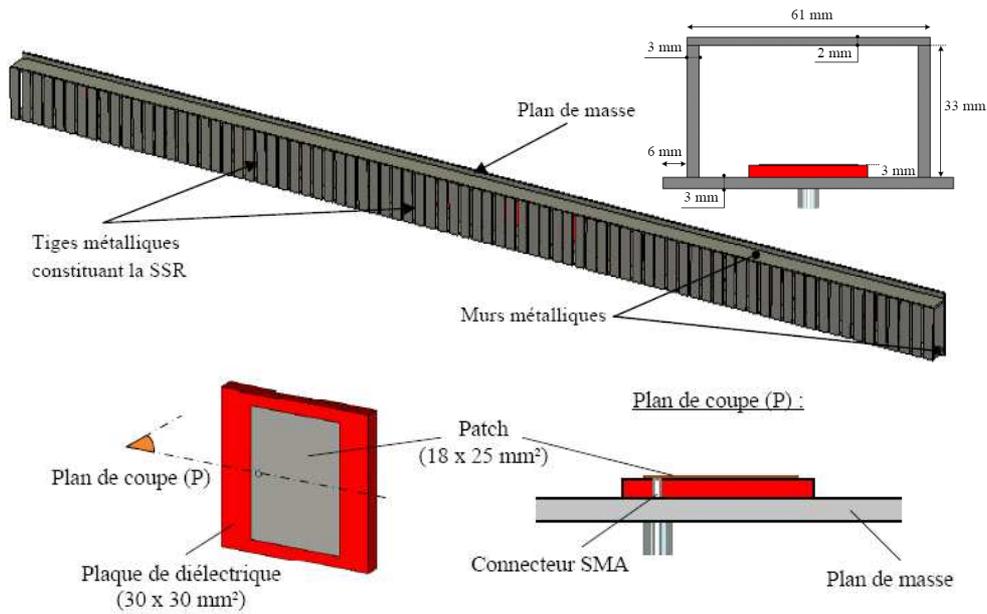


Figure I.9 : Antenne BIE sectorielle

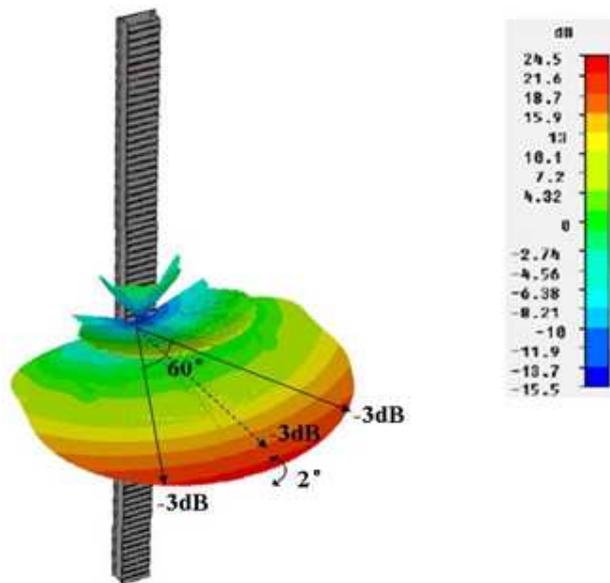


Figure I.10 : Diagramme de rayonnement de l'antenne SB 3D

I.2.2.2. Définition du cahier des charges des deux antennes train

I.2.2.2.a Encombrement et polarisation

Pour les deux applications, les antennes à concevoir sont destinées à être positionnées sur le toit d'un TER limousin (Figure I.11). Cet environnement implique plusieurs contraintes qui sont de nature géométrique, électromagnétique et mécanique. Tout d'abord, cette localisation

induit une dimension d'environ un mètre suivant la largeur du wagon et surtout une **hauteur très faible** inférieure à 10 cm pour des contraintes évidentes d'aérodynamisme.



Figure I.11 : Positionnement de l'antenne train

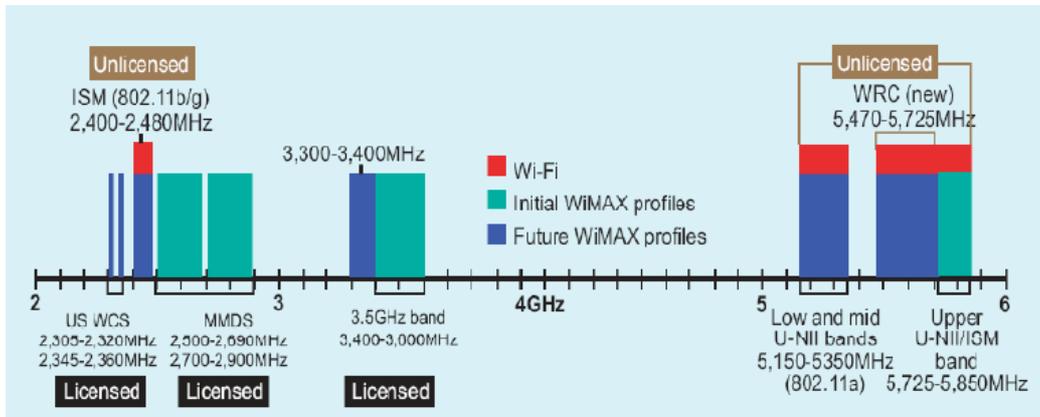
Quant à la troisième dimension qui est orientée suivant la longueur des rames, la latitude est plus importante mais nous nous sommes fixés une dimension d'environ 1 mètre pour faciliter l'intégration de l'antenne. Le positionnement sur le toit d'un train implique également une **antenne rigide** qui résiste aux vibrations importantes. Finalement, l'antenne sera posée directement sur le toit du train, qui se comporte comme un plan de masse. Ce court circuit électrique interdit un champ horizontal. De ce fait, la polarisation de l'antenne doit être verticale pour respecter les conditions aux limites.

I.2.2.2.b Bande de Fréquence

Comme cela est expliqué dans le paragraphe I.1.3, la communication entre les antennes stations de base et celle du train s'opère suivant le protocole WIMAX mobile. D'après l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), la Figure I.12 montre les spectres de fréquence alloués aux accès sans fil (ou BWA pour Broadband Wireless Access). Le spectre BWA comporte des bandes avec licence qui appartiennent à des fournisseurs et des bandes sans licences qui sont libres pour n'importe quelle application expérimentale [15].

Concernant le WIMAX mobile, les deux bandes à accès libre en Europe sont de 2.4 GHz–2, 48 GHz et de 5.47–5.725 GHz. Le choix s'est opéré en obtenant le meilleur compromis pertes d'affaiblissement /dimensions de l'antenne et en se basant sur le matériel disponible. La bande basse induit une atténuation dans l'air moindre (décroissance du champ en λ/r , végétation, pluie) mais conduit à un gain d'antenne moins important puisque les

dimensions en terme de longueur d'onde sont diminuées. De ce fait, cette compensation induit un bilan de liaison quasiment identique pour les 2 bandes de fréquences.



Terminologies :

ISM : Industrial, Scientific and Medical band

UNII : Unlicensed National Information Infrastructure band

WCS : Wireless Communications Service

MMDS : Multi-channel Multipoint Distribution Service

Figure I.12 : Spectre de fréquence avec et sans licence pour le BWA

La bande haute **5.47 GHz - 5.725 GHz** a été privilégiée car une équipe du consortium a choisi d'utiliser la station Proxim Wireless pour la liaison Wimax mobile (Figure I.13). En effet, cette dernière qui fonctionne la bande précédemment citée, gère le handover et le doppler (160 km/h) indispensables à notre application.



Figure I.13 : Appareil fonctionnant à 5 GHz fourni par Proxim Wireless

I.2.2.2.c Gain des antennes train

Etant donné que les deux applications engendrent des zones de couverture différentes (paragraphe I.2.1.1), nous avons déterminé à l'aide de la formule de Friss (I-1), le gain de l'antenne train pour chacun des deux cas.

$$P_r = P_e G_e G_r \times \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \eta \quad \text{I-1}$$

Avec P_r et P_e : Puissance en réception et en émission

G_r et G_e : Gain en réception et en émission

λ : Longueur d'onde dans le vide

R : Distance entre l'émetteur et le récepteur

η : atténuation dû à la pluie, à la végétation...

Pour déterminer le gain de l'antenne train G_r , nous allons considérer que cette dernière est en réception puisque la *PIRE* et le seuil de réception S_r sont des grandeurs déterminables (I-2). Cette équation a été exprimée en dB dans la formule (I-3).

$$G_r = \frac{S_r}{P_{ire} \times \eta} \times \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad \text{I-2}$$

$$G_r|_{dB} = S_r|_{dB} - P_{ire}|_{dB} - \eta_{pluie} \times R - \eta_{vegetation} \times d + 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad \text{I-3}$$

c1) PIRE

Conformément à la Décision n° 05-1080 de l'ARCEP en date du 13 décembre 2005 [16], l'utilisation des installations d'accès sans fil incluant des réseaux locaux radioélectriques dans la bande de fréquences 5470 MHz – 5725 MHz est limitée à une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) maximale de 1W soit **0dB** à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments.

c2) Sensibilité de réception S_r

Pour assurer une bonne communication, la valeur du rapport porteuse/bruit minimale (C/N_{min}) nécessaire à l'entrée du récepteur numérique est déterminé par une combinaison de trois paramètres : le type de modulation (QPSK, 16-QAM ou 64-QAM), le rendement de code et le mode de réception (qui se traduit en type de canal de transmission : Rice pour le mode de réception fixe et Rayleigh pour le mode de réception portable). Cette valeur de C/N_{min} se traduit par un niveau de champ minimal nécessaire au niveau de l'antenne de réception.

Le Tableau I-1 présente quelques valeurs de la sensibilité de réception du module WiMAX fourni par Proxim Wireless en fonction de la modulation utilisée à la réception [17].

Modulation	Coding rate	Burst rate [Mbit/s]	Received signal threshold [dBm]
64-QAM	3/4	54	-66
64-QAM	2/3	48	-70
16-QAM	3/4	36	-75
16-QAM	1/2	24	-80
QPSK	3/4	18	-81
QPSK	1/2	12	-83
BPSK	1/2	6	-85

Tableau I-1 : Sensibilité de réception versus modulation

Pour obtenir un débit de 18 Mbit/s qui est la valeur requise par le cahier des charges et en adoptant un peu de marge, nous nous sommes placé en modulation 16-QAM(1/2). Cette dernière correspond à un seuil de réception de -80 dBm soit **-110 dB**.

c3) Atténuation due à la pluie

En se basant sur des résultats expérimentaux, Boithias dans [18] a donné des formules approchées de l'atténuation due à l'oxygène et à la vapeur d'eau. La Figure I.14 fournit les affaiblissements dus à ces divers agents d'atténuation atmosphériques entre 10 et 350 GHz. En Limousin, sachant que le niveau de pluie est souvent élevé, nous avons pris le cas d'un taux de pluie de 100 mm/h. Par extrapolation de la courbe à 5 GHz, **l'atténuation de la pluie est donc de 1 dB/km soit 0,001/m.**

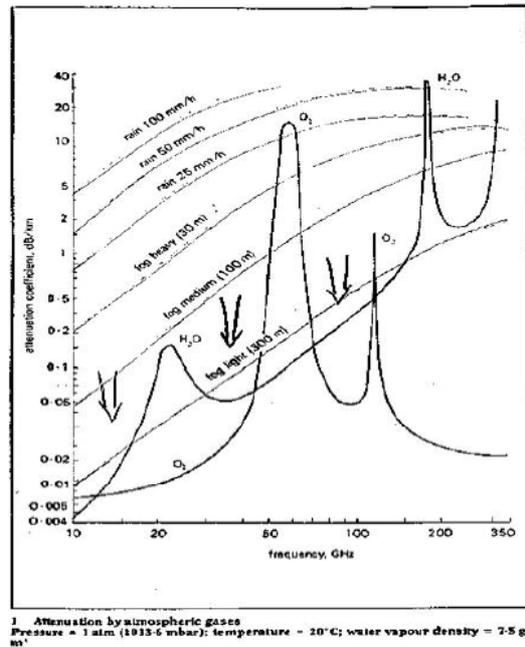


Figure I.14 : Atténuation atmosphérique

c4) Atténuation due à la végétation

Les effets de la végétation sur les systèmes de communication ont été le sujet d'études considérables ces dernières années. Le rapport de Weissberger [19] est un résumé de mesures effectuées depuis 1982 sur les atténuations causées par une traversée de végétation. Toutefois, devant la variété de ces résultats d'une mesure expérimentale a été menée par la société Cisteme, partenaire du projet THDT [20]. Le dispositif est représenté sur la Figure I.15 et les résultats obtenus sont donnés sur la Figure I.16. Cette expérience menée dans une zone moyennement boisée a conduit à une atténuation de **0.88 dB par mètre de végétation**.

c5) Gain de l'antenne train pour les 2 applications

Dans le cadre de la première application Limoges-Guéret qui a été détaillée dans le paragraphe I.2.1.1, l'antenne train doit autoriser une portée de 8.5km en sachant que la pire est de 0 dB et que le seuil de réception est de - 110 dB. Les pertes dues à la végétation ont été négligées car la disposition des stations de base en bordure de voie permet d'avoir un affaiblissement très limité. En considérant le cas très défavorable d'une pluie continue sur l'ensemble de la liaison qui engendre une atténuation de -0.001 dB/m, l'équation I-3 indique un gain nécessaire de 24.5 dB à 5.6 GHz. De ce fait, nous avons estimé qu'un **gain de 23 dB** serait suffisant pour cette application.



Figure I.15 : Mesure de l'atténuation par la végétation

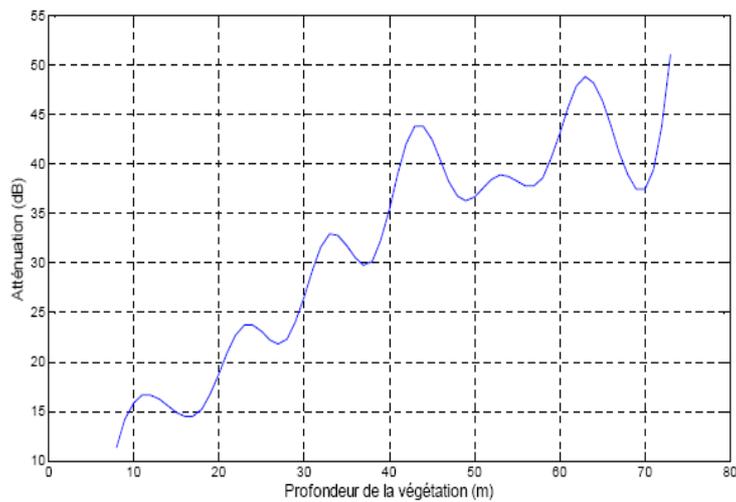


Figure I.16 : Résultat de l'atténuation causée par la végétation

Pour la seconde ligne entre Brive et Tulle, l'antenne train doit autoriser une liaison moins importante de 5 km. Cependant, les études de couverture menées au sein du consortium ont indiqué qu'il y aurait une épaisseur de végétation à traverser à cause de la position élevée des stations de base (au dessus des arbres). Nous avons considéré une épaisseur d de 5 mètres avec une atténuation de -0.9 dB/m. La pire, le seuil de réception et la pluie sur l'ensemble de la liaison sont inchangés. Avec ces considérations et en utilisant (I-3), nous obtenons un gain de 21 dB. Etant donné la considération de conditions très pénalisantes, nous avons estimé qu'un **gain de 20 dB** serait suffisant.

I.2.2.2.d Diagrammes de rayonnement

Pour les 2 lignes ferroviaires données Figure I.7 et Figure I.8, nous pouvons remarquer que le parcours n'est pas rectiligne. De ce fait, il ne faut pas considérer uniquement une direction de rayonnement mais une ouverture angulaire de rayonnement. Dans le cas de la première application, celle-ci est de 60° pour la cellule pire cas. Dans le cas de la 2^{ème} ligne ferroviaire, la valeur se limite à 30° pour la cellule pire cas. Comme cela est expliqué dans le paragraphe II.2.a, ces conditions de rayonnement sont obtenues au niveau des stations de base par des antennes BIE sectorielles qui ont une large ouverture angulaire dans le plan horizontal. Toutefois, cette topologie d'antenne n'est pas utilisable sur le train à cause d'une hauteur beaucoup trop importante.

Pour la première application, un plateau tournant mécanique va être utilisé de manière à orienter le faisceau émis par l'antenne train vers les stations de base. Les valeurs extrêmes de rotation seront de plus ou moins 30° conformément aux zones de couverture de la Figure I.8. Etant donné que le maximum du diagramme de rayonnement sera toujours dirigé vers la station de base, il n'y a pas de contraintes sur l'ouverture angulaire du diagramme dans le plan horizontal. Toutefois, il est préférable d'aboutir à un faisceau directif qui favorise le gain et les effets collatéraux. Dans le plan vertical, il faut considérer la variation d'altitude du train lors de son déplacement. Cependant, les voies ferrées sont construites de manière à avoir une faible variation de ce paramètre. A titre d'exemple, à une distance de 8.5 km, 2° d'ouverture induit une hauteur de 300 mètres qui est une valeur bien supérieure à la variation d'altitude d'une voie ferrée. Par conséquent, un diagramme directif est également souhaité dans le plan vertical (mais avec une ouverture angulaire minimum de 2°) pour optimiser le gain et réduire les effets collatéraux.

Pour la deuxième application, nous nous sommes affranchi du plateau tournant pour trois raisons. Tout d'abord, la société responsable de ce dispositif mécanique s'est désistée dans la 2^{ème} partie du projet THDT. Puis, l'ouverture angulaire à satisfaire est moins draconienne avec une valeur de 30° pour la cellule pire cas. Enfin, développer une structure fort gain avec une large ouverture dans le plan horizontal est un challenge intéressant qui justifie des travaux de recherche. Etant donné qu'il n'est pas envisageable d'utiliser une antenne à large ouverture angulaire dans le plan horizontal pour satisfaire conjointement le gain et la faible hauteur,

nous sommes orienté vers un système multifaisceaux qui peuvent être obtenus par une structure unique à pointage électronique ou par des sous antennes orientés différemment reliés à un système de commutation (Figure I.17).

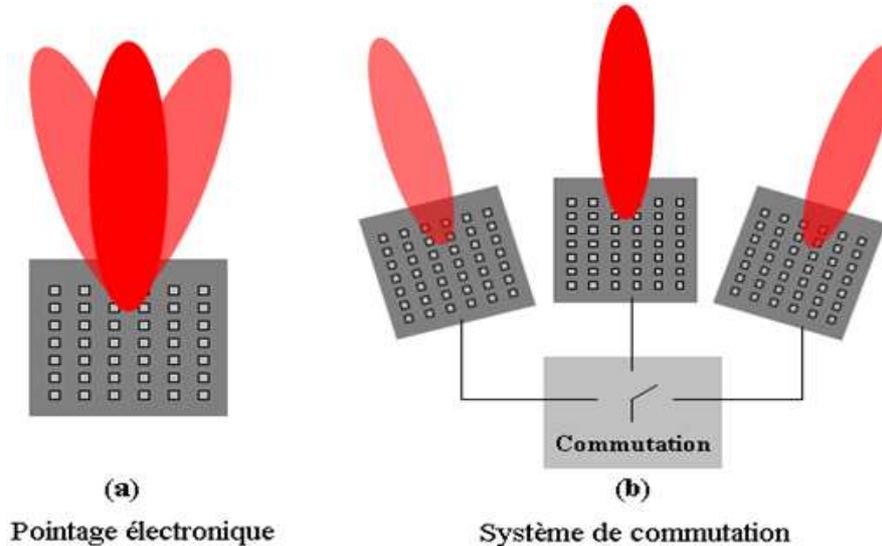


Figure I.17 : Antenne multifaisceaux

L'objectif est de satisfaire un secteur angulaire de 30° dans le plan horizontal avec uniquement 3 faisceaux pour garder une complexité raisonnable. De ce fait, l'ouverture d'un faisceau élémentaire dans le plan horizontal doit être de 10° et le gain doit être au minimum de 20 dB sur cette plage angulaire de $\pm 5^\circ$ pour respecter l'étude du bilan de liaison donnée dans le paragraphe I.2.2.2.c5. Dans le plan vertical, un diagramme directif est également souhaité (mais avec une ouverture angulaire minimum de 2° pour les problèmes de variation d'altitude du train) pour optimiser le gain et réduire les effets collatéraux.

I.2.2.2.e Bilan de cahier des charges

Notre objectif est de concevoir deux antennes intégrables sur le toit du train qui satisfassent les contraintes des deux applications Limoges-Guéret et Brive-Tulle. En se basant sur les études précédentes, nous avons abouti aux cahiers des charges donnés dans le Tableau I-2. Nous allons maintenant effectuer un état de l'art des antennes pour identifier la structure la plus adaptée aux applications.

	<u>Antenne pour l'application 1 :</u> antenne directive sur plateau tournant	<u>Antenne pour l'application 2 :</u> antenne directive multifaisceaux
Bande de fréquence	5,47-5,725 GHz	5,47-5,725GHz
Polarisation	Verticale	Verticale
Adaptation	Inférieure à -10dB	Inférieure à -10dB
Diagramme de rayonnement et gain	Lobe directif avec un gain dans l'axe > 23 dB	3 faisceaux directifs d'ouverture angulaire de 10° dans le plan horizontal ; Gain sur l'ouverture > 20 dB
Contraintes d'environnement	Fonctionnement sur plan de masse et rigidité	Fonctionnement sur plan de masse et rigidité
Dimensions	1m×1m×0.1m	1m×1m×0.1m

Tableau I-2 : Cahier des charges des antennes pour deux applications

I.3. Etat de l'art, topologie de l'antenne choisie

I.3.1. Etat de l'art

A la vue des cahiers des charges mentionnés dans le Tableau I-2, nous devons concevoir des antennes rigides, fort gain, de faible hauteur qui fonctionnent sur un plan de masse en polarisation verticale et qui émettent des lobes directifs à l'horizon. Parmi les structures directives, nous nous sommes tout d'abord intéressé aux antennes à ouverture rayonnante équivalente.

I.3.1.1. Les antennes à ouvertures rayonnantes équivalentes

Les antennes à ouvertures rayonnantes équivalentes sont des structures dont la directivité est fonction de la surface et de la distribution de champs qui émerge de l'antenne. Par conséquent, le gain G d'une telle antenne est donné par l'équation (I-4). Avec ce type d'antennes, un faisceau normale à l'ouverture, qui est d'autant plus directif que les dimensions transverses sont importantes est classiquement obtenu.

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \eta \quad \text{I-4}$$

Avec S : surface de la distribution de champs en sortie d'antenne

λ : Longueur d'onde dans le vide

η : rendement de surface fonction de la répartition de champ

Une surface rectangulaire conduit à un diagramme de rayonnement avec des ouvertures angulaires différentes dans les deux plans principaux. Parmi les antennes à ouverture rayonnante équivalente, nous pouvons citer les antennes focalisantes (lentille ou parabole), les cornets, les antennes à résonateur.

I.3.1.1.a Les antennes focalisantes

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placée en son foyer en une onde plane émergeant de l'antenne permettant ainsi d'avoir un gain maximal pour une envergure donnée. Deux types de système sont particulièrement utilisés : la lentille [21] et le réflecteur parabolique (Figure I.18) [22].



Figure I.18 : Antenne lentille et antenne parabolique

Dans le cas de la lentille, la focalisation s'effectue en transmission alors que dans le cas d'un réflecteur parabolique celle-ci est effectuée en réflexion. L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis (suivant le focaliseur choisi) émergent parallèlement à l'axe de l'antenne en ayant parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite

donc une ouverture équivalente équiphase qui a une surface égale aux dimensions du focaliseur. Les systèmes focalisants permettent d'obtenir des diagrammes de rayonnement très directifs avec de faibles lobes secondaires mais leur encombrement volumique 3D est très important.

I.3.1.1.b Les cornets

L'antenne cornet (Figure I.19) est une transition progressive entre un guide d'onde et l'air. L'évasement qui favorise l'adaptation conduit à une ouverture rayonnante de grandes dimensions permettant un gain important [23]. Une multitude de cornets ont été conçus telle que les cornets rigdés pour optimiser la bande, les cornets corrugués pour réduire les lobes secondaires, symétriser les diagrammes et réduire la longueur [24], les cornets de Potter pour réduire l'excursion du centre de phase, les cornets à pièges etc...[25]. Mais le dénominateur commun à toutes ces structures est que le gain est fonction de la surface du cornet et que le lobe rayonné est normal à l'ouverture. Toutefois, l'antenne cornet nécessite une longueur importante de manière à avoir une transition douce qui favorise l'adaptation et une répartition en phase peu variante sur l'ouverture.



Figure I.19 : Antenne cornet

I.3.1.1.c Les antennes à résonateurs

Ces antennes comportent un plan métallique, une source d'excitation qui est souvent un patch et un matériau à fuite qui peut être un matériau BIE dans le cas des antennes BIE (Figure I.20) [26], ou une surface partiellement réfléchissante dans le cas des antennes Fabry Perot [27] ou des antennes PRS [28]. Le fonctionnement de ces structures repose sur le principe d'un résonateur à fuite qui est localisé entre le plan de masse et le matériau à fuite. En effet, la sélectivité du résonateur qui est fonction des caractéristiques de la paroi supérieure

conduit à un filtrage spatial et fréquentiel des champs qui se traduit par une distribution de champ importante sur la surface de l'antenne. Les antennes à résonateurs sont caractérisées par un gain important, une hauteur réduite et une faible bande passante (quelques %).

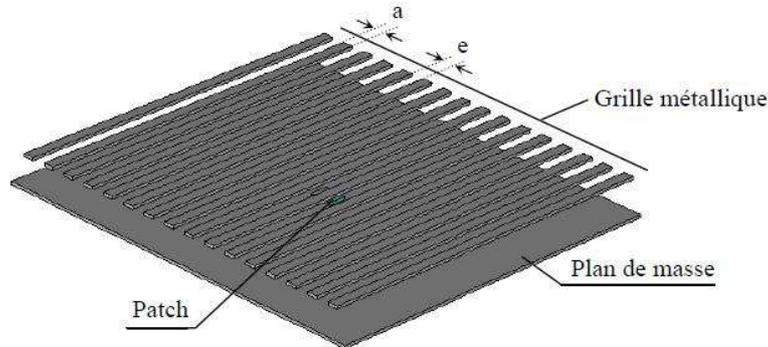


Figure I.20 : Antenne BIE

I.3.1.1.d Bilan sur les antennes à ouvertures rayonnantes

Dans le cadre de notre application où nous cherchons à obtenir un faisceau directif à l'horizon, il serait nécessaire de placer la surface rayonnante à la normale du toit du train. Cette disposition serait très préjudiciable en termes de hauteur à moins de réduire considérablement une des dimensions de la surface pour aboutir à des antennes sectorielles comme cela est montré sur la Figure I.21.

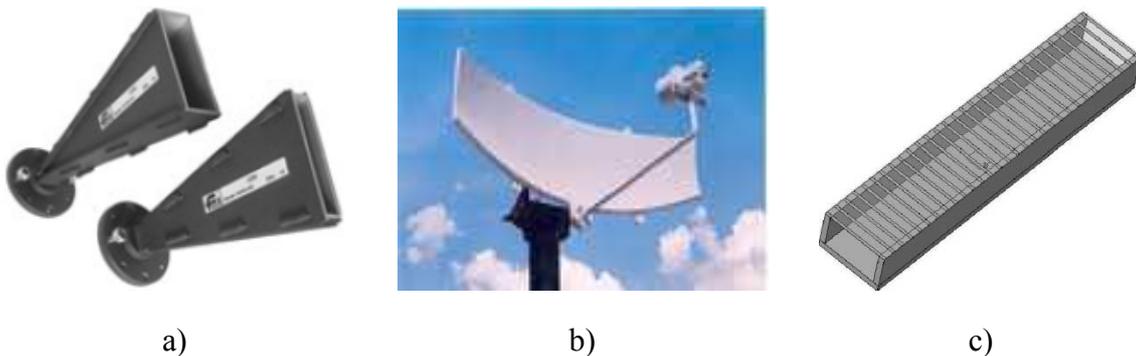


Figure I.21 : antennes sectorielles de type cornet a) antenne à réflecteur b) antenne BIE c)

Ces antennes sectorielles conduiraient à un diagramme de rayonnement très ouvert angulairement dans le plan vertical qui n'est souhaité par l'application. De plus, la largeur de l'antenne ainsi que sa profondeur seraient très importantes afin de satisfaire les gains

souhaités. Finalement, ces dispositifs n'intègrent pas de plan de masse qui est absolument nécessaire du fait de la présence du toit du train.

1.3.1.2. Réseau d'éléments imprimés ou fentes

Un réseau est constitué d'une multitude d'antennes alimentées qui sont réparties suivant une ou deux dimensions. Ces antennes peuvent être des éléments imprimés de type patch [29], des fentes [30], ou même éventuellement des cornets (Figure I.22).

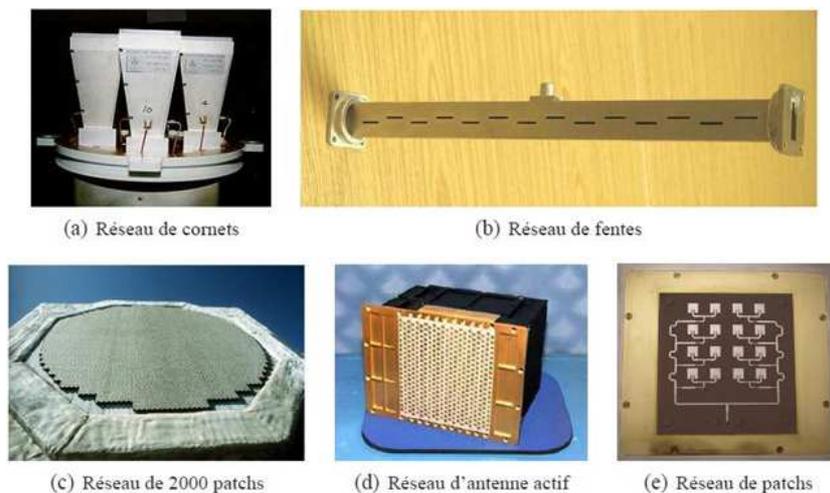


Figure I.22 : Différentes exemples d'antennes directives

Le champ rayonné par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs rayonnés par chacun des éléments. L'intérêt majeur des antennes réseaux est la possibilité de créer un faisceau de rayonnement directif modulable et orientable suivant certaines directions en fonction de la loi d'alimentation, du nombre d'éléments et de l'arrangement géométrique. Un système de distribution (Figure I.22) qui peut être série ou parallèle permet de fournir aux différents éléments du réseau les pondérations nécessaires qui sont fonctions du diagramme de rayonnement souhaité. Ce type de réseau permet d'obtenir un lobe directif dont la direction coïncide avec la normale de la surface de répartition des éléments (un dépointage relativement faible peut être obtenu dans le cas des réseaux phasés). De ce fait, il conviendrait, pour obtenir un faisceau à l'horizon comme souhaité par nos applications, de positionner le réseau perpendiculairement au toit du train comme représenté sur la Figure I.22.d. Pour satisfaire les contraintes de hauteur, seul un réseau linéaire est envisageable (Figure I.22.b), mais ce dernier conduirait aux mêmes contraintes que celles des antennes à ouverture rayonnantes sectorielles.

1.3.1.3. Antennes à éléments court circuités de type Yagi

L'antenne Yagi ou antenne Yagi-Uda (du nom de ses inventeurs Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda) est une antenne à éléments parasites mécaniquement simple à réaliser. Elle est très utilisée en télévision terrestre et par les radioamateurs. Elle fut inventée peu avant la Seconde Guerre mondiale et utilisée pour les premiers radars. Une antenne Yagi peut être assimilée à une antenne réseau dont les éléments seraient alimentés par induction mutuelle. Si les espacements et les longueurs des brins sont optimisés, le diagramme de rayonnement et le gain est celui d'un réseau. Une antenne Yagi est formée par un élément alimenté (un simple dipôle ou un « trombone ») [31] et un ou plusieurs éléments non alimentés (Figure I.23).

Ces éléments reçoivent le nom injuste d'éléments « parasites ». Le courant électrique qui circule dans l'élément alimenté provoque un rayonnement électromagnétique qui induit des courants sur les autres éléments. Finalement, le courant qui circule dans chaque élément est le résultat de l'interaction entre tous les éléments.

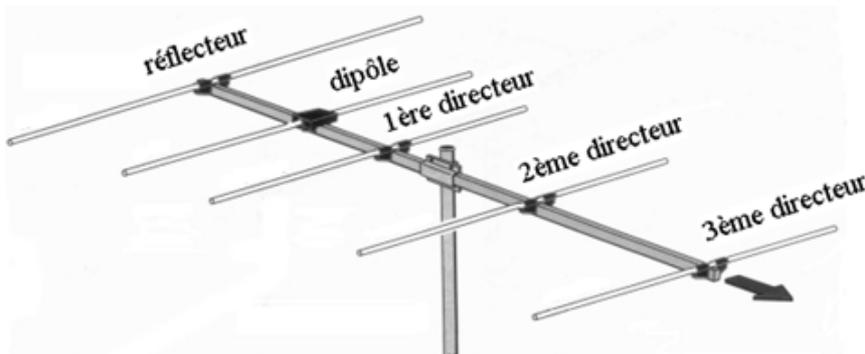


Figure I.23 : Antenne Yagi-Uda

Ce courant dépend de la position et des dimensions des éléments. Le champ électromagnétique rayonné par l'antenne dans une direction donnée sera la somme des champs rayonnés par chacun des éléments.

Les éléments non alimentés placés devant l'élément excité s'appellent des directeurs car ils renforcent le champ dans le sens de leur disposition « soit à l'avant ». Les éléments situés à l'arrière de l'élément excité qui limitent le rayonnement arrière et qui renforcent le champ vers l'avant s'appellent des « réflecteurs ». Un seul réflecteur et plusieurs directeurs sont généralement ajoutés. Leur position et leur longueur sont optimisées de sorte que la phase des courants résultants permettent un champ rayonné minimal vers l'arrière et maximal vers l'avant. La forme la plus connue de l'antenne Yagi est l'antenne râteau de forme volumique

[32] (Figure I.24.a). Pour augmenter les performances, l'élément réflecteur peut être remplacé par des grilles métalliques orientées à 60° (Figure I.24.b). Pour réduire l'encombrement, des structures Yagi surfaciques à base de dipôles imprimés ont été étudiés (Figure I.24.c) [33].

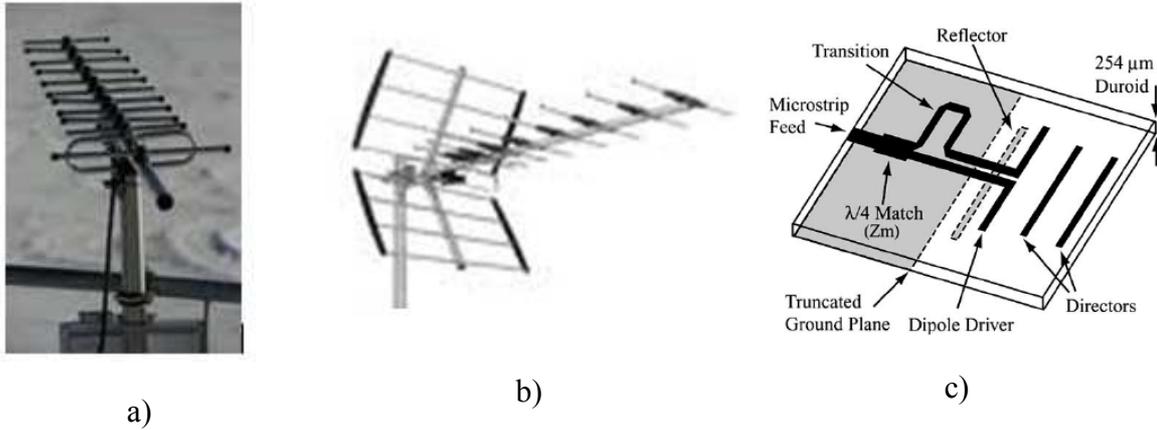


Figure I.24 : Antenne Yagi a) classique b) à réflecteurs grille c) surfacique

Un dérivé de l'antenne Yagi est l'antenne log périodique qui permet d'avoir des bandes plus conséquentes (Figure I.25) au prix d'un gain plus faible.



Figure I.25 : Antenne log périodique

Une antenne log-périodique est une antenne dont l'impédance et le diagramme de rayonnement sont répétitifs selon une loi logarithmique en fonction de la fréquence [34]. Pour obtenir cette propriété, les dimensions doivent être homothétiques le long de la direction de

rayonnement principal. Le réseau de dipôles log périodique est la plus courante, et appelée souvent simplement « log-périodique » en télécommunications.

En plusieurs aspects, l'antenne Yagi et ses dérivés sont intéressantes pour notre application puisqu'elles sont de hauteur très raisonnables (mis à part si des grilles réflecteurs sont utilisées) et qu'elles rayonnent un lobe directif à l'horizon (colinéaire au plan d'alignement des éléments) sur une bande de quelques %. Toutefois, il est extrêmement difficile d'obtenir un gain supérieur à 20 dB avec ce type de dispositif. Finalement, cette antenne à base de dipôles ne permet pas un fonctionnement sur un plan de masse. En effet, des dipôles positionnés parallèlement à ce dernier conduiraient à une annulation du champ horizontal à cause des conditions aux limites. Une solution serait d'utiliser une surface périodique nommée Artificial Magnetic Conductor [35] qui permettent d'obtenir un plan magnétique artificielle (Figure I.26). Cependant, il n'est pas concevable de tapisser la totalité du toit du train avec ce type de structure. Disposer les dipôles perpendiculairement au plan de masse n'est pas envisageable d'un point de vue électromagnétique (rupture du phénomène dipolaire équilibré) mais un dérivé qui consiste à utiliser des monopoles serait une solution intéressante.

De cette idée, nous avons effectué une recherche bibliographique sur les associations de monopoles ou de ses dérivés, alimentés tel un réseau, ou court-circuités telle une antenne Yagi qui permettrait d'obtenir un faisceau directif à l'horizon.

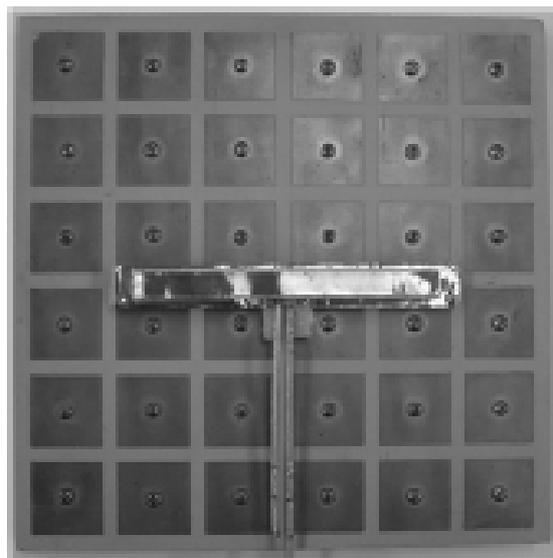


Figure I.26 : Antenne Yagi sur un plan AMC

1.3.1.4. Structures directives à base de monopoles et de ses dérivés

1.3.1.4.a Antennes à rayonnement monopolaire

Une antenne monopole est constituée d'un brin de longueur $\lambda/4$ alimenté qui est disposé au dessus d'un plan de masse. Il constitue un dérivé du dipôle puisque la répartition de champs sur ce dernier présente une image électrique sur le mode fondamental en $\lambda/2$. La première résonance quart d'onde sur le brin conduit à un rayonnement dans un demi espace qui est omnidirectionnel en azimut avec un trou dans la direction colinéaire au monopole. Pour réduire la hauteur, le monopole peut être replié [36] ou un toit capacitif peut être utilisé de manière à obtenir un monopole chargé plus compacte (Figure I.27) [37]. Un autre type de structure à rayonnement monopolaire consiste en un toit court-circuité au plan de masse et une sonde d'alimentation. Nous parlerons d'antennes PIFA si la longueur du court circuit additionnée à celle du toit correspond à un quart de la longueur d'onde [38].

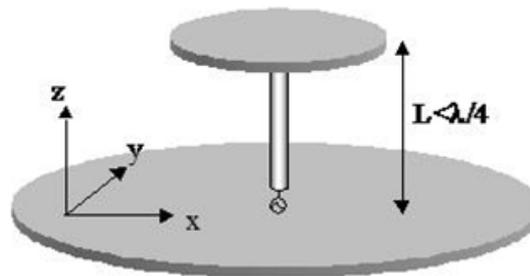


Figure I.27 : Antenne monopole chargée

Si le toit est de forme et de taille quelconque avec un ou plusieurs fils de retour à la masse, l'appellation « fil-plaque » est utilisée dans la littérature. Il s'agit d'une résonance électrique de type selfique (fil de masse) et capacitive (entre le toit et le plan de masse) qui induit un mode basse fréquence. La structure d'une antenne fil-plaque monopolaire [39] est similaire à celle d'une antenne plaquée, à la différence qu'elle possède un ou plusieurs fils de court-circuit connectés entre le plan de masse inférieur et le toit supérieur (Figure I.27). Nous aboutissons à une structure rigide, de très faible hauteur qui possède un rayonnement monopolaire induit par la forte densité de courant sur les fils de masse à la fréquence de résonance du mode selfique – capacitif.

Nous allons maintenant détailler des techniques qui permettent d'augmenter le gain à l'horizon d'une antenne monopole.

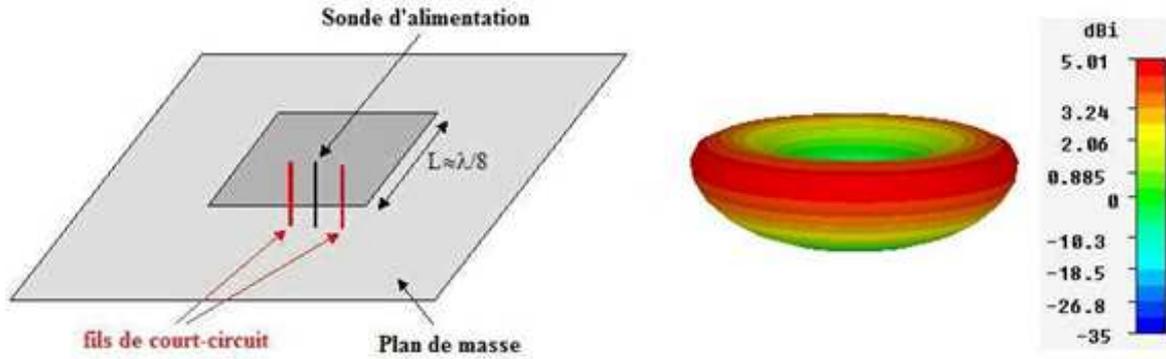


Figure I.28 : Antenne fil-plaque et son diagramme de rayonnement

I.3.1.4.b Structures directives

Pour augmenter le gain à l'horizon d'une antenne monopolaire, plusieurs techniques issues de la littérature sont utilisées. La première consiste à mettre en réseau plusieurs éléments pour sommer en phase les diagrammes dans une direction souhaitée de l'horizon et ainsi augmenter le gain. La Figure I.29 illustre un réseau linéaire de 4 monopoles avec un espacement inférieur à la demi-longueur d'onde [40]. Le gain maximum est de 8dB dans le plan horizontal quand tous les éléments sont excités.

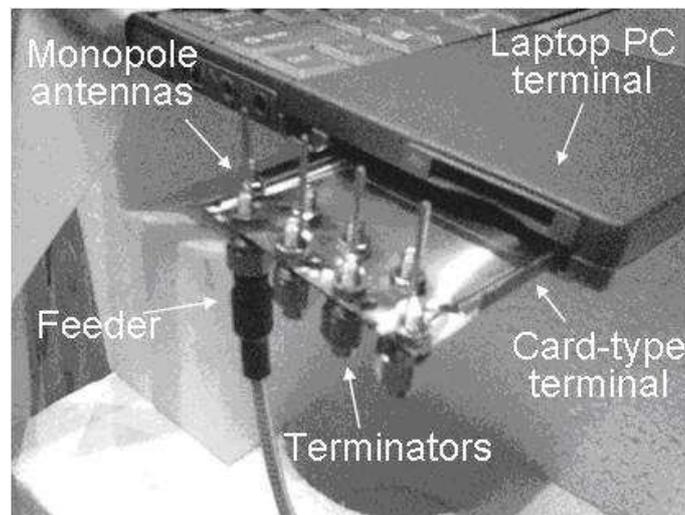


Figure I.29 : Réseau d'antennes monopoles sur plan de masse limité

Une seconde technique directement inspirée des antennes Yagi, est d'adjoindre à un monopole (ou ses dérivés) excité, des éléments court-circuités pour favoriser une direction de rayonnement. Une antenne constituée de monopoles qui a été conçue à 100 GHz avec 8.2 dB de gain [41] est représentée sur la Figure I.30.

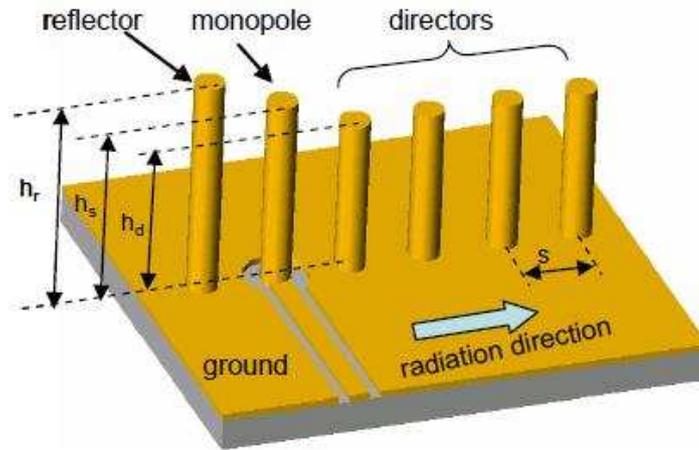


Figure I.30 : Antenne Yagi monopole

Pour réduire la hauteur, des monopoles chargés peuvent être utilisées. La Figure I.31 illustre un système à cinq éléments avec une excitation par guide d'ondes coplanaire [41]. Bien que le concept soit séduisant, les gains obtenus avec ce type de structure sont très insuffisants pour nos applications.



Figure I.31 : Réseau de monopoles chargés alimentés par CPW

Afin d'augmenter le gain dans une certaine direction de l'horizon, un réflecteur plan peut être utilisé pour interdire le rayonnement arrière et ainsi favoriser la directivité dans la direction souhaitée. La Figure I.32 montre un monopole fonctionnant à 2GHz positionné à proximité d'un réflecteur qui possède une hauteur de $\lambda/2$ et une largeur de $\lambda/4$ [43]. Cette structure permet d'augmenter le gain maximal jusqu'à une valeur de 10,8 dB.

Pour obtenir des gains plus conséquents, un réflecteur parabolique avec un monopole placé au foyer peuvent être utilisés. De manière à avoir bonne compacité, le système qui est

dénoté antenne pill box [44], est refermé suivant la hauteur par deux plaques métalliques parallèles (Figure I.33).

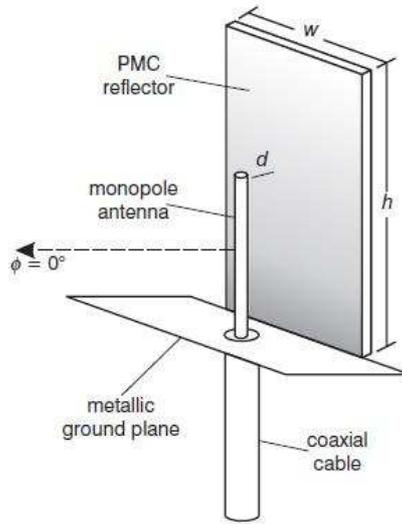


Figure I.32 : Antenne monopole avec réflecteur PMC

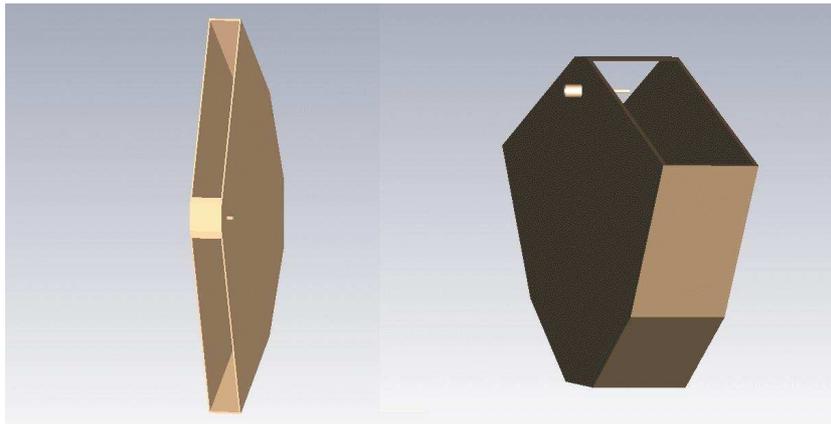


Figure I.33 : Antenne Pillbox

La forme parabolique du réflecteur permet de rediriger en phase et dans la direction axiale avant, l'ensemble du rayonnement « arrière » du monopole et ceci quelque soit l'angle. Finalement, nous aboutissons à une antenne à ouverture rayonnante équiphase dont le gain est fonction des dimensions de l'ouverture. La structure donnée sur la Figure I.33 permet d'avoir une gain de 14.1 dB avec une hauteur proche de $\lambda/2$ et une largeur d'environ 5λ . Pour obtenir des valeurs supérieures à 20 dB comme spécifié par le cahier des charges, il serait nécessaire de multiplier par au moins quatre la dimension latérale de la structure !

Sur le même principe d'interdire des directions de rayonnement pour augmenter le gain, un monopole peut être inséré au sein d'une structure à Bande Interdite Electromagnétique qui

agit comme un filtre spatial et fréquentiel. Le dispositif illustré sur la Figure I.34 permet d'obtenir un gain proche 20 dB [45] mais la hauteur de plusieurs λ est très importante.

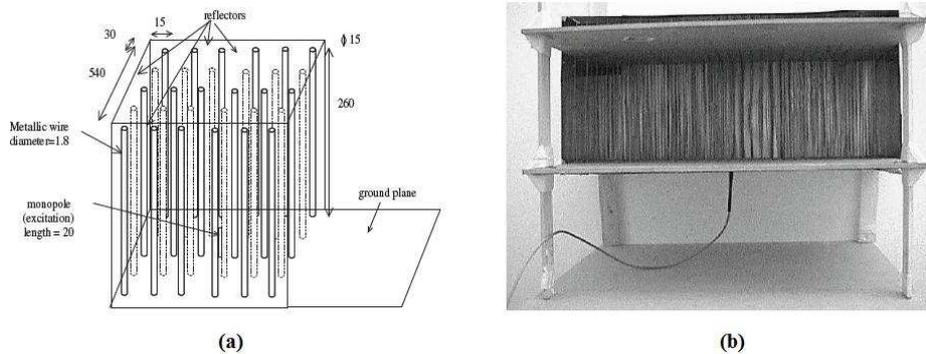


Figure I.34 : Géométrie de l'antenne BIE avec réflecteurs (a) Photographie de l'antenne BIE fabriquée (b)

Une troisième technique est de combiner les deux procédés précédents en utilisant d'une part, un réflecteur pour interdire des directions de rayonnement « arrières » non souhaitées et d'autre part des éléments court-circuités qui agissent comme des directeurs. Nous pouvons voir sur la Figure I.35, une structure à 12 secteurs qui permet de générer 12 faisceaux directifs dans 12 directions de l'horizon avec un gain maximal de 18 dB à 19 GHz [46]. Chaque secteur est composé d'un réflecteur à 3 parois inclinées, d'un monopole excité et de neuf monopoles court-circuités. Bien que le gain de cette structure soit convenable, il reste bien inférieur à la spécification de 23 dB requise et la bande passante est très faible.

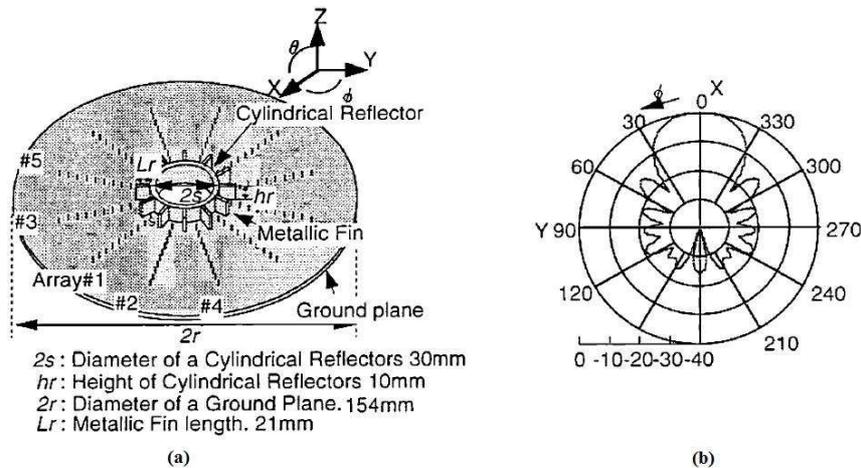


Figure I.35 : Antenne Yagi multi-secteur a) Diagramme de rayonnement d'un secteur alimenté sur plan horizontal b)

1.3.1.5. Résumé et bilan

Dans cette partie, nous avons présenté quelques structures issues de la littérature et nous avons montré leurs inconvénients et leurs avantages dans le cadre de notre application. En ce qui concerne les antennes à ouvertures rayonnantes équivalentes qui peuvent être des antennes à réflecteur, des lentilles, des cornets ou même des antennes à résonateur, l'inconvénient majeur est leur encombrement transverse important (et dans une moindre mesure leur encombrement longitudinal pour les cornets ou les structures focalisantes) pour aboutir à un faisceau directif qui est normal à la surface rayonnante. Avec ce type de structure, il faudrait que l'ouverture de grandes dimensions soit orthogonale au toit du train mais cette disposition n'est pas envisageable pour nos applications. Réduire une des dimensions pour être compatible avec la hauteur autorisée conduirait à un diagramme peu directif dans le plan vertical et donc un gain trop faible. Pour les réseaux de fentes ou de patchs qui présente un lobe de rayonnement normal au plan d'alignement des éléments, la problématique est identique.

Les antennes Yagi et ses dérivées à base de dipôles permettent d'obtenir un faisceau directif à l'horizon tout en ayant une hauteur réduite car les éléments court-circuités qui augmentent le gain sont alignés suivant la direction de rayonnement. Toutefois, il est très difficile avec ces structures d'obtenir un gain supérieur à 20 dB et elles ne sont pas prévues pour fonctionner sur un plan de masse.

La dernière famille analysée concerne les structures à base de monopole qui autorisent, une faible hauteur, un fonctionnement sur plan de masse et un lobe directif à l'horizon. Cependant, dans la littérature, aucun dispositif, que ce soit un réseau de monopoles, une yagi à monopoles, un monopole en présence de matériau BIE ou d'un réflecteur ne permet d'obtenir un lobe à l'horizon avec un gain supérieur à 23 dB. Toutefois, l'antenne pill box qui incorporent un réflecteur parabolique ou la Yagi à base de monopoles en présence d'un réflecteur à parois inclinés sont des structures intéressantes dont nous nous sommes inspirés pour nos travaux de recherche.

A l'issu de ces études, nous nous sommes orientés, pour satisfaire le cahier des charges du projet THDT, vers des associations d'antennes fil plaque suivant deux dimensions (de type réseau, de type Yagi ou combiné) en présence d'un réflecteur. En effet l'antenne fil plaque

permet d'obtenir un rayonnement quasi identique à celui d'un monopole tout en ayant un encombrement plus faible et une rigidité plus importante.

I.4. Démarches des études

Dans le cadre du projet THDT qui consiste à fournir du très haut débit par voie hertzienne terrestre sur deux lignes ferroviaires limousines, mes travaux s'articulent autour de la liaison WIMAX mobile et concerne la conception des antennes sur le train. Pour les deux applications, l'aérien doit fonctionner sur un plan de masse, être compact, être robuste et doit rayonner dans une direction de l'horizon un lobe directif fort gain. Pour la première application, l'antenne sera placée sur un plateau tournant alors que pour la seconde application un système multifaisceaux qui engendrent quelques différences au niveau du gain et de l'ouverture angulaire des lobes devra être conçu. En se basant sur les travaux issus de la littérature, nous avons étudié des associations d'antennes fil-plaque en présence d'un réflecteur pour satisfaire les exigences des deux applications. La démarche des travaux a été la suivante :

- ✓ Dans le **second chapitre**, la géométrie et le principe de fonctionnement de l'antenne fil plaque vont être détaillés. L'influence des différents paramètres constituant cette antenne vont être caractérisés. En se basant sur ces analyses, nous concevrons **l'antenne fil plaque élémentaire** la plus adaptée à notre projet. Finalement, nous mènerons des études avec **différents types de réflecteur** afin d'augmenter la directivité de l'antenne fil plaque dans une direction de l'horizon.
- ✓ Après les études sur plan de masse infini du second chapitre, nous caractériserons l'influence **d'un plan de masse fini** sur les performances de l'antenne. En effet, celui – ci influence très fortement le rayonnement d'une antenne qui émet à l'horizon et donc vers les arêtes du plan de masse. Par conséquent, des études rigoureuses sur les phénomènes de **diffraction** seront proposées dans ce 3^{ème} chapitre. Ces analyses seront accompagnées de simulations électromagnétiques qui permettront la validation.
- ✓ Le quatrième chapitre est consacré à **la réalisation du dispositif dédié à la première application** de notre projet. En intégrant les études sur le réflecteur du

second chapitre et sur les effets d'un plan de masse fini du troisième chapitre, nous concevons une structure qui comprend une multitude d'antennes fil plaques en présence d'un réflecteur. L'intégration de ces multiples éléments qui permettent la montée en gain sera détaillée. Par conséquent, nous présenterons d'une part un **réseau d'antennes fil plaque sur plan de masse fini en présence d'un réflecteur** et d'autre part une structure plus exotique qui est un **réseau de Yagi composés d'antennes fil plaque**.

- ✓ Le cinquième chapitre est consacré à **la réalisation du dispositif dédié à la deuxième application** de notre projet qui concerne la voir ferrée Brive-Tulle. Nous détaillerons la géométrie et le fonctionnement de l'**antenne multifaisceaux à base d'antennes fil plaque** qui a été conçue.

**CHAPITRE II ETUDES DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE
ELEMENTAIRE EN PRESENCE D'UN REFLECTEUR**

II.1. Introduction

L'antenne fil-plaque monopolaire peut être considérée comme un monopôle particulier chargé par un toit capacitif court-circuité [47]. Le faible encombrement et le type de rayonnement offerts par cette structure permettent d'envisager son utilisation dans différents systèmes de communications. Pour ces raisons, les propriétés de cette antenne ont déjà été largement étudiées et exploitées pour les télécommunications mobiles.

Dans le cadre du projet THDT où deux dispositifs compacts qui rayonnent un lobe directif à l'horizon doivent être conçus, nous allons étudier des associations d'antennes fil-plaques (alimentées ou court circuitées) en présence d'un réflecteur. L'objet de ce chapitre est donc d'étudier l'antenne fil plaque qui sera l'élément de base de nos dispositifs et d'analyser différents types de réflecteurs.

Tout d'abord, nous allons décrire l'antenne fil-plaque en expliquant son principe de fonctionnement [48]. Puis, nous effectuerons une étude paramétrique afin de déterminer l'influence des différentes grandeurs sur les performances antennaires (fréquence de résonance, facteur de qualité, et rayonnement en champs lointain...). Dans une troisième partie, nous détaillerons l'antenne fil plaque qui est la plus adaptée au projet THDT. Finalement, nous effectuerons des études sur la mise en place de différents types réflecteurs pour essayer d'augmenter la directivité dans une direction de l'horizon.

II.2. Généralités sur l'antenne fil-plaque

II.2.1. Présentation

L'antenne fil-plaque qui est illustrée sur la Figure II.1 comporte un élément métallique relié au plan de masse par un ou plusieurs « fils » de retour et un élément d'excitation. De nombreuses formes sont envisageables pour l'élément métallique supérieur (ou toit capacitif) d'une antenne fil-plaque. Les formes les plus usuelles sont le carré, le rectangle et le disque mais des formes plus complexes, telles que le triangle, le pentagone ou l'anneau peuvent être utilisées. En fait, le facteur important est uniquement la capacité générée entre ce toit formé et le plan de masse.

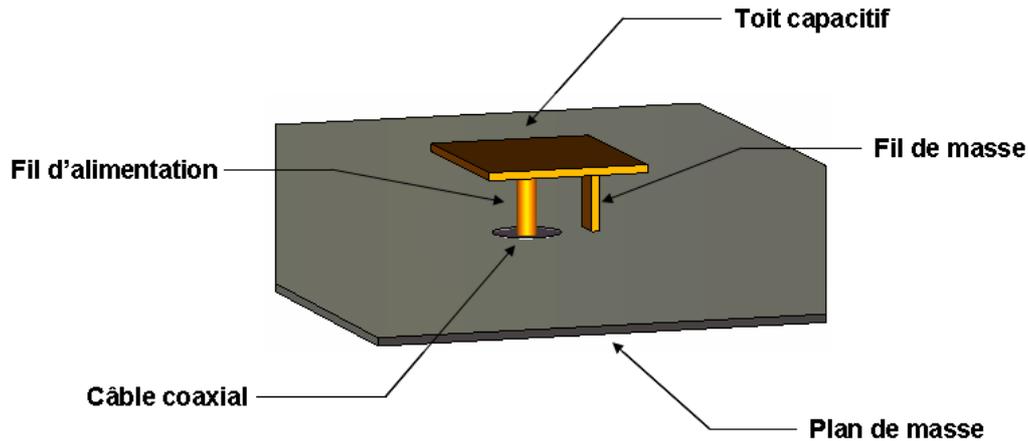


Figure II.1 : Structure d'une antenne fil-plaque monopolaire

Un autre élément primordial de l'antenne est le fil métallique selfique qui relie le toit capacitif au plan de masse. Celui-ci est plus communément appelé fil de retour à la masse ou fil de court-circuit. Finalement, un élément d'excitation qui permet l'alimentation de l'antenne est connectée au toit de l'antenne. Dans la majorité des cas, l'âme centrale d'un coaxial (câble ou connecteur situé sous le plan de masse) est connecté au toit par son dessous. Toutefois, cette liaison peut s'opérer par le coté avec un câble flottant ou avec une ligne microruban.

L'antenne fil plaque peut donc s'apparenter géométriquement à une antenne patch court-circuitée qui a été largement étudiée dans la littérature. En effet un retour à la masse placé à un endroit bien spécifique peut permettre d'éliminer certains modes non désirés [49]; de contrôler l'impédance d'entrée, décaler la fréquence de fonctionnement, de modifier la polarisation du champ rayonné [50]; de permettre une fuite des charges localisées sur le toit, ou de créer une antenne bi-fréquence [51].

L'antenne fil plaque peut également s'apparenter aux antennes P.I.F.A [52] [53] qui comportent une sonde d'alimentation et un élément métallique court-circuité permettant une résonance $\lambda/4$. Un fonctionnement multifréquences peut être obtenu avec ce type de structure en modifiant le brin quart d'onde [54].

Après cette présentation générale de l'antenne fil plaque, nous allons détailler plus précisément son fonctionnement et son comportement électromagnétique.

II.2.2. Fonctionnement d'une antenne fil-plaque

II.2.2.1. Principe

Comme cela est détaillé dans [55], le principe de fonctionnement d'une antenne fil plaque repose sur une résonance électrique de type selfique-capacitive. En effet, le fil de masse induit une inductance qui, ajouté à la capacité existante entre le toit et le plan de masse produit une résonance parallèle. Cette dernière apparaît pour une fréquence qui est inférieure à celle du mode fondamental du patch. A cette fréquence, une forte densité de courant est localisée sur le fil de masse qui induit un rayonnement de type monopolaire. Les avantages d'utiliser une antenne fil plaque en lieu et place d'un monopole sont évidents puisque qu'il est possible d'obtenir le même rayonnement avec une structure moins haute (de l'ordre de $\lambda/10$) et plus rigide (grâce à la présence du fil de masse). Le prix à payer est un encombrement transversal plus important.

Un circuit électrique équivalent de l'antenne fil plaque (Figure II.2) a été proposé au voisinage de la fréquence de résonance selfique-capacitive dans [56].

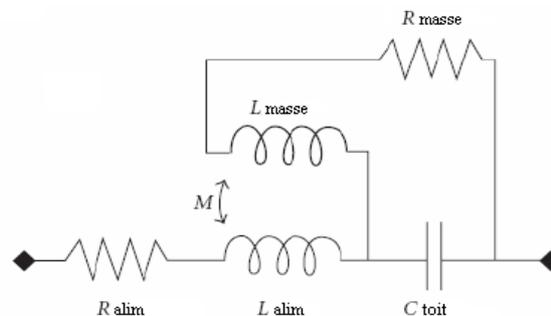


Figure II.2 : Circuit équivalent de l'antenne fil-plaque

La présence d'un fil de masse sous le toit de l'antenne peut se modéliser par la mise en parallèle de l'inductance liée au fil de masse (L_{masse}) et de la capacité produite entre le toit et le plan de masse (C_{toit}). Des pertes ont été introduites par l'intermédiaire de résistances pour rendre finie l'amplitude de la résonance LC et pour représenter les pertes par rayonnement liées au fil de masse (R_{masse}) et à la sonde d'alimentation (R_{alim}). La proximité des deux fils est considérée en introduisant une mutuelle inductance (M) qui traduit les interactions. La fréquence de résonance parallèle ou fréquence de fonctionnement de l'antenne fil plaque peut donc être approximée par l'équation (II-1) en négligeant les effets du fil d'alimentation.

$$F_{\text{parallèle}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{masse}} C_{\text{toit}}}} \quad \text{II-1}$$

A noter que sans la présence du fil de masse, il existe une résonance série produite par la capacité de l'antenne (C_{toit}) et l'inductance liée à la sonde d'alimentation L_{alim} existe. De ce fait, dans une antenne plaquée, une résonance électrique série apparaît à une fréquence plus basse que le mode fondamental électromagnétique. Ce circuit équivalent est un modèle performant même si quelques paramètres physiques secondaires ont été négligés ou omis dans un souci de simplicité.

II.2.2.2. Validation avec un cas simple

Pour illustrer le principe de fonctionnement donné dans le paragraphe précédent, nous avons étudié un cas simple qui est représenté sur la Figure II.3.

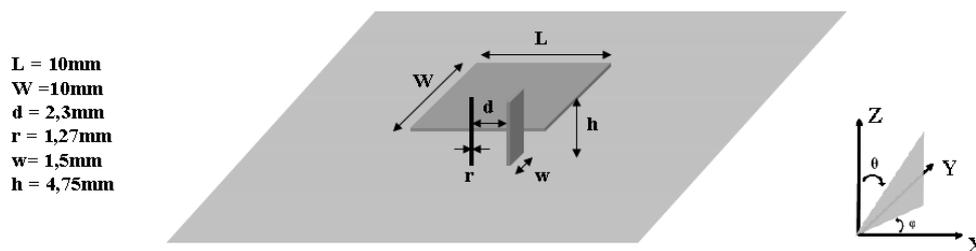


Figure II.3 : Géométrie et dimensions de l'antenne étudiée

L'antenne est constituée d'un toit de forme carré de 10mm de côté qui est situé à une hauteur de 4,75mm au-dessus d'un plan de masse infini. Le fil de retour à la masse placé au centre du toit est dans notre cas une plaque métallique rectangulaire qui est large de 1,5mm et épaisse de 0,5mm. L'alimentation est réalisée par l'âme centrale d'un connecteur SMA placé à 2,3 mm du ruban de retour à la masse.

Pour cette étude, nous avons effectué des simulations avec et sans retour à la masse pour une meilleure explication du fonctionnement de l'antenne fil plaque. La Figure II.4 illustre l'effet induit par le retour à la masse sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

Sans le retour à la masse, nous pouvons observer une résonance électrique série à 4 GHz et la résonance électromagnétique du mode fondamental de l'antenne plaquée à 14,5 GHz (Figure II.4.a). Cette observation est conforme au modèle du circuit équivalent (Figure II.2)

qui indique une résonance LC produite par le fil d'alimentation et le toit. L'introduction du retour à la masse n'a pas modifié la fréquence du mode fondamental électromagnétique qui est toujours à 14 GHz. Par contre, conformément au principe de fonctionnement de l'antenne fil plaque, une résonance parallèle apparaît à 4 GHz (Figure II.4.b) qui provient d'un effet selfique - capacitif entre le retour à la masse (L) et le toit (C). A cette fréquence, les dimensions de l'antenne sont particulièrement petites en termes de longueurs d'onde puisque les dimensions latérales du toit sont de $\lambda_0/5$ et la hauteur est de $\lambda_0/10$.

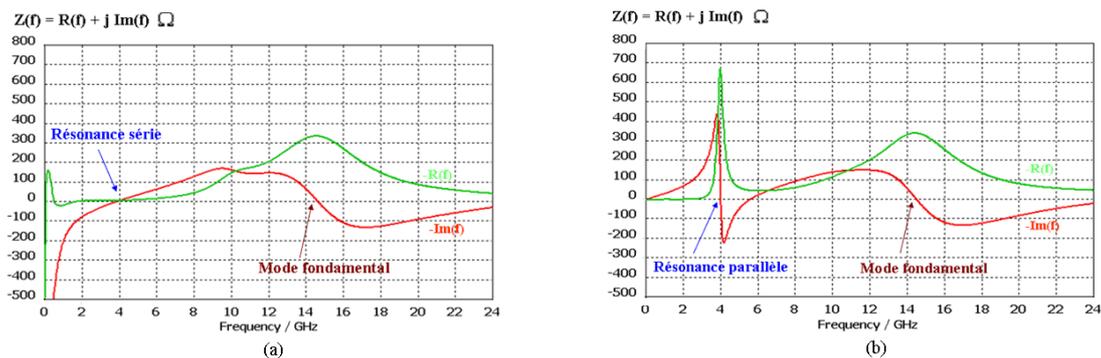


Figure II.4 : Impédance d'entrée de l'antenne sans fil de masse (a) et avec fil de masse (b)

Des relevés cartographiques de l'antenne avec et sans retour de masse ont été effectués à la fréquence de 4 GHz qui correspond dans le cas de l'antenne fil plaque à la résonance parallèle de fonctionnement. De l'étude complète qui est donnée en Annexe I, nous ne proposons dans ce chapitre que les résultats les plus marquants. Seuls sont indiqués à 4 GHz sur la Figure II.5, les modules des champs E_z , H_x , H_y dans un plan horizontal situés sous le toit de l'antenne avec et sans retour de masse. D'après les cartographies de champ E_z , nous pouvons remarquer qu'avec ou sans ruban de retour, il existe une forte concentration de champ sous le toit traduisant un effet capacitif. Par contre, nous pouvons remarquer le déficit de champ créé par le ruban de masse qui permet l'évacuation des charges depuis le toit vers le plan de masse.

D'après les cartographies de champ H , nous pouvons observer la concentration des champs magnétiques orthoradiaux au niveau des fils, et notamment sur le fil de masse lorsque celui-ci est présent. Ceci témoigne du courant important circulant sur le retour de masse qui se traduit d'un point de vue électrique par un effet selfique. Ce dernier avec la capacité générée entre le toit et plan de masse sont à l'origine de la résonance parallèle permettant le fonctionnement de l'antenne fil plaque.

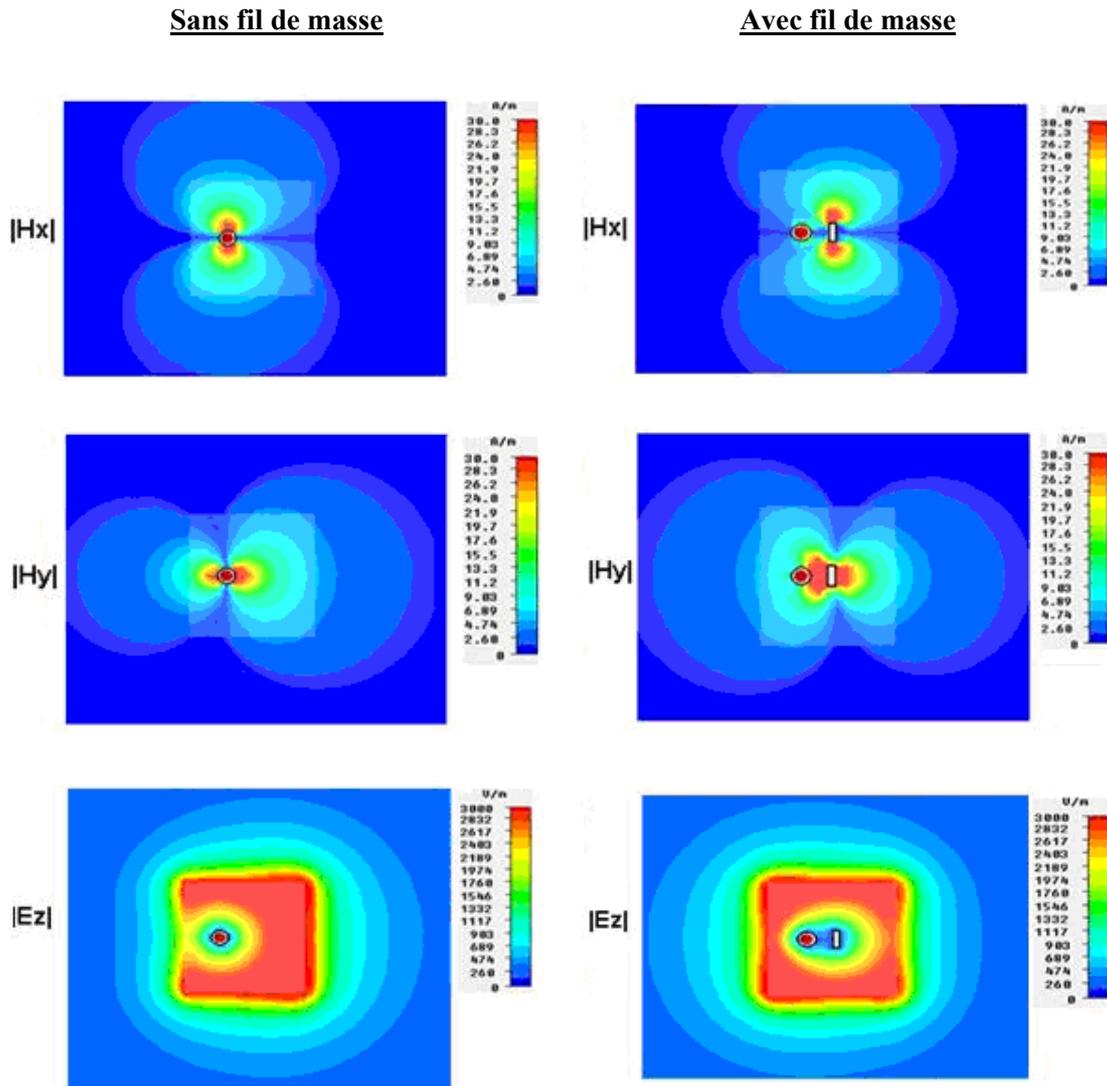


Figure II.5 : Module des champs E et H dans un plan horizontal sous le toit à 4 GHz

Ce fort courant sur le ruban de masse induit à l'image des monopoles un diagramme omnidirectionnel dans le plan azimutal (ou horizontal) et une absence de rayonnement dans la direction colinéaire au ruban de masse (Figure II.6 et Figure II.7). Les champs localisés sur les arêtes du toit E_x et E_y ne participent pas au rayonnement car ils sont en opposition de phase de part et d'autre des arêtes (Annexe I). Globalement, l'onde rayonnée à l'infini par l'antenne est constituée des composantes de champs E_θ et H_ϕ , lesquelles sont maxima à l'horizon et nulles dans l'axe de l'antenne. Le rayonnement est donc identique à celui d'un monopôle, à polarisation rectiligne et à symétrie de révolution. Le gain maximum obtenu à l'horizon est rigoureusement identique à celui obtenu par un monopôle quart d'onde placé sur un plan de masse infini ($G_{\max} = 5$ dB à $\theta = 90^\circ$).

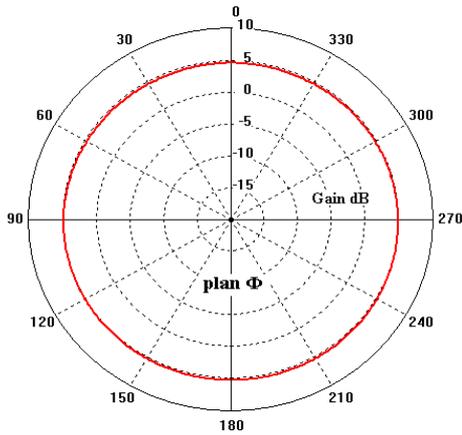


Figure II.6 : Gain intrinsèque dans le plan horizontal

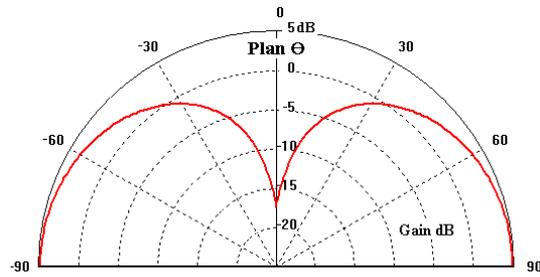


Figure II.7 : Gain intrinsèque dans le plan vertical

II.3. Antenne fil-plaque pour le projet THDT

L'influence des différents paramètres géométriques sur les caractéristiques de l'antenne fil plaque (la fréquence de résonance, l'amplitude de la partie réelle de l'impédance, le coefficient de qualité...) va être tout d'abord analysée dans l'objectif d'établir une antenne fil-plaque performante satisfaisant les contraintes du projet THDT.

II.3.1. Etude des paramètres de l'antenne fil-plaque

Les différentes grandeurs caractéristiques qui ont été paramétrés sont données sur la Figure II.8 alors que les valeurs de l'antenne de référence sont indiquées à gauche du dessin. Pour cette étude, les simulations ont été effectuées sur plan de masse infini puisque le chapitre 3 sera dédié à la diffraction et à l'influence du plan de masse.

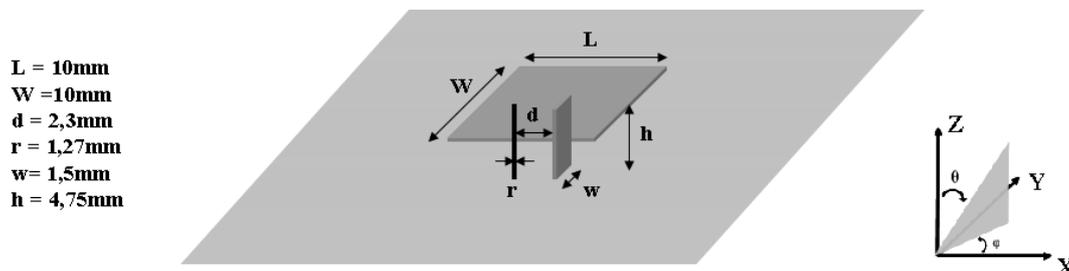
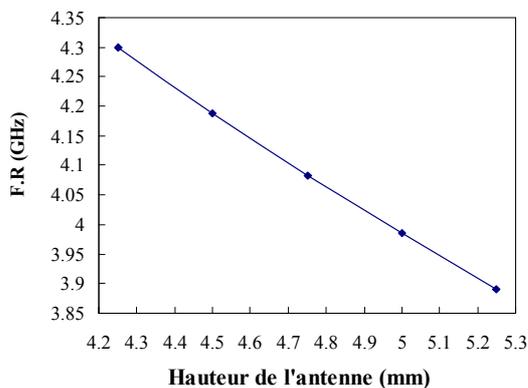


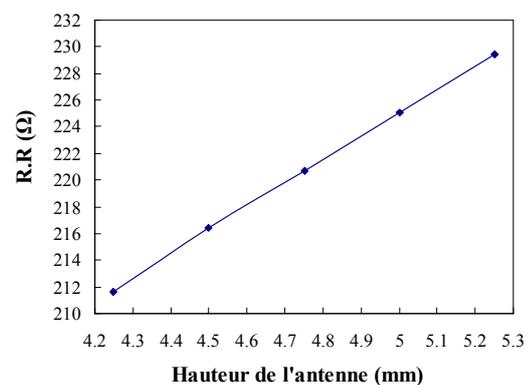
Figure II.8 : Paramètres de l'antenne fil-plaque

II.3.1.1. Influence de la hauteur h

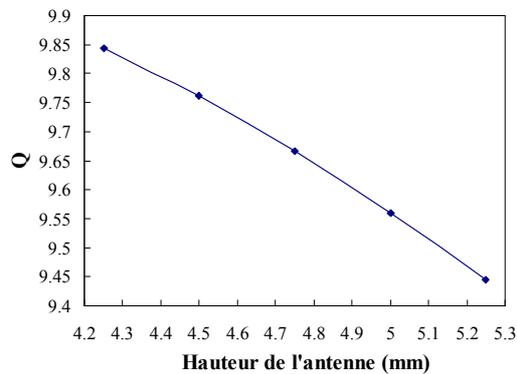
L'augmentation de la hauteur a pour effet de diminuer de façon significative la fréquence de résonance et le facteur de qualité, alors que la partie réelle de l'impédance d'entrée n'augmente que très faiblement.



(a) Influence sur la fréquence de résonance



(b) Influence sur la partie réel de l'impédance



(c) Influence sur le facteur de qualité

Figure II.9 : Variations de la hauteur de l'antenne

Le changement de la hauteur modifie les paramètres électriques liés à la hauteur du ruban (inductance et résistance de rayonnement) et liés à la position du toit de l'antenne (capacité). D'après les formules approchées de la self (II-2) et de la capacité (II-3), une augmentation de la hauteur h conduit linéairement à un effet selfique plus important et à une capacité plus faible. Ce qui devrait conduire à une fréquence de résonance constante en fonction de h alors que nos simulations indiquent une variation décroissante. Nous expliquons ce phénomène par le fait que l'élément primordial d'une antenne fil plaque est le ruban de masse où est localisé une forte concentration de courant. Par conséquent, le paramètre prépondérant est la self

plutôt que la capacité qui est engendrée par des lignes de champ minoritaires entre le toit et le plan de masse.

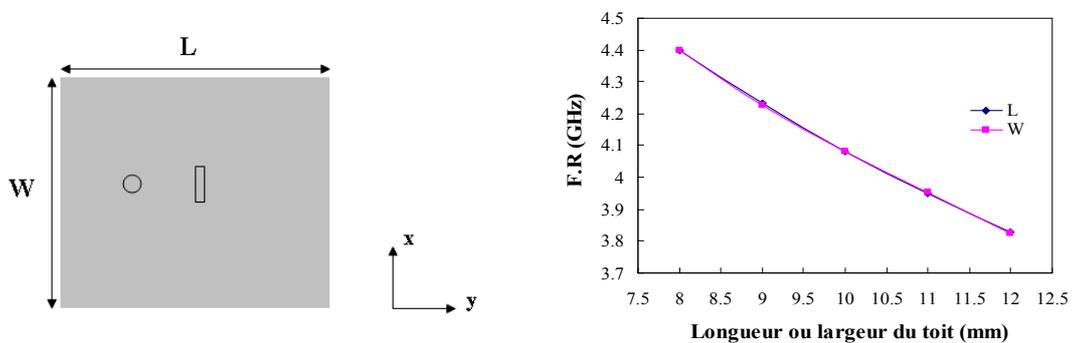
$$L = \mu \times h \quad \text{II-2}$$

$$C = \varepsilon \times \frac{S}{h} \quad \text{II-3}$$

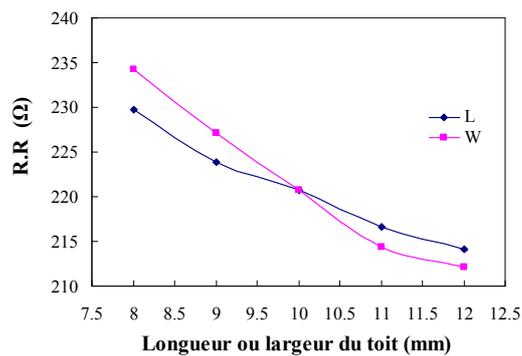
L'augmentation de la hauteur permet également une plus grande répartition du courant sur le ruban de masse qui induit une surtension moindre et donc une bande passante accrue.

II.3.1.2. Influence du toit de l'antenne

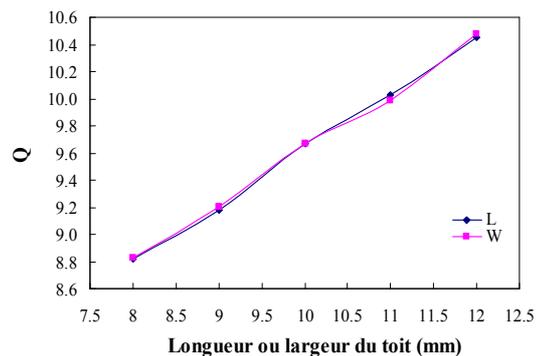
Le changement de la longueur L et/ou de la largeur du toit W modifie de façon significative la fréquence de résonance et à un degré moindre le coefficient de qualité et l'impédance d'entrée (Figure II.10). Bien que la structure ne soit pas symétrique, la largeur et la longueur ont rigoureusement la même influence sur la résonance, prouvant que le paramètre important est bien la surface du toit car il conditionne la valeur de la capacité. De ce fait, une augmentation de la surface induit une capacité plus importante et donc une baisse de la fréquence de résonance. Des dimensions plus importantes semblent également favoriser les pertes par rayonnement puisque l'amplitude du pic d'impédance (pour tous les cas au point de résonance) diminue.



(a) Influence sur la fréquence de résonance



(b) Influence sur $Re(Z_e)$



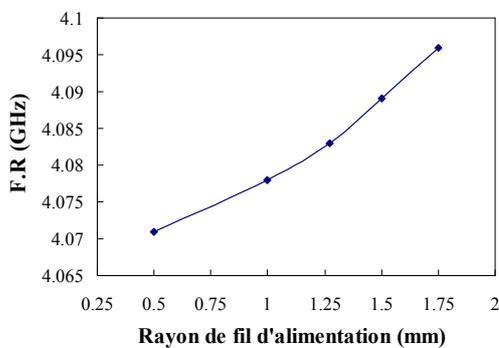
(c) Influence sur le facteur de qualité

Figure II.10 : Influence de la variation des dimensions du toit (longueur L et largeur W)

II.3.1.3. Influence du fil d'alimentation et du ruban de masse

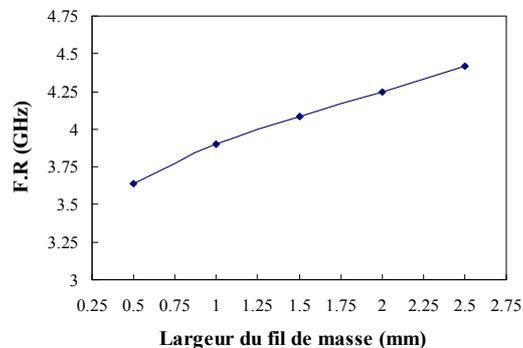
Pour caractériser l'influence de la section du fil d'alimentation et du retour de masse, nous avons modifié le rayon du premier r et la largeur du second w . Nous pouvons voir sur la Figure II.11 que le fil d'alimentation a très peu d'influence sur les performances de l'antenne fil-plaque en termes de fréquence de résonance, d'impédance d'entrée ou de coefficient de qualité. Cette remarque est en conformité avec le principe de fonctionnement de l'antenne fil-plaque (paragraphe II.2.2) qui repose sur un effet selfique - capacitif engendré par le retour à la masse et le toit. De ce fait, comme cela est montré sur la Figure II.11, la modification du ruban de masse entraîne des variations significatives des performances.

Effet du fil d'alimentation

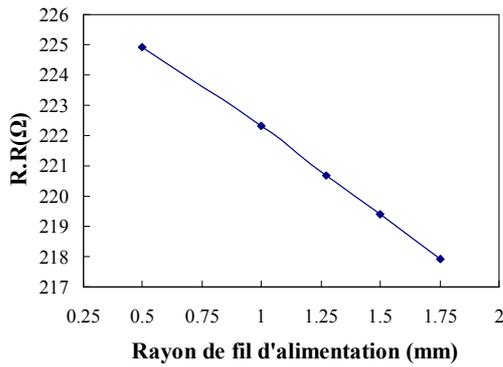


(a) Influence sur la fréquence de résonance

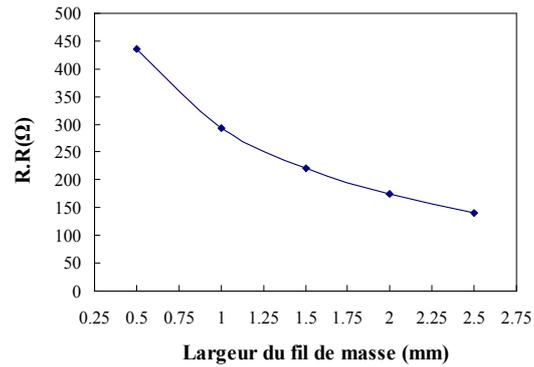
Effet du ruban de masse



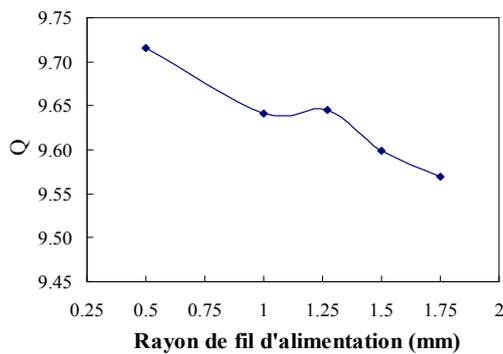
(a) Influence sur la fréquence de résonance



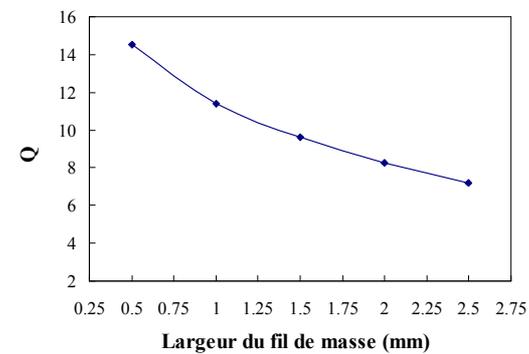
(b) Influence sur $Re(Z_e)$



(b) Influence sur $Re(Z_e)$



(c) Influence sur le facteur de qualité



(c) Influence sur le facteur de qualité

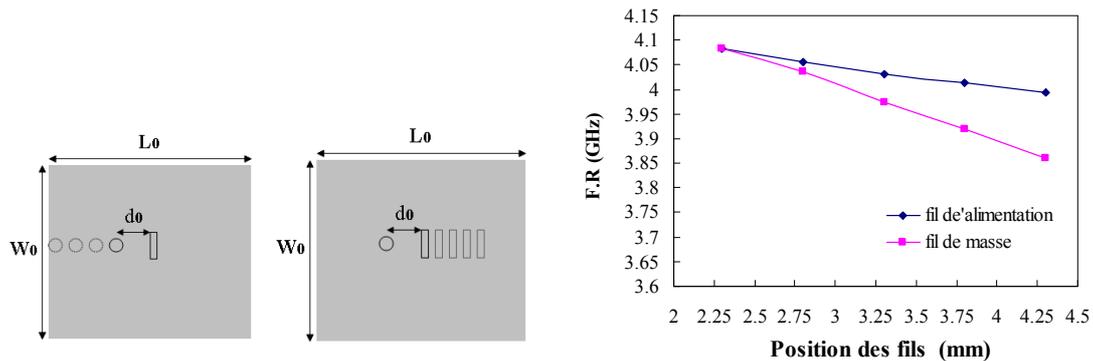
Figure II.11 : Variation de la section du fil d'alimentation et du retour à la masse

Un élargissement du ruban de masse conduit à une augmentation de la fréquence de résonance à cause de la réduction d'inductance. De plus, l'amplitude de la partie réelle de l'impédance et le coefficient de qualité diminuent considérablement quand la section du retour à la masse s'accroît. En effet, la surintensité de courant sur ce dernier étant moins importante, les pertes par rayonnement sont favorisés (diminution de l'amplitude de pic de résonance) et le coefficient de qualité est diminué qui est synonyme de bande passante accrue.

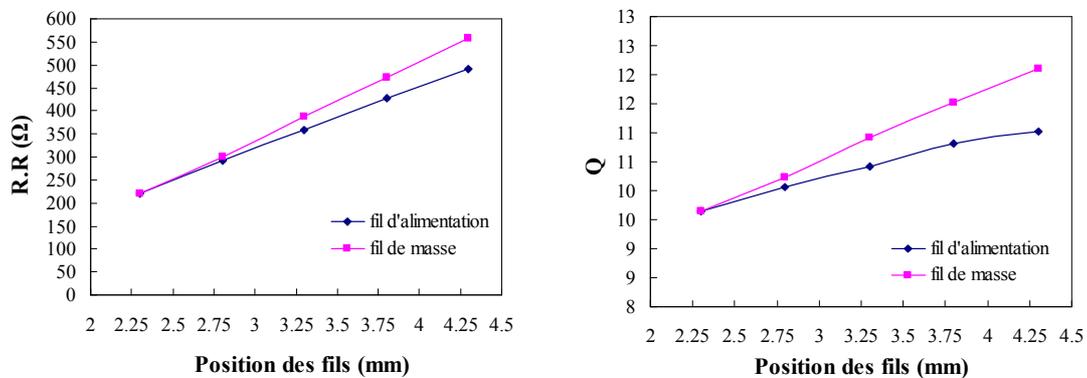
II.3.1.4. Position du fil d'alimentation et du fil de masse

Différentes positions du fil d'alimentation et du ruban de masse sous le toit ont été étudiées afin d'évaluer leurs influences sur les performances de l'antenne fil plaque. Cette analyse combine à la fois de l'effet du déplacement de chacun des deux éléments sous le toit mais également l'effet de la distance entre ces deux éléments.

Tout d'abord, nous avons déplacé uniquement le fil d'alimentation vers l'arête gauche avec une position du ruban de masse fixe qui est celle de l'antenne de référence à savoir au milieu du toit. Puis, nous avons effectué la même opération mais cette fois, en déplaçant uniquement le ruban de masse vers l'arête « droite » du toit (Figure II.12). Aucun des deux éléments n'a été positionné sur l'arête du toit de l'antenne pendant cette étude.



(a) Influence sur la fréquence de résonance



(b) Influence sur $Re(Z_e)$

(c) Influence sur le facteur de qualité

Figure II.12 : Influence des déplacements du fil d'alimentation et du ruban de masse

D'après le modèle équivalent de l'antenne fil plaque donné Figure II.2, la modification de la position du fil d'alimentation affecte uniquement la mutuelle inductance traduisant le couplage par proximité entre le fil d'alimentation et le ruban de masse. Nous pouvons voir sur la Figure II.12 qu'un écart plus important conduit à une baisse de la fréquence de résonance car la mutuelle inductance diminue lorsque la distance entre les deux éléments augmente

contribuant ainsi à accroître la self associée au ruban de masse. Cette baisse de la mutuelle contribue également à rendre le système plus résonant avec un coefficient de qualité et une amplitude du pic accrues. Le déplacement du ruban de masse vers le bord du toit entraîne également une baisse de la mutuelle ; mais, il contribue aussi à modifier la capacité. En effet, lorsque le ruban est proche d'une arête, la forte densité de courant y circulant permet d'augmenter les charges sur les bords du toit qui se traduit par une capacité accrue (la différence entre les 2 courbes caractérise ce phénomène). De ce fait, la fréquence de résonance diminue lorsque le ruban de masse s'approche du bord du toit et cette diminution est plus importante que celle obtenue par le déplacement du fil d'alimentation car deux phénomènes sont combinés. Les variations du pic de résonance et du facteur de qualité sont également plus marquées avec le déplacement du ruban de masse.

II.3.1.5. Bilan

A partir de l'analyse de l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne, nous avons effectué une synthèse donnée dans le Tableau II-1.

PARAMETRES		Fréquence de résonance	Amplitude de résonance	Facteur de qualité
Hauteur	↗	↘	□	↘
Longueur du toit	↗	↘	□	□
largeur du toit	↗	↘	□	□
largeur du fil de masse	↗	↗	↘	↘
déplacement de la sonde	centre vers extrémité	□	↗	↗
déplacement du ruban de masse	centre vers extrémité	↘	↗	↗

Tableau II-1 : Synthèse des influences des différents paramètres géométriques

II.3.2. Antenne fil-plaque pour le projet THDT

Dans le cadre du projet THDT, nous avons étudié une antenne fil plaque qui sera l'élément de base des futurs dispositifs. Les spécifications importantes à ce niveau de conception qui représente la première étape est de concevoir une antenne très rigide qui fonctionne sur la bande requise par le cahier des charges 5,47GHz – 5,725GHz. Dans cette phase, il convient pour l'aérien qui est étudié sur plan de masse infini de rayonner dans le plan horizontal de manière à obtenir ultérieurement un faisceau directif dans une direction de ce plan. Par conséquent, nous avons effectué des travaux pour casser l'omnidirectionnalité dans le plan azimutal pour privilégier une direction de rayonnement. En nous basant sur l'étude paramétrique donnée dans le paragraphe précédent et en intégrant les contraintes spécifiques du projet THDT, nous avons conçu l'antenne fil plaque représentée sur la Figure II.13. Cette structure est destinée à travailler autour de la fréquence centrale de 5,6GHz sur la bande 5.47 GHz -5.725 GHz. La longueur d'onde à cette fréquence est de 53,6mm.

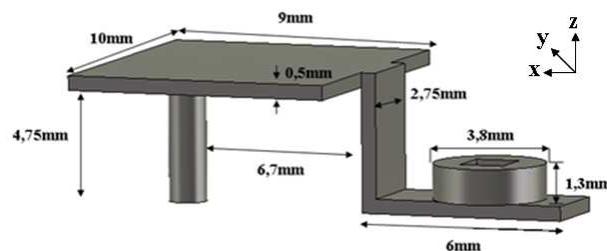


Figure II.13 : Structure de l'antenne fil-plaque pour le projet THDT

Pour simplifier la fabrication et pour augmenter la robustesse de l'antenne, le fil de masse est un ruban métallique placé en bord de toit qui permet d'aboutir à une structure d'un seul tenant. De plus, cette forme et cette position sont favorables à la bande passante comme cela a été montré dans la partie II.3.1. En effet, la densité surfacique de courants sur le ruban est moins importante et se traduit par un faible facteur de qualité. Dans cette configuration, la géométrie de la fil-plaque s'apparente à une PIFA. Ces 2 structures ont des caractéristiques proches mais elles diffèrent essentiellement par l'interprétation de fonctionnement. Une vis a été insérée pour maintenir l'antenne fil-plaque sur le plan de masse. Même si ce dernier n'a pas été intégré aux simulations puisque les études ont été effectuées sur plan de masse infini, il est très important d'intégrer la vis à nos études. En effet, cette dernière affecte d'une part les diagrammes de rayonnement et d'autre part la self correspondant au ruban de masse. Nous avons choisi une tête de vis de diamètre important afin de casser l'omnidirectionnalité et ainsi

privilégier une direction de rayonnement dans le plan azimutal. Nous pouvons voir sur la Figure II.14 que le module du S11 est inférieur à -20 dB sur la bande requise par le cahier des charges. Sur la Figure II.15, l'impédance d'entrée correspondante a été indiquée.

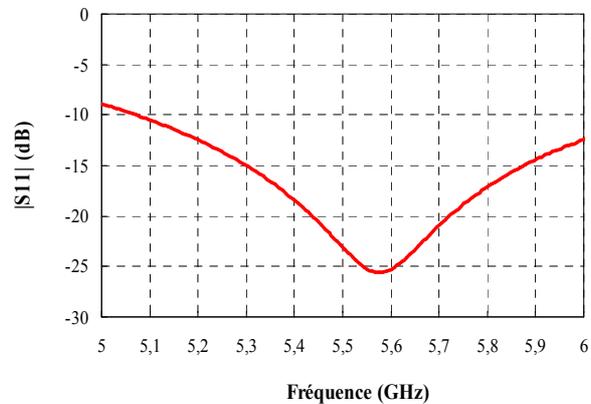


Figure II.14 : Adaptation de l'antenne fil-plaque pour le projet THDT

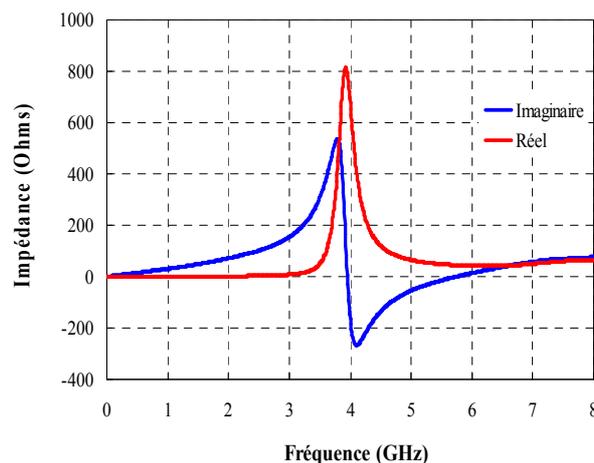


Figure II.15 : Impédance d'entrée de l'antenne fil-plaque pour le projet THDT

Pour parvenir à adapter l'antenne autour de 5.6 GHz, nous avons dimensionné la structure de manière à ce que la résonance parallèle induite par l'effet selfique-capacitif apparaisse à 4 GHz. Nous avons choisi une configuration où la fréquence d'adaptation est bien supérieure à la fréquence de résonance car elle permet d'avoir une bande passante plus importante. Adapter au point de résonance est toujours délicat car l'impédance d'entrée varie rapidement et conduit à une largeur fréquentielle réduite. Le diagramme de rayonnement de l'antenne a été relevé à 5.6 GHz sur la Figure II.16. Nous pouvons voir que celui-ci est de type monopolaire avec une quasi omnidirectionnalité dans le plan azimutal et un trou de rayonnement au zenith dans le plan d'élévation.

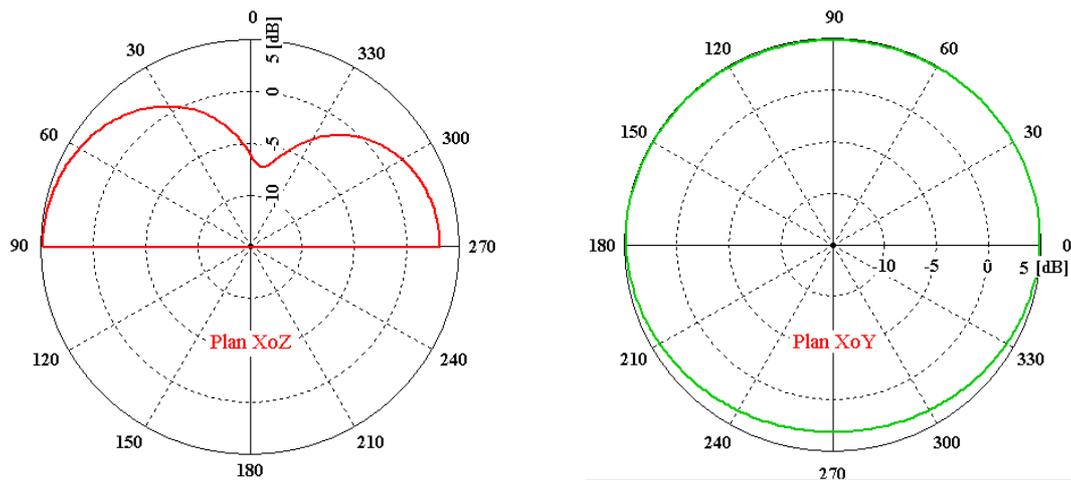


Figure II.16 : Gain de l'antenne dans le plan vertical (XoZ) et le plan azimutal (XoY)

Toutefois, le diagramme est légèrement déséquilibré avec un rayonnement à l'horizon et en avant de l'antenne plus important qu'à « l'arrière ». En effet, dans le plan XoZ un gain maximum de 5 dB a été obtenu pour $\Theta=90^\circ$ alors que la valeur est de 2 dB plus faible dans le sens opposée ($\Theta=270^\circ$). Cette différence est favorable à notre application car le dispositif final devra rayonner un gain plus important à l'avant de l'antenne et à l'horizon. De plus, une réduction du rayonnement arrière facilite la conception du réflecteur qui sera positionné à l'arrière de l'antenne. En effet, un gain de 5 dB n'est pas suffisant pour notre application et donc il est indispensable de placer un dispositif limitant le rayonnement dans le demi-espace arrière pour augmenter le gain dans la direction avant souhaitée.

II.4. Antenne fil-plaque avec différents types de réflecteurs

Ce paragraphe porte sur l'étude de l'association de l'antenne fil-plaque avec différents types de réflecteur afin de réduire le rayonnement dans le demi-espace arrière et ainsi augmenter le gain à l'avant de l'antenne dans une direction de l'horizon. Ces études qui ont été effectuées sur plan de masse infini ont pour but de choisir le réflecteur le plus adapté à notre application en considérant les performances, l'encombrement, la facilité de réalisation et l'intégration à une structure à multiples antennes. Tout d'abord, nous avons effectué des analyses avec des réflecteurs métalliques planaires. Puis, nous avons modulé la forme pour optimiser les performances du système antennaire. Finalement, des travaux sur le type de réflecteur (matériaux à bande interdite électromagnétique, antennes court-circuitées) ont été menés.

II.4.1. Antenne fil-plaque avec un réflecteur plan

II.4.1.1. Effet du réflecteur sur l'antenne

Notre étude sur la mise en place d'un réflecteur débute par la configuration la plus simple qui consiste en une plaque métallique disposée à l'arrière de l'antenne (Figure II.17). Pour cette analyse, nous avons utilisé l'antenne fil plaque dédiée au projet THDT dont les caractéristiques sont données dans le paragraphe II.3.2. Le plan réflecteur est une plaque métallique dont les dimensions ont été choisies arbitrairement qui sont de λ en largeur et de $\lambda/2$ en hauteur. Conformément à [57], la position initiale du réflecteur est de $\lambda/4$ par rapport au fil d'alimentation de l'antenne. En effet, cette distance permet des interférences constructives entre les ondes réfléchies par le réflecteur et les ondes directes émises par l'antenne.

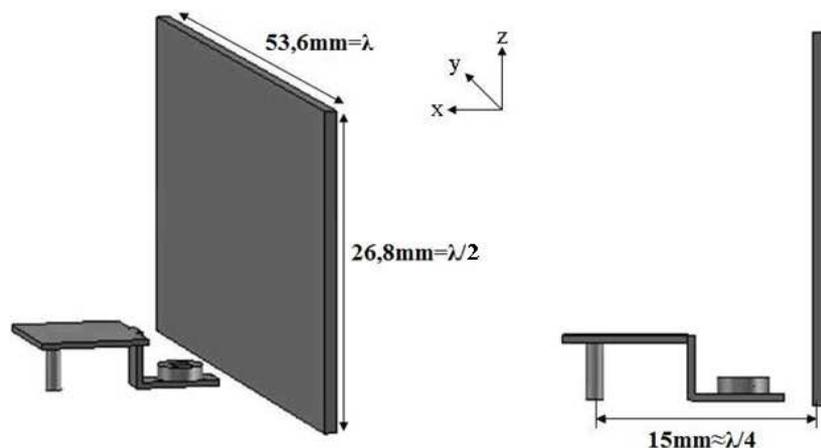


Figure II.17 : Antenne fil-plaque avec un plan de réflecteur

Tout d'abord, nous avons caractérisé l'influence du plan réflecteur sur l'impédance d'entrée (Figure II.18) et sur l'adaptation (Figure II.19). La présence du plan réflecteur ne modifie pas la fréquence de résonance de l'antenne fil plaque qui se situe toujours à 3,96GHz. Par contre, l'amplitude de l'impédance d'entrée ainsi que le facteur de qualité sont fortement augmentés. Ces phénomènes entraînent ainsi une légère diminution de la fréquence d'adaptation et une réduction de la bande passante. En effet, la partie réelle de l'impédance d'entrée est de 50 ohms pour une fréquence inférieure et le maintien à cette valeur optimale s'opère sur une plage fréquentielle plus réduite.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne (exprimé en gain) avec et sans présence du plan réflecteur sont donnés à 5,6GHz sur la Figure II.20.

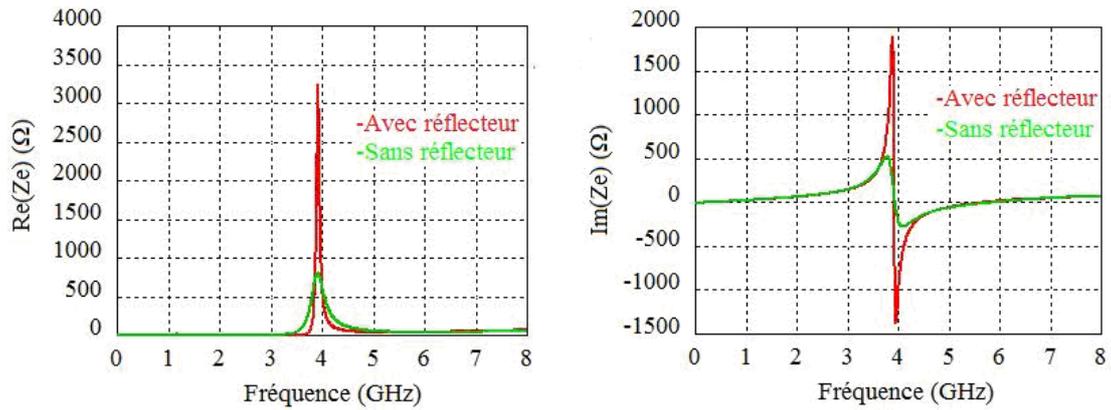


Figure II.18 : Comparaison de impédances d'entrée de l'antenne avec ou sans réflecteur

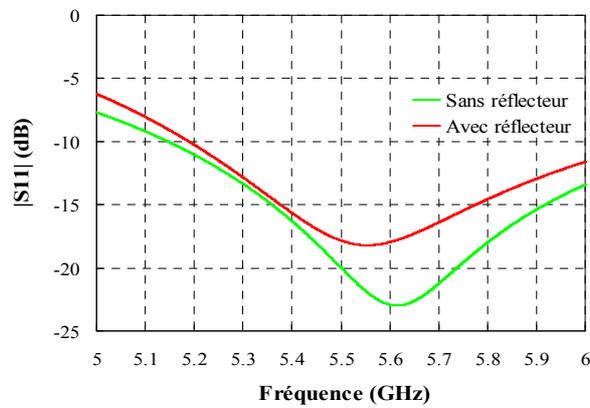


Figure II.19 : Comparaison de l'adaptation de l'antenne avec ou sans réflecteur

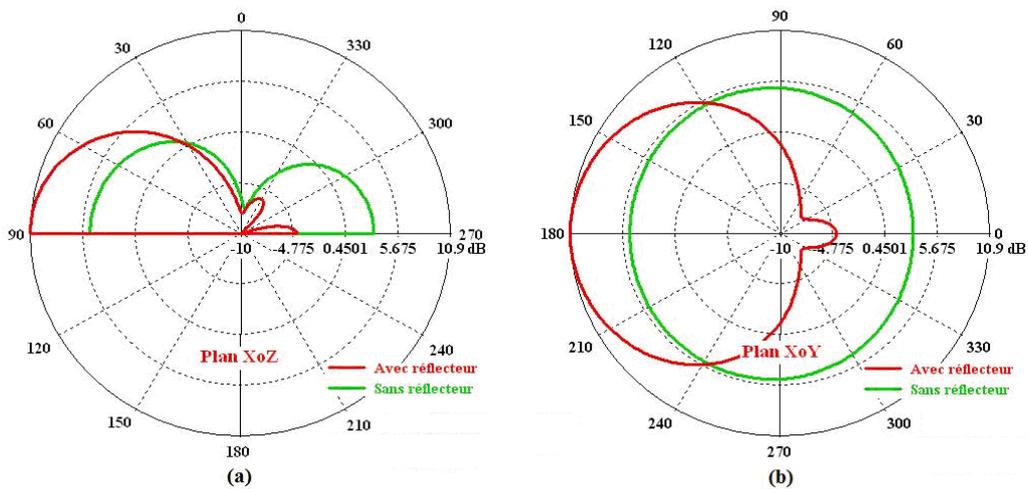


Figure II.20 : Diagrammes en gain de l'antenne avec et sans plan réflecteur : a) en site dans le plan XoZ ; b) en azimut dans le plan XoY

La présence du plan réflecteur engendre un gain maximal de 10,7dB au point ϕ égal à 0° et θ égale à 90° qui correspond à la direction horizontale avant. La réduction du rayonnement

arrière permet donc, d'augmenter le gain de 5.6 dB. De ce fait, l'angle d'ouverture à -3dB dans le plan azimutal est légèrement plus faible avec une valeur de $30,6^\circ$. Par contre, l'angle d'ouverture dans le plan en site est similaire avec une valeur de $89,6^\circ$. Ces remarques sont attestées par les cartographies du module du champ E total relevées à 5.6 GHz (Figure II.21).

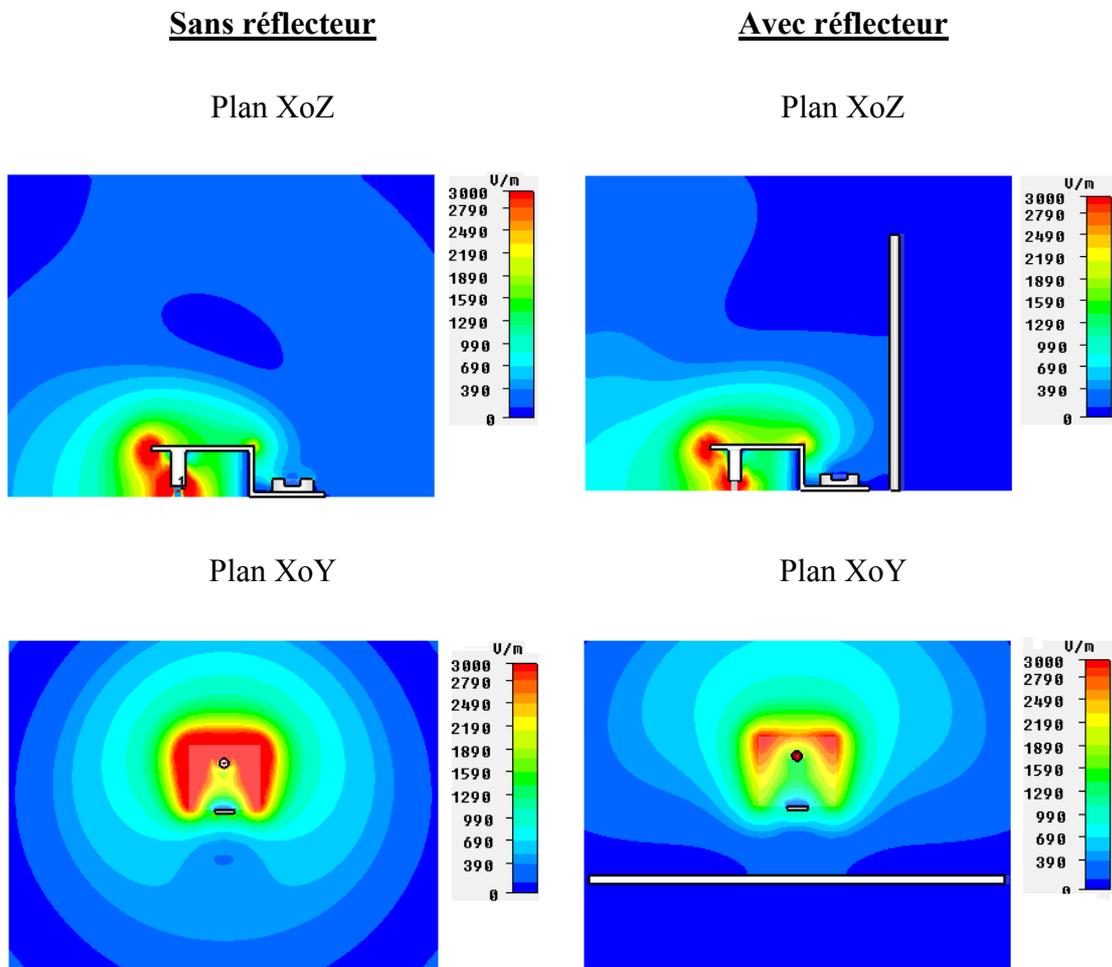


Figure II.21 : Module du champ électrique $|E|$ à 5.6 GHz

Nous pouvons voir que le plan réflecteur interdit tout champ en arrière de celui-ci. Nous pouvons également remarquer que dans le plan vertical XoZ et à l'avant de l'antenne, les cartographies de champ sont conformes avec et sans réflecteur conformément au diagramme de rayonnement relevé dans le plan $\varphi = 0^\circ$. Par contre dans le plan horizontal, il existe des différences avec et sans réflecteur. Au delà de l'absence de rayonnement arrière, le plan réflecteur permet d'élargir la distribution de champ qui se propage dans la direction normal au plan réflecteur (que nous appelons la direction axiale) permettant ainsi d'augmenter le gain dans cette direction. Nous pouvons également remarquer une propagation de champ dans des

directions différentes de l'axe et notamment à 45° indiquant ainsi qu'il faudra moduler la forme du réflecteur pour obtenir des performances optimales.

II.4.1.2. Effet des dimensions du réflecteur plan

Nous avons caractérisé le système avec différentes hauteurs h et différentes largeurs L de réflecteur toujours en conservant une distance de $\lambda/4$ entre le fil d'alimentation de l'antenne et la plaque métallique réfléchissante (Figure II.22).

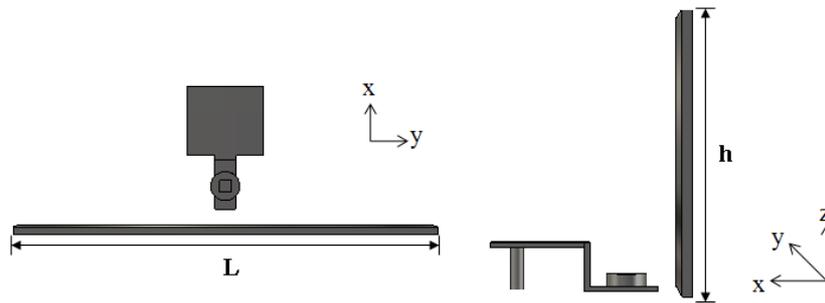


Figure II.22 : Variation de la hauteur h et largeur L du plan réflecteur

Nous pouvons voir sur la Figure II.23 que la modification des dimensions du réflecteur influence très peu l'adaptation.

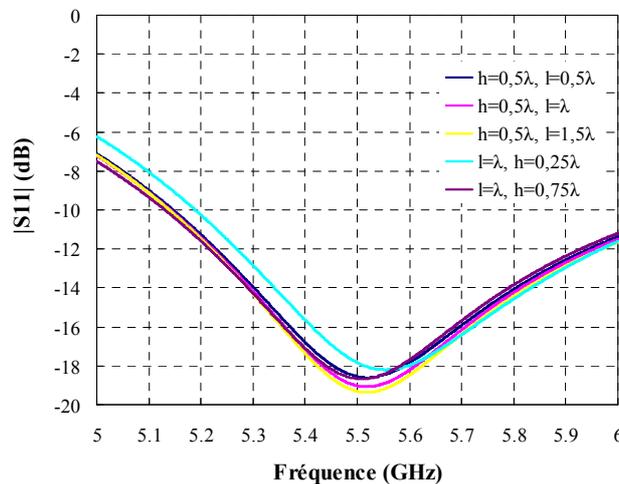


Figure II.23 : Module du S_{11} en fonction de la hauteur et de la largeur du réflecteur

Une comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal XoY est proposée à 5.6 GHz sur la Figure II.24 en fonction de la largeur du plan réflecteur. Sur la Figure II.25, la comparaison est effectuée dans le plan vertical XoZ pour différentes hauteurs du plan réflecteur.

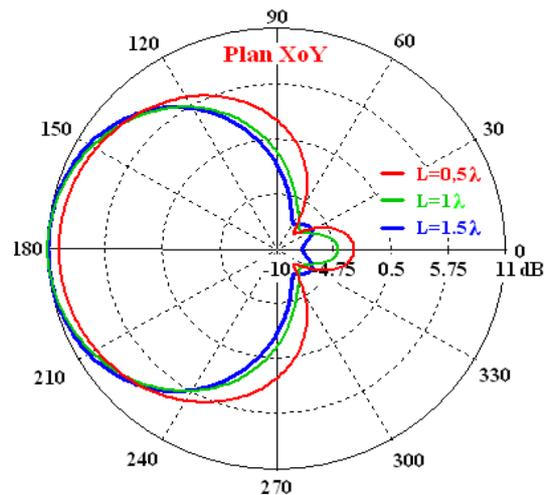


Figure II.24 : Comparaison dans le plan azimutal des diagrammes de rayonnement exprimés en gain suivant la largeur du plan réflecteur L ($h = \lambda/2$)

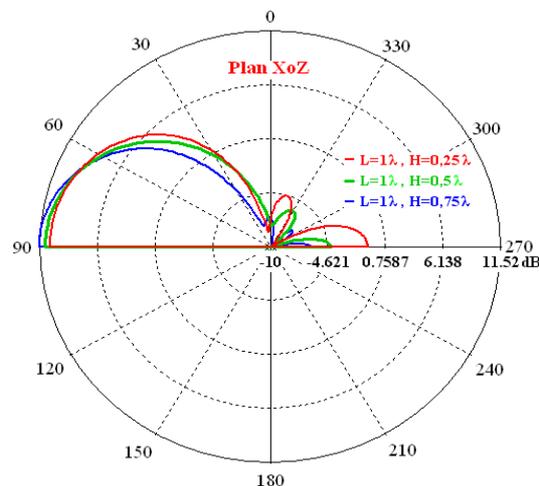


Figure II.25 : Comparaison dans le plan en site XoZ des diagrammes de rayonnement exprimés en gain suivant la hauteur du plan réflecteur h ($L = \lambda$)

Nous pouvons faire la remarque évidente qui est que, plus les dimensions du réflecteur sont importantes, plus les performances du dispositif sont satisfaisantes. En effet, un maximum du rayonnement arrière de l'antenne est intercepté par le réflecteur et réfléchi vers l'avant augmentant ainsi le gain maximal. Toutefois, nous pouvons constater que le couple $L = \lambda$ et $h = \lambda/2$ présente un compromis performances – encombrement intéressant car l'adoption de dimensions supérieures n'engendre pas d'améliorations significatives. En effet, d'après la Figure II.21, nous pouvons voir que ce couple permet d'intercepter la majorité des champs arrière de l'antenne. Nous allons maintenant faire évoluer la forme du réflecteur pour tenter d'améliorer les performances du dispositif.

II.4.2. Variation de la forme du réflecteur

Le paragraphe précédent était consacré à caractériser l'influence d'un réflecteur plan sur les performances de l'antenne fil-plaque. En se basant sur ces études, nous avons fait évoluer la forme du réflecteur pour optimiser les performances. Tout d'abord, nous avons incliné certaines parties du réflecteur, puis une forme parabolique a été adoptée.

II.4.2.1. *Réflecteur à plans inclinés*

D'après les études précédentes, nous avons pu voir (cartographies données dans le plan horizontal de la Figure II.21) que le réflecteur plan n'empêche pas la fuite des champs par les cotés de l'antenne et ceci dans un angle d'ouverture autour de cet axe assez important. L'idée est donc de diviser le réflecteur plan en 3 parties et d'incliner les portions latérales pour diriger le champ fuyant par les cotés de l'antenne vers la direction axiale avant désirée

Le réflecteur plan de base qui a été divisée en 3 parties identiques possède une largeur L de 1.5λ et une hauteur de 0.5λ . Les 2 portions latérales ont été inclinées d'un angle a par rapport à la portion centrale pour effectuer notre étude. L'antenne fil-plaque en présence du réflecteur dit focalisant est donné sur la Figure II.26.

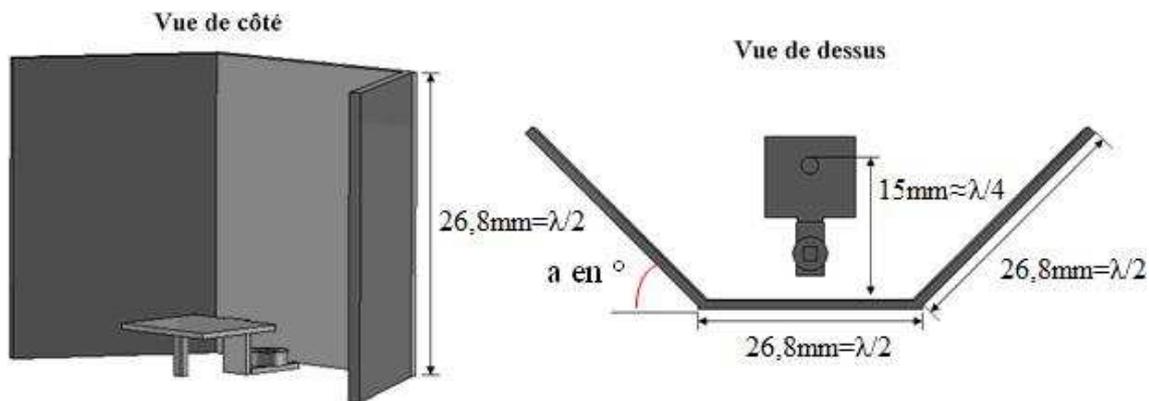


Figure II.26 : Antenne fil-plaque avec un plan réflecteur focalisant

Les diagrammes de rayonnement exprimés en directivité sont représentés à 5.6 GHz dans le plan azimutal sur la Figure II.27.a et dans le plan vertical sur la Figure II.27.b pour des inclinaisons variant de 0° (réflecteur plan) à 60° .

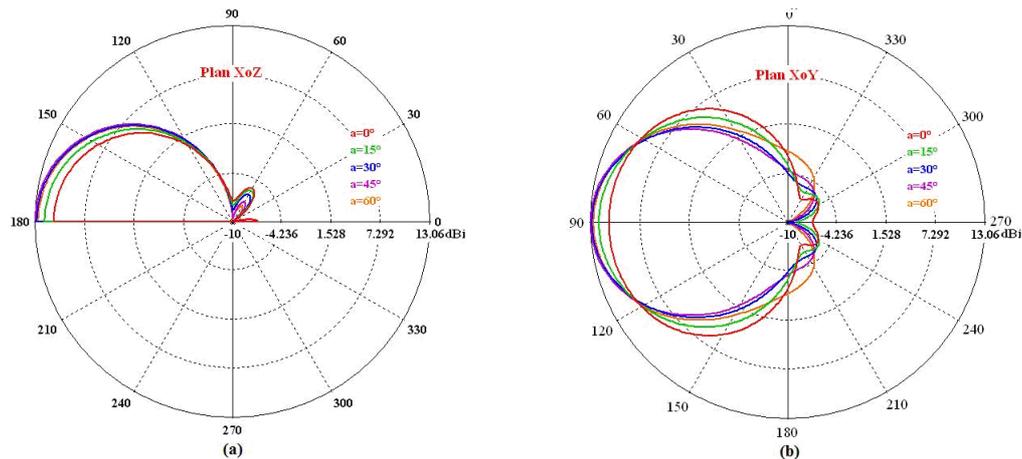


Figure II.27 : Diagramme de rayonnement à 5.6 GHz pour différentes inclinaisons dans le plan azimutal a) et dans le plan vertical b)

Nous pouvons voir que la mise en place d'un réflecteur conformé a permis d'augmenter considérablement la directivité dans l'axe par rapport à celle obtenue avec un réflecteur plan ($\alpha = 0^\circ$). Nous pouvons également remarquer que l'effet provoqué s'opère essentiellement dans le plan azimutal puisque l'inclinaison s'effectue dans ce plan. Une amélioration de 2,4dB est observée pour le meilleur cas qui correspond à une inclinaison de 45° car cette configuration permet de remettre parfaitement dans l'axe les champs qui sont rayonnés latéralement par l'antenne fil-plaque en présence du réflecteur plan. En effet, si nous référons à la cartographie de champ dans le plan horizontal donnée sur la Figure II.21, nous pouvons voir qu'en marge de la direction utile axiale, la direction de champ parasite ou de fuite la plus importante se situe dans l'axe latéral de l'antenne. Par exemple, utiliser un réflecteur qui possède des bords inclinés de 30° serait moins intéressant que le cas à 45° car il permettrait de remettre à l'avant des champs moins forts qui proviennent de la direction située à -30° de l'axe latéral. Même si cette analyse permet une compréhension rapide des résultats, il faudrait pour être vraiment rigoureux, tenir compte de tous les rayons et non pas seulement du rayon qui émerge axialement. Nous avons vu que le réflecteur à plans inclinés de 45° permettait d'améliorer nettement la directivité dans l'axe par rapport à un réflecteur plan. La comparaison des cartographies de champs (Figure II.28) confirme cette amélioration. En effet avec ce réflecteur conformé, la majorité de champs se propagent désormais dans la direction axiale avant souhaitée.

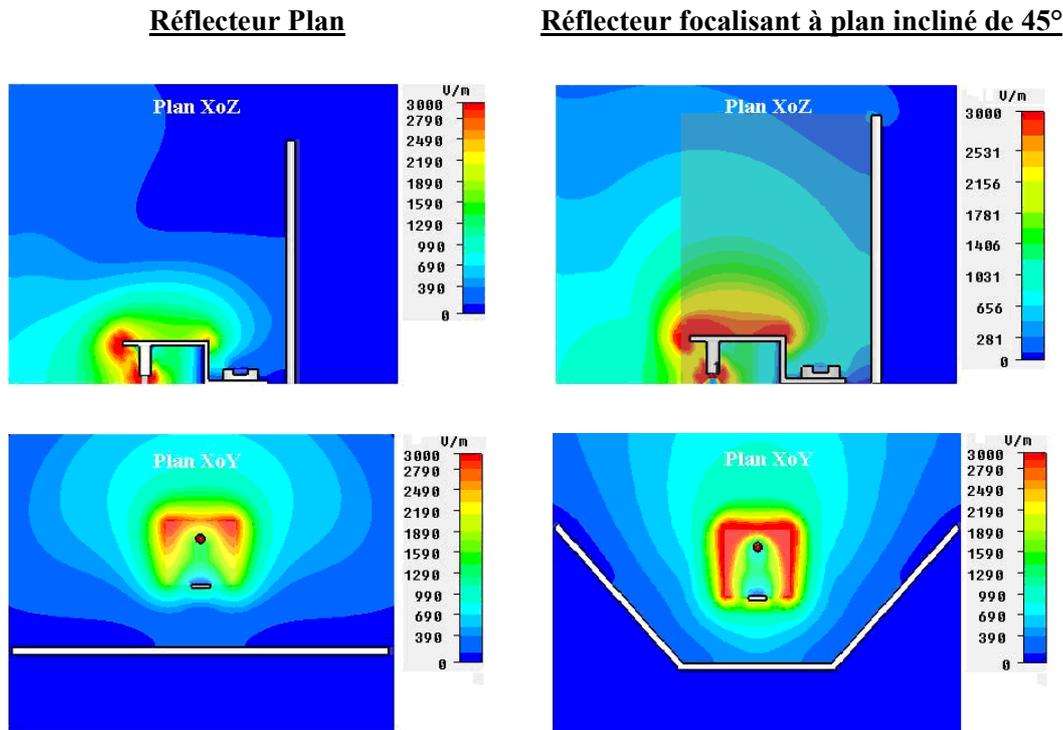


Figure II.28 : Comparaison du module du champ E à 5.6 GHz

Par contre, l'inclinaison des parties latérales du réflecteur augmente la surtension au sein du dispositif le rendant ainsi plus résonant. Nous pouvons voir sur la Figure II.29 que l'amplitude de l'impédance d'entrée a augmenté par rapport à celle qui avait été obtenue avec un réflecteur plan. Nous pouvons également remarquer que le coefficient de qualité est plus important du fait de cette résonance plus forte. Ces remarques engendrent un décalage de la fréquence d'adaptation et une bande passante plus réduite. Toutefois, le dispositif à réflecteur focalisant à plans inclinés de 45° est tout de même adapté sur la bande requise par le cahier des charges 5.47 GHz – 5.725 GHz. Par conséquent, nous pouvons observer une amélioration significative du gain dans l'axe et l'avant du dispositif en utilisant le réflecteur focalisant 45° en lieu et place du réflecteur plan. Cette augmentation est de 2.3 dB comme le montre les diagrammes de rayonnement exprimés en gain qui ont été relevés à 5.6 GHz (Figure II.30).

Après avoir incliné certaines parties du réflecteur, nous nous sommes intéressés à une forme répandue qui est parabolique.

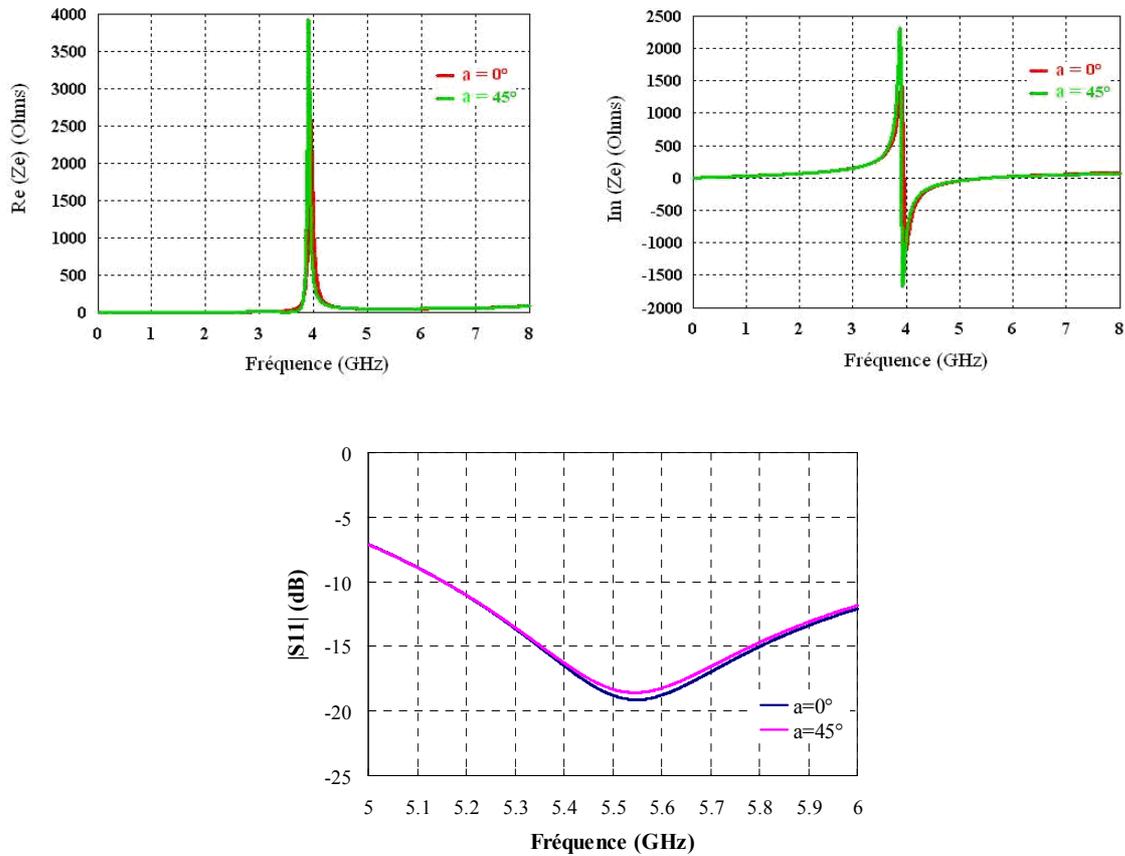


Figure II.29 : Comparaison de l'impédance d'entrée et de l'adaptation des dispositifs

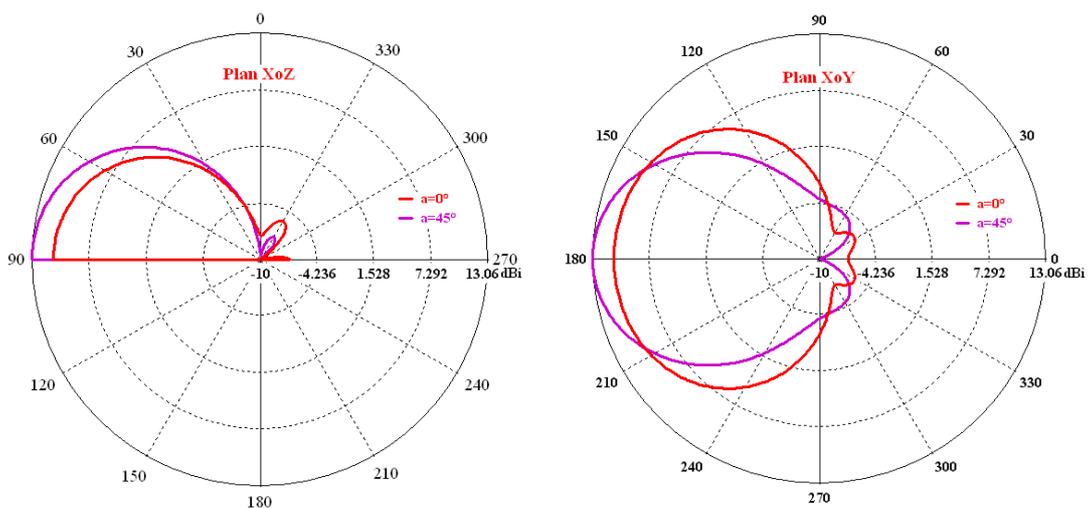


Figure II.30 : Comparaison des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz

II.4.2.2. Réflecteur parabolique

Le réflecteur à plans inclinés permet de rediriger dans la direction axiale avant, le rayonnement latéral ou arrière de l'antenne mais uniquement suivant une direction (deux par symétrie) dont la valeur est fonction de l'angle d'inclinaison des plans inclinés. La forme qui permet d'obtenir cette propriété pour l'ensemble des directions du rayonnement arrière est la forme parabolique. En effet, tous les rayons issus du foyer d'une parabole émergent, après s'être réfléchis sur cette dernière, parallèlement à son axe et parcourent le même chemin optique. Nous aboutissons ainsi, en sortie de focaliseur, à une distribution équiphasée de dimensions égales à la surface du réflecteur [58][59] qui permet d'obtenir un gain optimal dans la direction axiale-avant.

Dans notre étude, la distance antenne fil plaque – réflecteur est toujours de $\lambda/4$ qui définit la focale de la parabole F . De ce fait, la forme du réflecteur suit la loi donnée par l'équation (II-4). La Figure II.31 représente le dispositif qui a été simulé avec le repère utilisé.

$$x = \frac{y^2}{4F} = \frac{y^2}{\lambda} \quad \text{II-4}$$

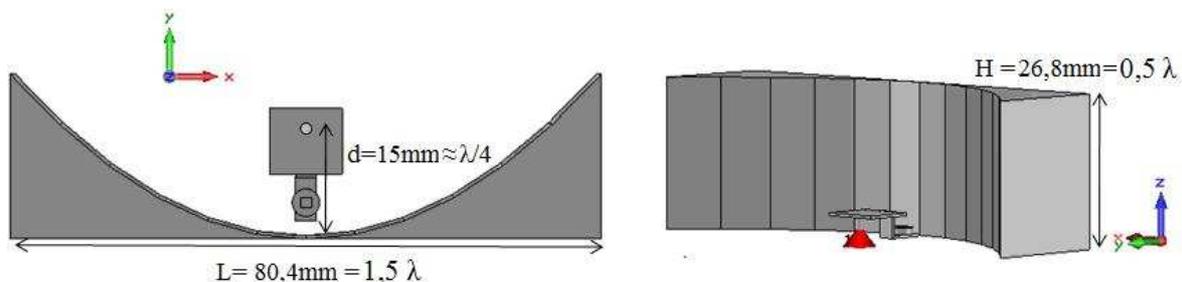


Figure II.31 : Antenne fil-plaque en présence du réflecteur parabolique

Nous avons comparé les performances de ce dispositif à celles obtenues avec un réflecteur plan de même largeur qui est égale à 1.5λ . Tout d'abord, nous pouvons voir sur la Figure II.32, que la présence d'un réflecteur parabolique dégrade légèrement l'adaptation du dispositif. En effet, l'englobement de l'antenne par le réflecteur induit une surtension qui se traduit par l'augmentation de l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance de 4 GHz. Ceci induit une baisse de la partie réelle à la fréquence d'adaptation qui n'est plus de 50 ohms. Toutefois, le dispositif est adapté à -13 dB sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz.

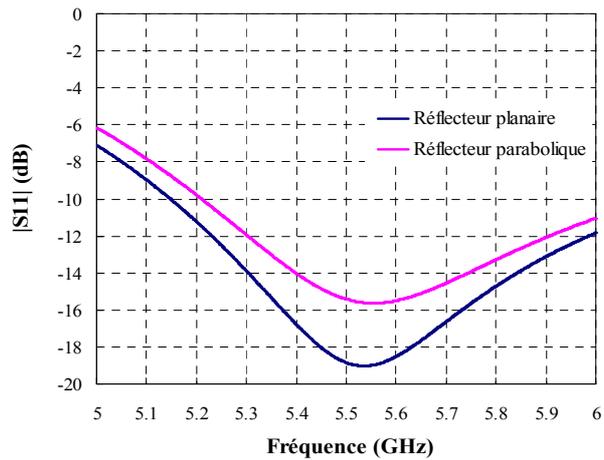


Figure II.32 : Comparaison des modules de S_{11}

Par contre, la mise en place du réflecteur parabolique a permis d'obtenir une directivité dans l'axe à 5.6 GHz de 13.7 dB soit 2,9 dB d'augmentation par rapport à celle obtenue avec un réflecteur plan (Figure II.33). En effet, nous pouvons observer d'après les cartographies de champ E_z données à 5.6 GHz sur la Figure II.34 que le réflecteur parabolique permet de favoriser la propagation des champs dans l'axe et à l'avant. La quantité de champs se propageant par les côtés de l'antenne est bien amoindrie par rapport au cas avec réflecteur plan. Cette propriété provient de la forme parabolique qui induit un effet focalisant car tous les champs provenant du rayonnement arrière ou latéral de l'antenne repartent dans la même direction axiale après réflexion. De plus, la forme parabolique permet d'obtenir une répartition de champs plus équiphase en sortie (Figure II.34) car tous les « rayons » provenant du foyer parcourent le même chemin optique.

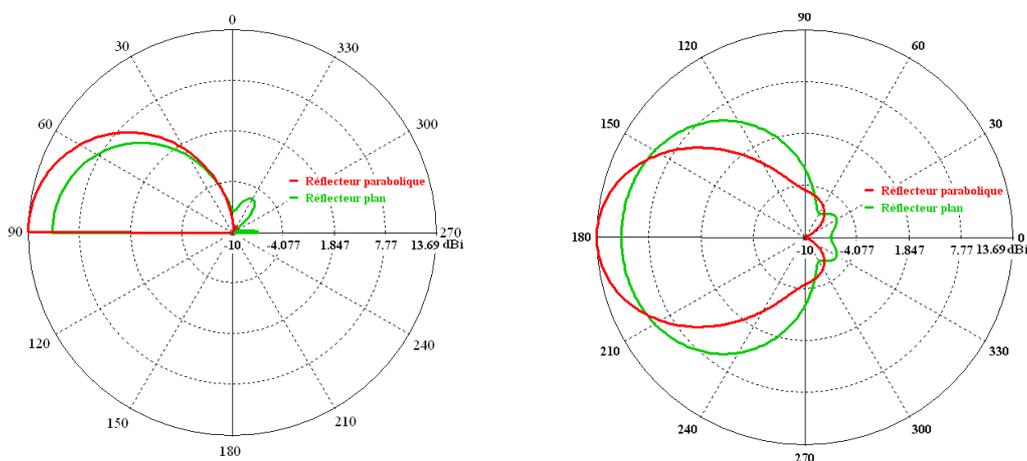


Figure II.33 : Comparaison à 5.6 GHz dans le plan $\varphi=90^\circ$ et dans le plan $\theta=90^\circ$

**Module du champ Ez dans le plan XoZ
avec le réflecteur parabolique**

**Module du champ Ez dans le plan XoZ
avec le réflecteur plan**

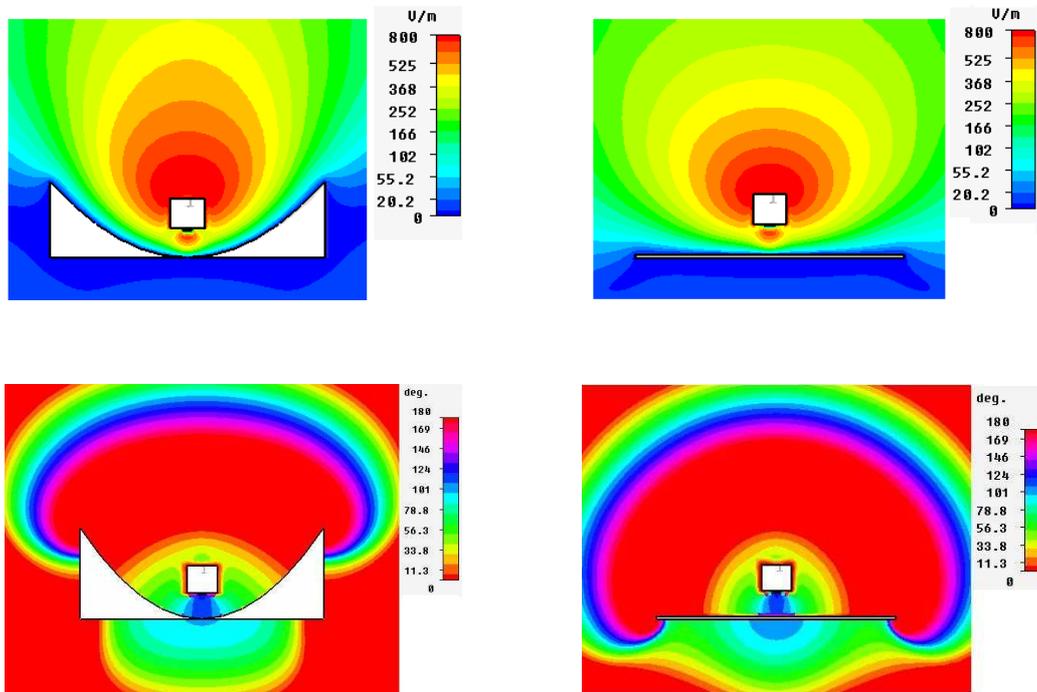


Figure II.34 : Comparaison des cartographies de champ E en module et en phase dans le plan horizontal

Le réflecteur parabolique permet d'obtenir des résultats très satisfaisants en terme de rayonnement. Toutefois, cette forme est plus complexe à réaliser et n'est pas forcément compatible avec une mise en réseau comme cela sera le cas pour les antennes finales du projet (voir chapitre IV et V).

Après avoir étudié la forme, nous avons analysé différents types de réflecteur qui consistent en des antennes court-circuitées ou des matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE).

II.4.3. Etude de différents types de réflecteur

II.4.3.1. Antennes courts circuités

L'idée est d'utiliser le principe des antennes Yagi qui incorporent une ou plusieurs antennes court circuitées en arrière de l'élément excité pour rediriger les champs vers l'avant. Ces éléments non alimentés qui sont généralement disposés tous les $\lambda/4$ sont appelés des

réflecteurs. Dans le cadre de notre étude, nous avons donc utilisé une, deux puis trois antennes fil plaque court-circuitées en arrière de l'antenne fil plaque alimentée. Le dispositif avec trois antennes court-circuitées est donné sur la Figure II.35. Les dimensions des éléments réflecteurs sont identiques à celle de l'élément excité qui avait été détaillée sur la Figure II.13. La distance entre les différentes antennes a été optimisée par le biais de simulations 3D de manière à obtenir le meilleur compromis directivité dans l'axe et adaptation. Le module du S_{11} est donné sur la Figure II.36 en fonction du nombre de réflecteurs.

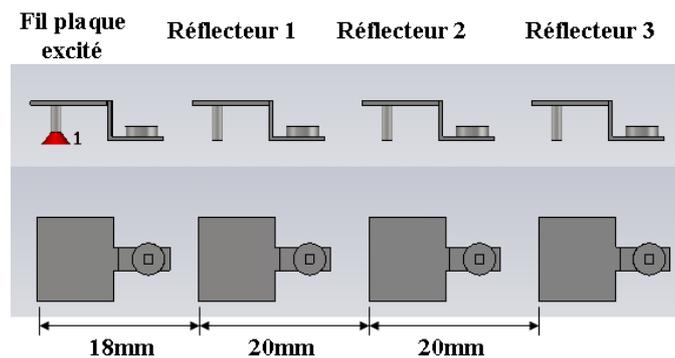


Figure II.35 : 1, 2 et 3 antennes fil plaque court circuitées

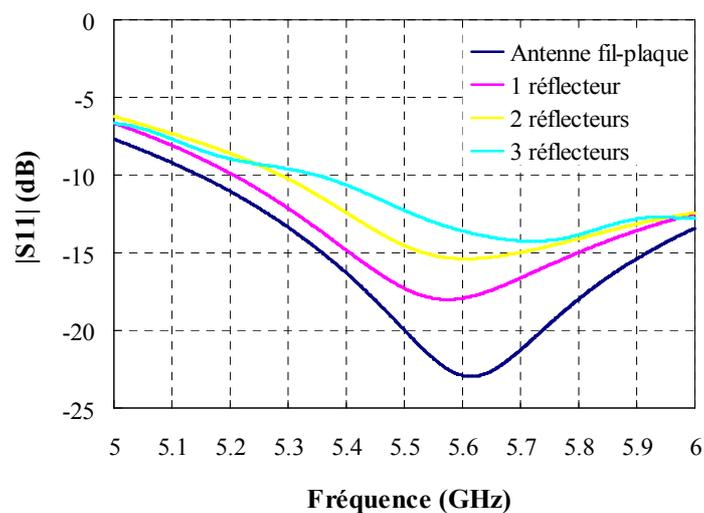


Figure II.36 : Comparaison des modules de S_{11}

Quant aux diagrammes de rayonnement exprimés en directivité, ils sont représentés à 5.6 GHz sur la Figure II.37. L'augmentation du nombre de réflecteurs permet d'accentuer les interférences destructives notamment dans le demi-espace arrière du dispositif et ainsi augmenter la directivité dans l'axe. Nous pouvons remarquer l'absence d'un trou de rayonnement pour la direction arrière c'est-à-dire pour φ égale à 180° .

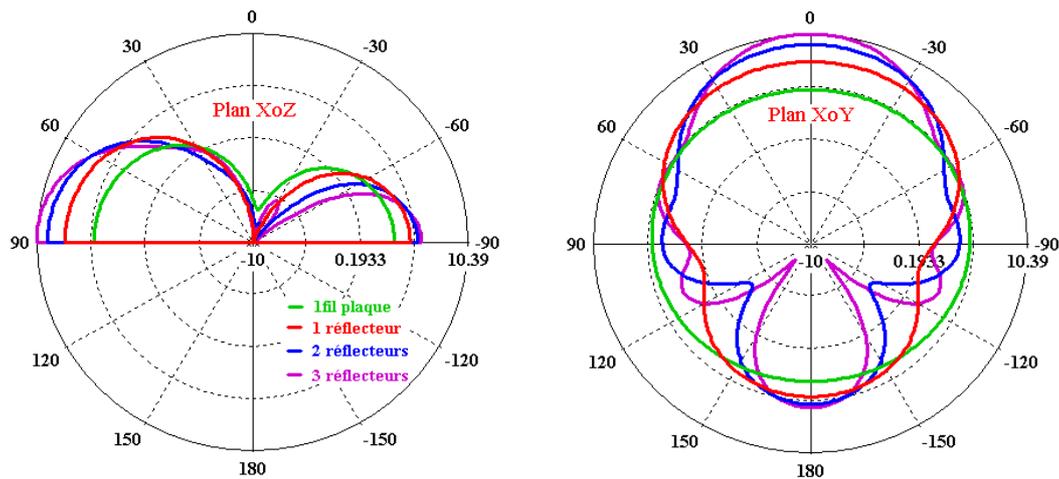


Figure II.37 : Comparaison des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz

Ceci provient d'une distance entre les éléments qui n'est pas égale au quart d'une longueur d'onde. En effet, l'écart entre les antennes a été déterminé par simulation électromagnétique pour obtenir à l'avant une directivité maximale. Cette étude a montré qu'un écart égal au quart d'onde n'était pas le cas le plus favorable. La hausse de la directivité axiale-avant par rapport à une antenne fil plaque unique est respectivement de 2.5 dB, 4.2 dB et 5dB pour respectivement un, deux et trois réflecteurs. Bien évidemment, l'augmentation de la directivité dans l'axe est de plus en plus importante quand le nombre de réflecteurs croît mais cette amélioration de performances est de moins en moins marquée (2.5 dB, 1.7 dB et finalement 0.8 dB) au fur et à mesure que des réflecteurs sont adjoints au dispositif. Finalement, avec trois réflecteurs, nous aboutissons à la même directivité que celle qui avait été obtenue avec un réflecteur plan de 0.5λ de hauteur (Figure II.24). Augmenter le nombre d'éléments pour améliorer ce résultat (qui serait somme toute limité) conduirait à une adaptation très difficile comme cela est montré sur la Figure II.36. En effet, plus le nombre de réflecteurs est important, plus le module du S11 et plus la bande passante sont affectés car un nombre accru de réflexions augmentent le niveau de champs sur l'élément excité. En se basant sur le principe des antennes yagi log périodique, des études avec des réflecteurs de taille différente ont été menées dans l'Annexe II pour pallier ce problème. Ces analyses ont montré qu'il était possible d'avoir une adaptation convenable sur une bande importante mais au prix d'une directivité axiale-avant limitée.

En conclusion, les antennes court-circuitées permettent de définir un réflecteur de très faible hauteur ($\approx\lambda/10$) qui engendre des performances similaires (avec 3 antennes court-circuitées) en terme de directivité axial-avant à celles obtenues avec un réflecteur plan de

hauteur égale à 0.5λ . Toutefois, le rayonnement arrière est beaucoup plus important et la difficulté de réalisation est accrue. Nous allons maintenant nous intéresser à un autre type de réflecteur qui consiste en une structure à bande Interdite Electromagnétique (BIE).

II.4.3.2. Réflecteur de type BIE

II.4.3.2.a Matériau traditionnel

Dans ce paragraphe, nous allons présenter un nouveau type de réflecteur qui est basé sur les matériaux **BIE**. Le plus illustre étant le **Miroir de Bragg** qui consiste en un empilement de couches diélectriques d'épaisseur $\lambda/4$ et qui a été conçu dans les gammes de fréquences optiques [60] [61]. Un matériau BIE est une structure composée d'éléments périodiques dans une dimension, deux dimensions ou trois dimensions qui présentent des propriétés de filtrage spatial et fréquentiel. Ainsi, un matériau BIE empêche la propagation des ondes électromagnétiques sur une certaine gamme de fréquence et pour certaines directions. Un exemple est donné sur la Figure II.38 où un matériau BIE 2D composé de tiges métalliques est illuminé par une onde plane.

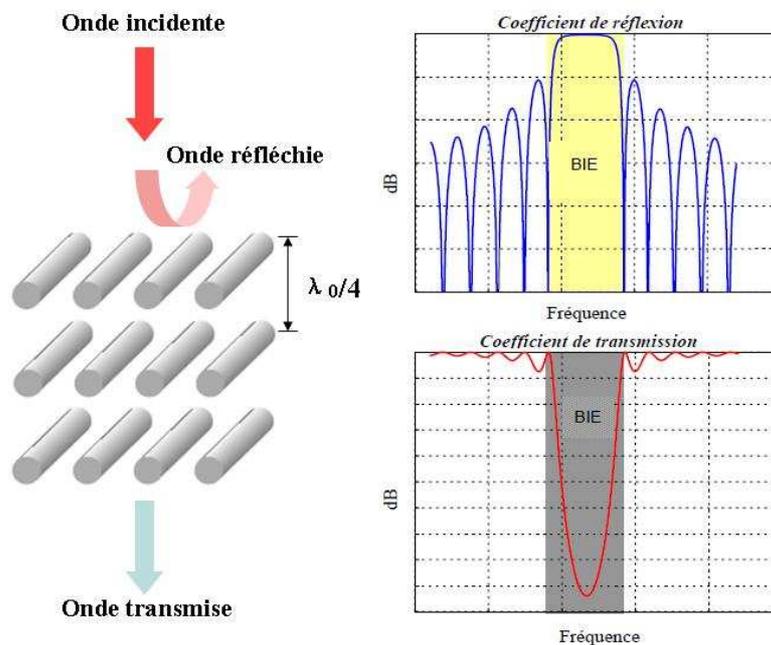


Figure II.38 : Exemple de matériau BIE 2D et ses coefficients de réflexion et de transmission

La distance entre les éléments composant le matériau BIE est généralement proche de $\lambda/4$ afin que les réflexions sur chacune des strates périodiques soient constructives. En effet, l'onde incidente est partiellement réfléchi à chaque interface et il est primordial que toutes

les ondes retours soient en phase afin d'assurer une bande interdite électromagnétique satisfaisante. Nous avons étudié un dispositif qui consiste en une antenne fil-plaque disposée à $\lambda/4$ soit 13.4 mm d'un matériau BIE. Ce dernier est composé de 3 rangées de tiges qui ont une hauteur égale à $\lambda/4$, un diamètre de 1 mm et sont espacés de $\lambda/4$ suivant une largeur de 1.5λ (Figure II.39). Nous avons adopté uniquement trois rangées qui est le nombre minimum pour avoir une périodicité suivant la direction souhaitée.

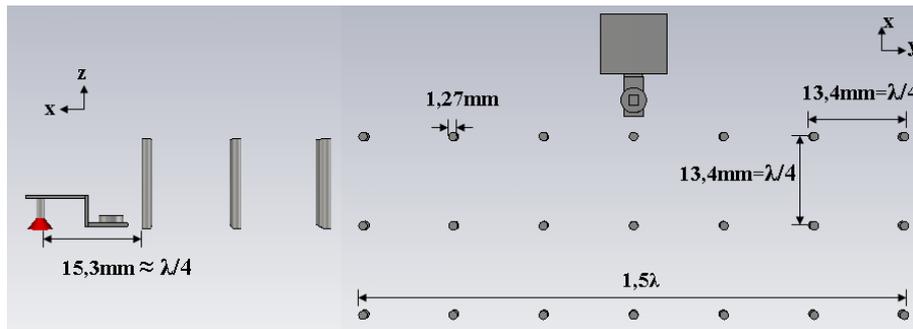


Figure II.39 : Antenne fil-plaque avec un plan de réflecteur BIE

Nous pouvons voir sur la Figure II.40 qui représente les cartographies de champs E et H en amplitude à 5.6 GHz que le matériau BIE permet de réfléchir tout le rayonnement arrière émis par l'antenne fil plaque pour le diriger vers l'avant du dispositif.

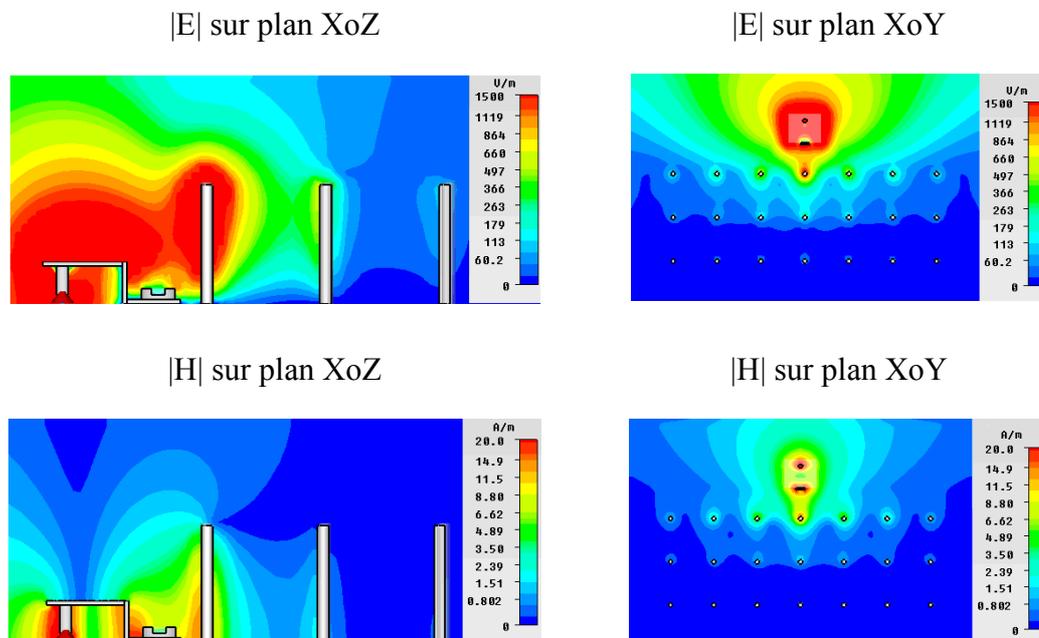


Figure II.40 : Module des champs électromagnétiques E et H

Le niveau de champ à l'arrière du dispositif est très faible indiquant, ainsi que le nombre de trois rangées est suffisant pour générer un réflecteur performant. De plus, l'utilisation d'un

matériau BIE comme réflecteur permet d'avoir une adaptation conforme à celle obtenue avec un réflecteur plan (Figure II.41).

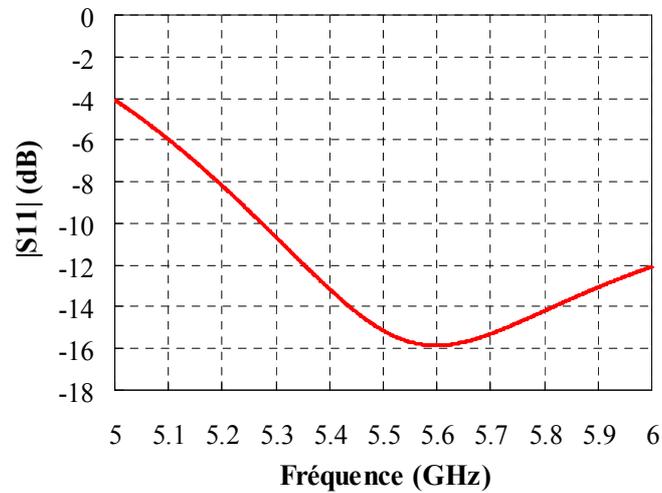


Figure II.41 : Adaptation du dispositif

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne fil plaque en présence du matériau BIE qui sont donnés à 5,6GHz sur la Figure II.42 indique un gain maximal de 10.5 dB à l'avant du dispositif et un rayonnement dans le demi espace arrière inférieur à -6dB. L'angle d'ouverture est de $36,4^\circ$ dans le plan vertical XoZ et de 89° dans le plan horizontal XoY. Les performances sont légèrement supérieures à celles obtenues avec un réflecteur plan de même hauteur ($0,25 \lambda$) notamment au niveau du rayonnement dans le demi-espace arrière.

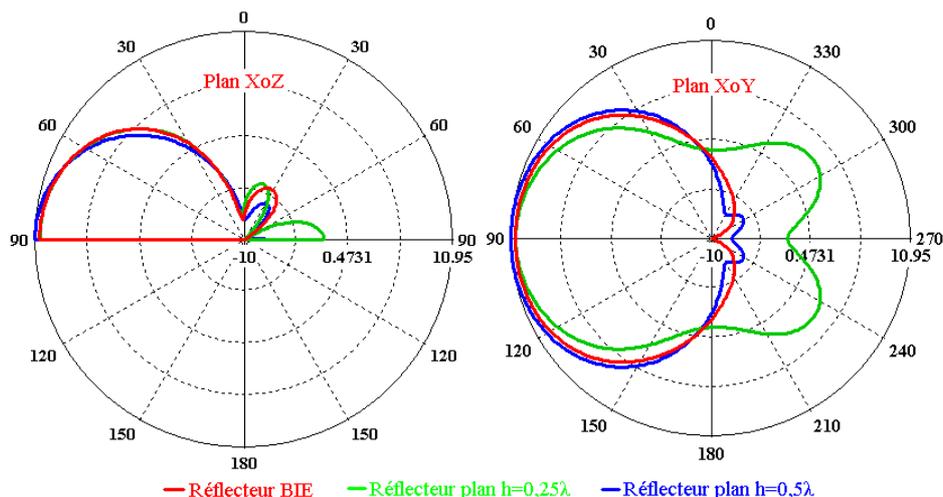


Figure II.42 : Diagrammes de rayonnement du dispositif à 5.6 GHz

Par contre, les résultats sont quasi similaires à ceux obtenus avec un réflecteur plan de hauteur double soit $0,5\lambda$ avec une légère baisse du gain axial – avant. Le rayonnement arrière

a été nettement amélioré par rapport au réflecteur à trois éléments court-circuités (Figure II.37) mais avec une hauteur bien plus importante. Par contre, la valeur de la directivité axiale qui est proche de 10,5 dB a très peu augmentée (0.1 dB). Nous avons donc étudié une structure BIE plus compacte qui intègre des toits capacitifs afin de pouvoir effectuer une comparaison sur les types de réflecteur avec une hauteur comparable.

II.4.3.2.b Matériau BIE à toit capacitif

A partir du matériau BIE conçu précédemment qui était composé de tiges verticales métalliques de hauteur égale à $\lambda/4$, nous avons intégré des toits capacitifs pour réduire la hauteur tout en conservant une propriété de bande interdite électromagnétique sur la même plage fréquentielle. Selon ce principe, nous pouvons pu aboutir à un réflecteur BIE de grande compacité avec une hauteur proche de $\lambda/10$. La Figure II.43 illustre le dispositif simulé qui est constitué de l'antenne fil-plaque disposé à $\lambda/4$ du matériau BIE composé de motifs « mushroom » [62]. Ces derniers sont composés d'un brin vertical de hauteur égal à 5,36mm ($\lambda/10$) et d'un rayon égal à 1,27mm avec un toit circulaire de 8mm de diamètre. Conformément au matériau BIE décrit précédemment, les éléments sont répartis suivant une grille avec un pas égale à 13.4 mm soit $\lambda/4$ qui comprend sept unités en largeur et trois unités en profondeur.

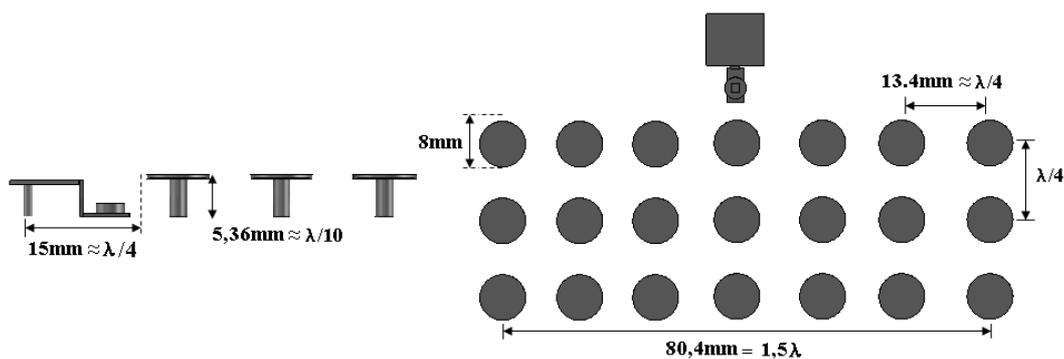


Figure II.43 : Antenne fil-plaque en présence du réflecteur BIE à toit capacitif

La répartition du module du champ électromagnétique E à 5.6 GHz qui est représentée sur la Figure II.44, indique que la majorité du champ est réfléchi vers l'avant du dispositif par le matériau BIE de très faible hauteur.

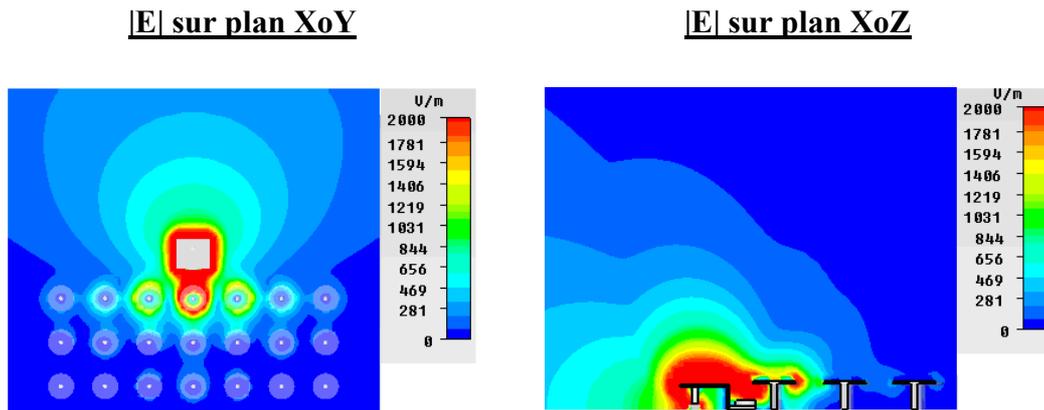


Figure II.44 : Module du champ électromagnétique E à 5.6 GHz

La courbe d'adaptation qui est présentée sur la Figure II.45, montre que le dispositif est bien adapté sur la bande requise par le cahier des charges 5.47 GHz-5.725 GHz.

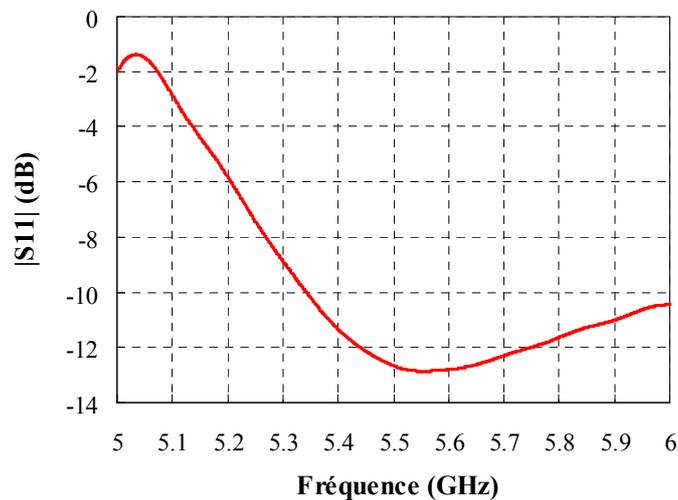


Figure II.45 : Adaptation du diapositif

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne à 5,6GHz (Figure II.46) en présence des éléments périodiques à toit capacitif montrent que le lobe principal possède un gain maximal de 10,5dB, un angle d'ouverture de $37,2^\circ$ dans le plan vertical et de $89,7^\circ$ dans le plan horizontal. Bien que la hauteur du réflecteur BIE est très réduite, nous pouvons également remarquer que le rayonnement arrière est très faible avec une valeur inférieure à -5 dB. Par conséquent, le réflecteur BIE à toit capacitif permet d'obtenir des performances similaires à celles obtenues avec le réflecteur plan de hauteur $\lambda/2$ ou le réflecteur BIE traditionnel tout en ayant une compacité bien plus importante.

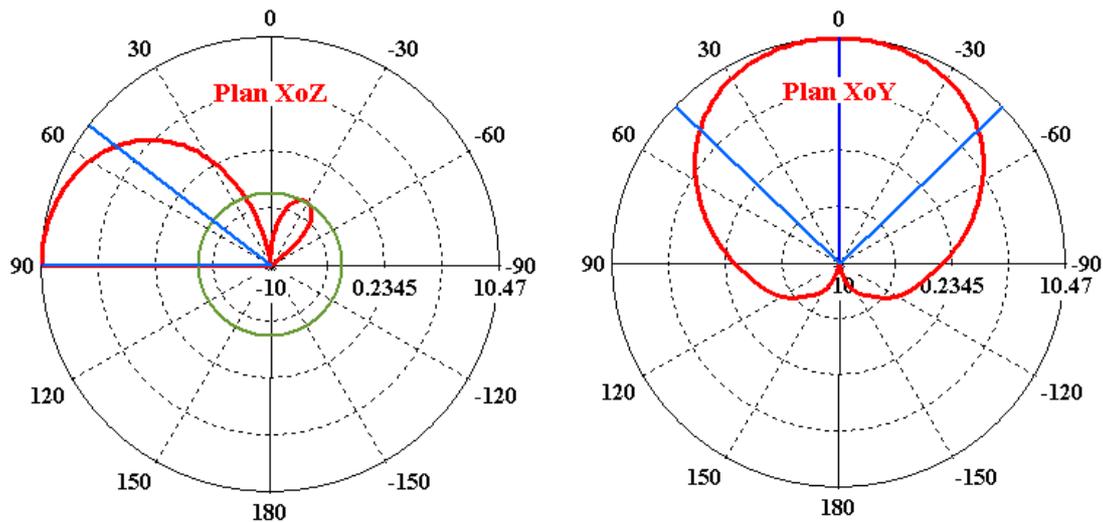


Figure II.46 : Diagrammes de rayonnement du dispositif à 5.6 GHz

II.4.4. Bilan sur les réflecteurs

Dans cette partie dédiée à la mise en place d'un réflecteur, nous avons effectué des études suivant la forme (rectiligne, parties inclinées, parabolique) et le type de réflecteur (plaque métallique, matériau BIE, antennes court-circuitées). Nous avons pu voir que tous les types de réflecteurs conduisaient à une directivité axiale - avant proche de 10.5 dB qui est supérieure de 5 dB à la valeur obtenue sans réflecteur. Toutefois, un réflecteur plan nécessite une hauteur minimale de $\lambda/2$ pour obtenir de tels résultats alors qu'avec des éléments court-circuités (trois étant le meilleur compromis adaptation –directivité) ou un matériau BIE à toit capacitif, cette hauteur peut être réduite à $\lambda/10$. Le prix à payer étant un encombrement longitudinal bien plus important et un rayonnement arrière accru dans le cas des éléments court circuités. Une caractéristique primordiale est la forme du réflecteur. En effet, en adoptant des parties inclinées à 45° ou une forme parabolique, la valeur de la directivité peut atteindre 13 dB pour le premier cas et même 13.5 dB pour le deuxième cas. En effet, ces formes particulières permettent de rediriger vers la direction axiale avant, plusieurs directions de rayonnement arrières de l'antenne. Dans le cas de la forme rectiligne, une seule direction du rayonnement arrière ($\varphi = 180^\circ$) de l'antenne est remise dans l'axe avant ($\varphi = 0^\circ$) après réflexion. En inclinant les parties extrêmes du réflecteur à 45° , les directions de rayonnement arrières pour φ égal à 135° (qui correspondait à un niveau de champ important) et pour φ égal à 180° sont remises dans l'axe avant ($\varphi = 0^\circ$) après réflexion. Quant à la forme parabolique, l'ensemble du rayonnement arrière est redirigé dans la direction souhaitée après réflexion.

L'amélioration de 0.5 dB induite par la forme parabolique en lieu et place de parties rectilignes inclinées ne justifie peut être pas son choix à cause de la difficulté de réalisation supplémentaire. A noter que ces formes particulières qui englobe l'antenne dégrade légèrement l'adaptation car la surtension de champs est plus importante.

Il est possible d'utiliser conjointement une forme de réflecteur particulière (parties inclinées) et un type de réflecteur particulier (matériau BIE à toit capacitif) pour cumuler plusieurs avantages à savoir la hauteur et le gain. Nous avons abouti à la structure donnée sur la Figure II.47.

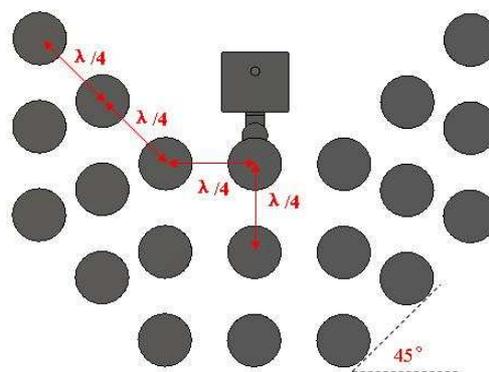


Figure II.47 : Antenne fil-plaque avec le réflecteur BIE focalisant de toit capacitif

Cette structure qui est adaptée sur la bande de travail 5.47 GHz-5.725 GHz (Figure II.48), permet d'obtenir des performances satisfaisantes en rayonnement (Figure II.49) tout en présentant une hauteur très limitée de l'ordre de $\lambda/10$.

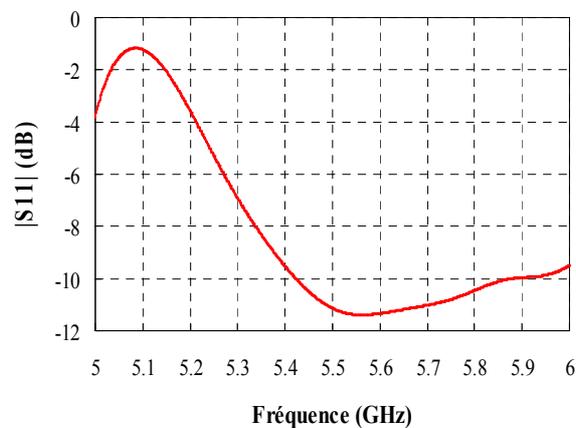


Figure II.48 : Adaptation du dispositif

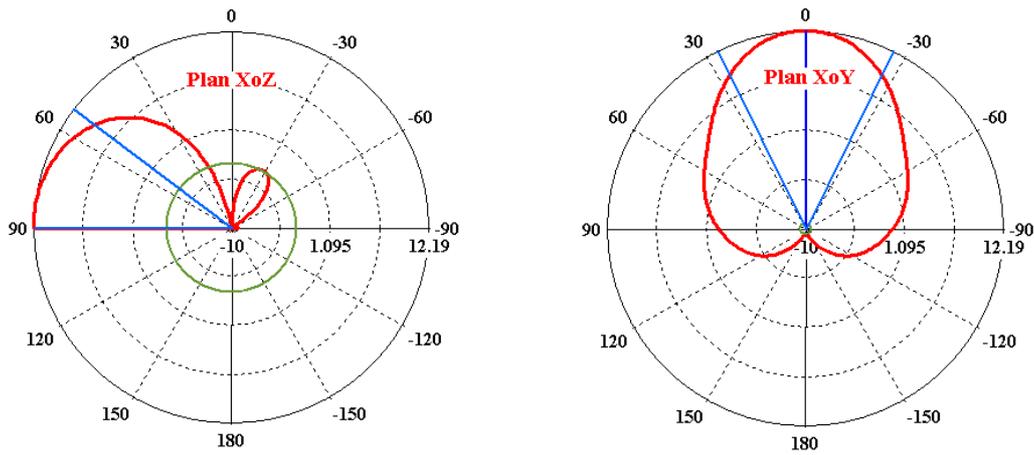


Figure II.49 : Diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz exprimés en gain

Le gain maximal obtenu à 5.6 GHz dans la direction axiale – avant est de 12,2dB alors que le rayonnement arrière n'excède pas -15 dB. L'angle d'ouverture à -3 dB dans le plan vertical (XoZ) est de 40° et de 48° dans le plan horizontal (XoY).

**CHAPITRE III ETUDE DU RAYONNEMENT D'UNE
ANTENNE FIL-PLAQUE SUR UN PLAN DE MASSE
LIMITE**

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié une antenne fil-plaque sur plan de masse infini, et pour différents réflecteurs. Dans la pratique, ce type d'antenne n'est pas disposé sur un plan de masse infini, mais sur un plan de masse dont les dimensions sont limitées. Donc dans ce chapitre nous allons analyser l'effet du plan de masse fini sur les performances de l'antenne fil-plaque avec et sans plan réflecteur.

Nous allons d'abord démontrer la faisabilité et l'intérêt de pouvoir prédire l'influence des bords du plan de masse sur les performances en rayonnement de l'antenne étudiée à l'aide d'une méthode analytique (Théorie Uniforme de la Diffraction). Nous étudierons à ce titre l'antenne fil-plaque présentée au chapitre 2 en présence d'un plan de masse limité sans réflecteur.

En se basant sur le théorème de superposition appliqué à la combinaison des champs direct, réfléchi et diffracté par l'antenne, nous montrerons qu'il est possible de déterminer une expression analytique du champ total rayonné par une antenne sur plan de masse limité.

Puis, nous présenterons quelques résultats de diagramme de rayonnement obtenus par cette méthode, que nous comparerons à des simulations rigoureuses basées sur la méthode des différences finies en temporel. Nous étudierons spécialement l'influence des dimensions du plan de masse sur les performances d'une antenne de type fil-plaque.

Dans le cadre du projet THDT, une contrainte d'épaisseur minimale de plan de masse est nécessaire pour la réalisation mécanique. Nous montrerons que l'épaisseur du plan de masse n'a pas d'influence notable sur les performances de l'antenne en rayonnement, dès lors que cette épaisseur reste inférieure à une valeur critique de $\lambda/2$ à partir de laquelle nous observerons des phénomènes de résonance entre arêtes.

Au final, nous allons montrer l'influence du plan de masse sur le niveau du gain de l'antenne fil-plaque. Les analyses seront effectuées d'une part sur l'antenne fil-plaque avec un plan de masse fini et d'autre part sur l'antenne fil-plaque avec un plan de masse fini et en présence d'un plan réflecteur métallique rectiligne.

III.2. Expressions des champs d'une antenne sur un plan de masse fini à l'aide de méthodes asymptotiques en fréquence

III.2.1. Historique

Une méthode asymptotique peut être définie comme une méthode approchée qui tend vers la solution exacte.

Aujourd'hui, les méthodes asymptotiques peuvent être décomposées en deux grandes familles : les méthodes physiques et les méthodes géométriques. Elles décrivent de manière simple et physique la diffraction d'un champ électromagnétique par un obstacle.

Au 17^{ème} siècle, la nature de la lumière est un sujet de controverse entre les plus grands savants de l'époque. Les lois de propagation des rayons lumineux déjà établies se déduisent du principe de propagation en temps minimal énoncé par Fermat en 1657, de la loi de la réflexion, et de la loi de la réfraction de Snell-Descartes [63].

Ce n'est qu'après les travaux de Maxwell au 19^{ème} siècle, et la certitude que la lumière est bien une onde électromagnétique, que les scientifiques vont montrer le passage rigoureux des équations de Maxwell à l'Optique Géométrique (OG) [64].

Toutefois, il faut souligner que l'OG est la plus vieille des théories de propagation de la lumière, mais elle ne sait pas rendre compte des phénomènes optiques appelés **diffraction**.

La diffraction est le comportement des ondes lorsqu'elles rencontrent un obstacle qui ne leur est pas complètement transparent [65]. Le phénomène peut être interprété par la diffusion d'une onde par les points de l'objet.

La diffraction s'observe avec la lumière mais également avec le son, les vagues, les neutrons, les rayons X ou la matière. Elle est une signature de la nature ondulatoire d'un phénomène.

L'optique géométrique permet de décrire de manière satisfaisante l'évolution de la phase et de l'amplitude d'une onde haute fréquence qui se propage en espace libre. Elle se montre en difficulté dès qu'elle doit être utilisée en présence d'un obstacle (Figure III.1) :

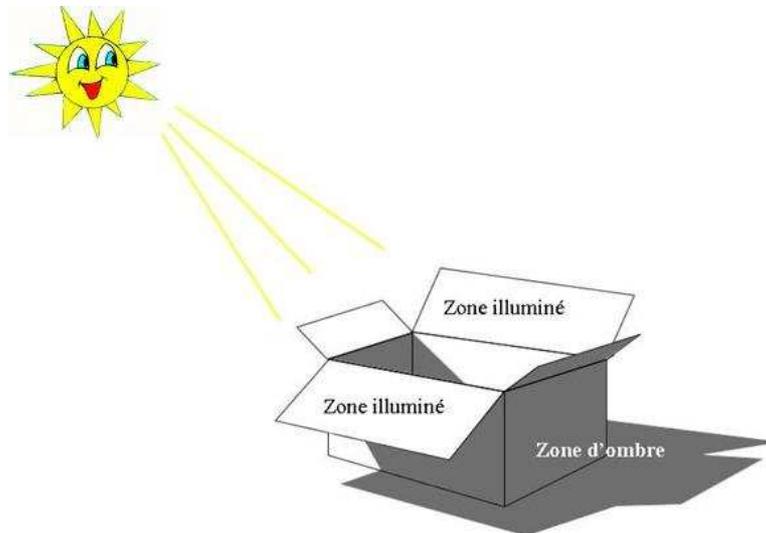


Figure III.1 : Rayons de l'optique géométrique en présence d'un obstacle

La théorie de l'Optique Géométrique fournit un calcul correct du champ dans la zone illuminée, mais donne un champ nul dans la zone d'ombre, qui est une approximation trop grossière pour la plupart des applications [65].

La théorie géométrique de la diffraction complète la théorie de l'optique géométrique en introduisant des rayons diffractés qui vont permettre de décrire avec précision les champs électromagnétiques qui sont présents dans les zones d'ombre.

En 1944, Luneberg a développé la théorie générale des champs électromagnétiques hautes fréquences [66]. Reprise par Kline (1951) [67], elle est la base des développements de problèmes de diffraction qui sont apparus dans la deuxième moitié du 20^{ème} siècle.

En 1949, Keller et Blanck ont repris et développé une méthode d'écoulement conique afin de l'adapter au problème de diffraction électromagnétique. La Théorie Géométrique de la diffraction est alors née (1950) [68].

Bien que cette théorie (TGD) s'avère plus complète dans la prise en compte de phénomènes de diffraction et plus simple d'utilisation que toutes les précédentes solutions développées, elle présente toutefois quelques défauts importants :

Singularités : le champ calculé au point focal sur une caustique ou sur une zone d'ombre géométrique est infini.

Non uniformité : dans certaines régions de l'espace, le champ n'est pas uniforme.

De nombreux travaux ont permis de progresser et de corriger les défauts précédemment énoncés, en particulier ceux de Kouyoumjian et Pathak (1974) qui ont développé la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [69]. Basée sur des intégrales de Fresnel, cette solution permet d'éviter certaines singularités du champ et ainsi d'en donner une représentation uniforme.

III.2.2. La théorie uniforme de la diffraction

En 1974, Kouyoumjian et Pathak éliminent le problème de divergence de la TGD au voisinage des frontières optiques en mettant au point la Théorie Uniforme de la Diffraction. C'est un modèle asymptotique uniformément valide au voisinage et sur les frontières de l'Optique Géométrique [69]. Ils ont écrit leurs coefficients de diffraction sous la forme de quatre termes pour un dièdre parfaitement conducteur à faces planes.

La fonction de transition désigne l'intégrale de Fresnel modifiée : Cette fonction joue un rôle essentiel dans les zones de transition car elle permet d'y obtenir la continuité du champ total [70]. En dehors de ces zones, l'intégrale converge rapidement vers 1 et, de ce fait, les coefficients de diffraction élaborés par Kouyoumjian et Pathak se réduisent à ceux de Keller.

Notons que dans le cas d'un dièdre diélectrique de permittivité relative ϵ_r et de conductivité σ , des coefficients heuristiques de diffraction ont été proposés par Luebbers [71].

Nous allons utiliser les travaux de KELLER, de KOUYOUMJIAN et PATHAK (une mise en forme rigoureuse et l'élaboration de formulations uniformes) pour décrire le champ diffracté par un plan de masse de dimensions finies.

Nous considérons la situation simple où une onde plane éclaire en incidence oblique un demi-plan parfaitement conducteur. Notre but est de comprendre et d'obtenir le champ total en un point d'observation quelconque de l'espace, par une théorie de rayons.

Nous distinguons sur la Figure III.2, trois types de rayons qui sont incidents, réfléchis, et diffractés. Par conséquent, trois zones d'espace sont à différencier par la nature des rayons présents (Figure III.3).

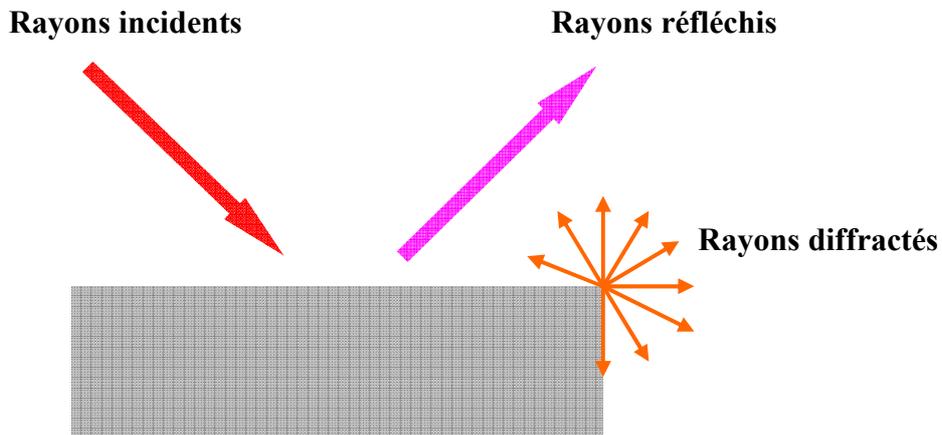


Figure III.2 : Représentation des différents types de rayons générés par une structure

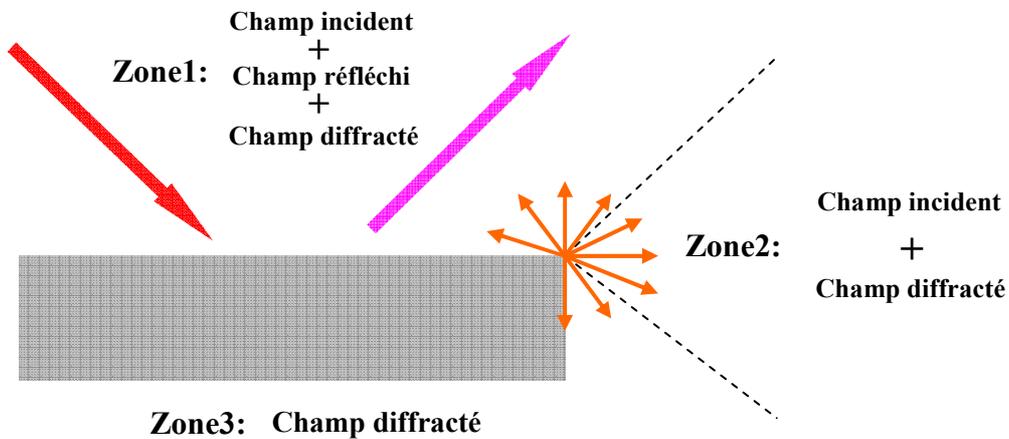


Figure III.3 : Représentation des catégories de rayon présentes dans chaque région de l'espace

Dans la zone 1, sont présents à la fois les rayons incidents, réfléchis, et diffractés. A l'extrémité de cette région (demi-droite en pointillés) appelée limite de la zone de réflexion, le champ réfléchi disparaît, donnant lieu à une discontinuité des champs calculés par l'optique géométrique.

Dans la zone 2, sont présents les champs incidents et diffractés. A l'extrémité de cette région (demi-droite en pointillés) appelée limite de la zone illuminée ou limite de la zone d'ombre, le champ incident disparaît, donnant lieu à une nouvelle discontinuité des termes de l'optique géométrique. Là encore, cette discontinuité est exactement compensée par le rayon diffracté qui est introduit de part et d'autre de cette limite.

Dans la zone 3, seul le champ diffracté existe.

Nous adopterons la notation suivante : \vec{U}^i représente le champ incident tangent à la structure, avec la convention suivante :

- $\vec{U}^i = \vec{E}^i$ en polarisation électrique
- $\vec{U}^i = \vec{H}^i$ en polarisation magnétique

Le champ réfléchi est représenté avec la même convention, indicée par la lettre r. Les champs incidents et réfléchis correspondent aux termes de l'optique géométrique.

Dans la situation simple décrite ci-dessus, on peut donner une formulation du champ total en un point d'observation quelconque de l'espace de manière relativement intuitive :

$$\vec{U}(P) = Y^i \vec{U}^i(P) + Y^r \vec{U}^r(P) + \vec{U}^d(P) \quad \text{III-1}$$

Et puisque ces vecteurs sont tous parallèles, cette relation reste vraie en écriture scalaire :

$$U(P) = Y^i U^i(P) + Y^r U^r(P) + U^d(P) \quad \text{III-2}$$

Avec $Y^{i,r}$ sont des échelons unités qui indiquent la présence ou l'absence respectivement du champ incident et réfléchi :

- $Y^i = 1$ dans la région 1 et 2 ; $Y^i = 0$ dans le zone 3
- $Y^r = 1$ dans la région 1 ; $Y^r = 0$ dans les zones 2 et 3

Comme dans le cas de la réflexion, lorsqu'une polarisation est associée au rayon incident, il est nécessaire de définir avec précision le système de coordonnées dans lequel est exprimé cette polarisation.

Dans le cas d'une diffraction par un dièdre, la Figure III.4 indique les éléments géométriques et les notations utilisées. Le rayon incident arrive sur l'arête avec une incidence oblique faisant un angle β_0 avec la tangente à l'arête.

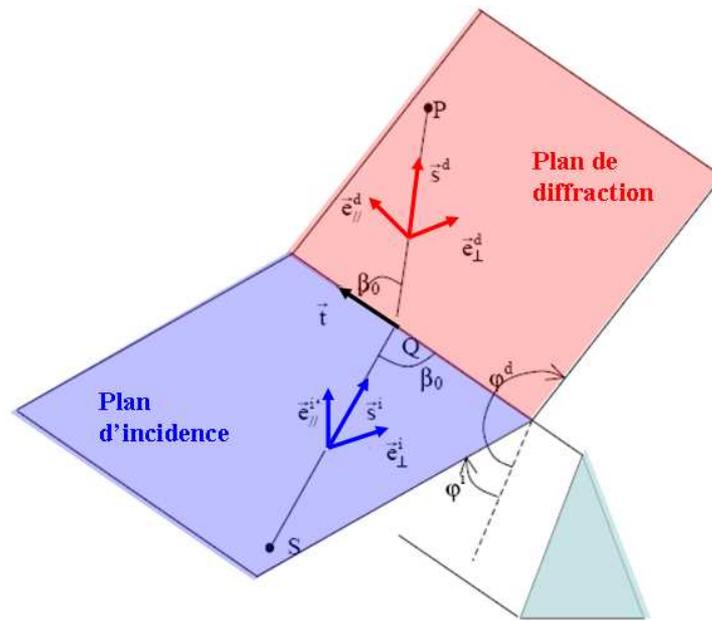


Figure III.4 : Représentation des bases locales associées aux rayons incidents et diffractés

Le plan d'incidence est défini par le rayon incident et le vecteur directeur de l'arête. Cette définition, couramment adoptée, n'est pas très heureuse, car elle ne coïncide pas avec la définition du plan d'incidence utilisée en réflexion : ces deux plans sont orthogonaux.

Afin de conserver la cohérence de la notation entre rayons réfléchis et rayons diffractés, les vecteurs unitaires parallèles et orthogonaux correspondent aux définitions des rayons réfléchis ($\vec{e}_{||} = \vec{e}_{\perp} \wedge \vec{s}$). Il peut donc être écrit dans les bases locales associées à chaque rayon (incident et diffracté) :

$$\vec{E}^i = E^i_{||} \vec{e}^i_{||} + \vec{E}^i_{\perp} \vec{e}^i_{\perp} \quad \text{III-3}$$

$$\vec{E}^d = E^d_{//} \vec{e}^d_{//} + \vec{E}^d_{\perp} \vec{e}^d_{\perp} \quad \text{III-4}$$

Au point de diffraction Q, le champ diffracté s'exprime en fonction du champ incident par un coefficient de diffraction qui dépend de la polarisation et pouvant être résumé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} E^d_{//}(Q) \\ E^d_{\perp}(Q) \end{bmatrix} = [D] \begin{bmatrix} E^i_{//}(Q) \\ E^i_{\perp}(Q) \end{bmatrix} \quad \text{III-5}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} D_{//} & 0 \\ 0 & D_{\perp} \end{bmatrix} \quad \text{III-6}$$

Avec $[D]$ matrice des coefficients de diffraction de Kouyoumjan et Pathak [72].

III.2.3. Prise en compte des rayons diffractés

La théorie géométrique de la diffraction et sa version uniforme sont particulièrement bien adaptées pour traiter la diffraction de structures qui sont grandes devant la longueur d'onde, et pour lesquelles il n'y a pas une quantité trop importante de rayons à prendre en compte. Nous allons appliquer cette méthode au calcul du champ diffracté par le plan de masse d'une antenne, et ainsi analyser son influence sur le diagramme de rayonnement de l'antenne [73]. En abordant ce problème, nous allons d'abord faire certaines approximations :

- Nous traiterons l'influence sur le diagramme de rayonnement seulement dans un plan pour aboutir à un problème 2D.
- Nous considérerons que le centre de phase de l'antenne est également son centre géométrique, et que le champ rayonné peut être considéré comme issu de ce centre de phase.
- Nous estimerons que le champ issu de l'antenne et qui tombe sur l'arête a une structure localement plane et peut donc être représenté par un rayon de l'optique géométrique.

- Nous supposons classiquement que le point d'observation est situé en champ lointain, et que par conséquent, tous les rayons qui lui parviennent sont parallèles.

Dans ces conditions, la géométrie du problème peut être représentée par la Figure III.5 en considérant :

- Le centre de phase O
- Les arêtes 1 et 2 situées à une distance D du centre de phase
- Le rayon direct R0, issu de l'antenne, qui atteint le point d'observation
- Les rayons incidents sur les arêtes Ri1 et Ri2
- Les rayons diffractés R1 et R2, issus de leur arête respective, et dirigés vers le point d'observation

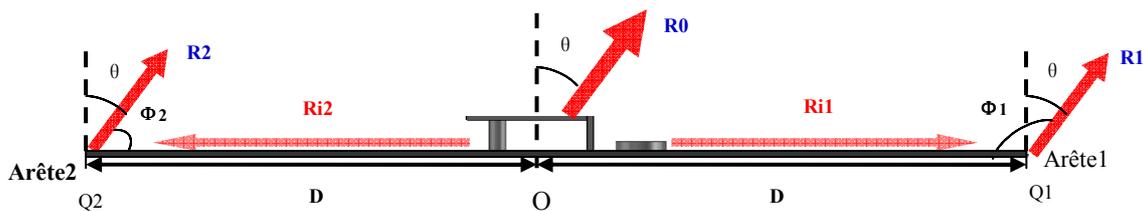


Figure III.5 : Représentation de la géométrie d'une antenne fil-plaque sur plan de masse limité avec les rayons incidents et diffractés

Dans cette partie, le plan de coupe considéré pour définir le diagramme de rayonnement sera le plan E de l'antenne, ce qui indique que les rayons incidents sur les arêtes seront en polarisation électrique.

III.2.3.1. Rayonnement sur plan de masse infini

La Figure III.6 illustre le diagramme de rayonnement normalisé dans le plan vertical généré par une antenne fil-plaque (Figure III.5) sur un plan de masse infini. Nous l'appellerons par la suite $F(\theta)$.

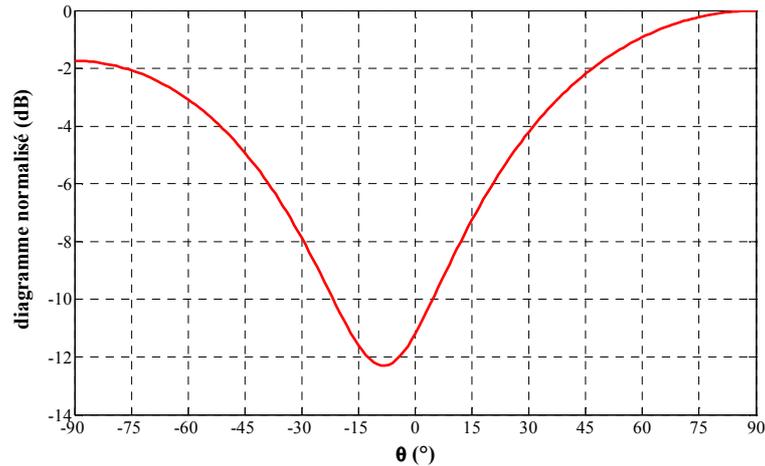


Figure III.6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque sur le plan de masse infini

Puisque nous traitons le problème en 2D, le champ incident associé au rayon R_0 (de l'antenne au point d'observation) s'écrit :

$$\vec{E}_0(\theta) = F(\theta) \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-7}$$

Avec r distance du centre de phase O au point d'observation P .

III.2.3.2. La construction des rayons diffractés

III.2.3.2.a Diffraction

En utilisant la même méthode que pour le rayon incident, les champs incidents sur l'arête 1 et 2 s'expriment :

$$\vec{E}_{i1}(Q_1) = F\left(\frac{\pi}{2}\right) \frac{e^{-jkD}}{\sqrt{D}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-8}$$

$$\vec{E}_{i2}(Q_2) = F\left(-\frac{\pi}{2}\right) \frac{e^{-jkD}}{\sqrt{D}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-9}$$

Avec R_1 et R_2 rayons diffractés par les arêtes du plan de masse qui sont respectivement associés aux champs diffractés $\vec{E}_1(\theta)$ et $\vec{E}_2(\theta)$.

Ce rayon direct R0 est associé au champ incident $\vec{E}_i(\theta)$. $\vec{E}_i(\theta)$ est donné par le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E car le point P est situé à une grande distance r de l'antenne :

$$\vec{E}_i(\theta) = F(\theta) \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-10}$$

Le terme $\frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}}$ exprime la propagation de l'onde en 2D.

$\vec{E}_1(\theta)$ et $\vec{E}_2(\theta)$ étant calculés de manière identique, nous allons donc uniquement présenter la résolution de $\vec{E}_1(\theta)$. Le champ incident au point Q1 a pour valeur :

$$\vec{E}(Q_1)_{i1} = F\left(\frac{\pi}{2}\right) \frac{e^{-jkD}}{\sqrt{D}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-11}$$

$$\vec{E}_1(\theta) = -\vec{E}_{i1}(Q_1) \tilde{K}_- \left\{ \sqrt{2KL_1} \cos \frac{\phi_1}{2} \right\} \sqrt{L_1} \frac{e^{-jk(r-D\sin\theta)}}{\sqrt{r-D\sin\theta}} \quad \text{III-12}$$

Avec $L_1 = \frac{(r-D\sin\theta)D}{(r-D\sin\theta)+D}$ et $\phi_1 = \frac{\pi}{2} + \theta$ (ϕ_1 est présenté dans la Figure III.5).

Dans un souci d'allègement de notation, le changement de signe qui affecte la fonction \tilde{K}_- au passage des frontières de l'optique géométrique a été considéré par un « tilde » et par une valeur absolue à son argument :

$$\tilde{K}_-(x) = \text{Sgn}(x) K_-(|x|)$$

$$K_-(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{j(x^2+\pi/4)} \int_x^\infty e^{-jt^2} dt \quad \text{III-13}$$

Avec $K_-(x)$ intégrale de Fresnel modifiée et $x = \sqrt{2kD} \cos \frac{\phi_1}{2}$,

Le point d'observation est situé à une distance r de l'origine, et cette distance tend vers l'infini, qui permet de considérer que L et D sont sensiblement identiques.

En rassemblant les résultats partiels III-10 - III-13, le champ diffracté par l'arête 1 est obtenu et vaut :

$$\vec{E}_1(\theta) = -F\left(\frac{\pi}{2}\right) e^{-jkD(1-\sin\theta)} \tilde{K}_-\left(\sqrt{2kD} \cos\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\theta}{2}\right)\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{U}_\theta \quad \text{III-14}$$

De manière analogue, on obtient le champ diffracté par l'arête 2 :

$$\vec{E}_2(\theta) = -F\left(-\frac{\pi}{2}\right) e^{-jkD(1+\sin\theta)} \tilde{K}_-\left(\sqrt{2kD} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2}\right)\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{U}_\theta \quad \text{III-15}$$

III.2.3.2.b Expression du champ total

Nous appelons zone illuminée, la zone directement illuminée par l'antenne qui est donc située au dessus du plan de masse (Figure III.7). A contrario, la zone d'ombre est située sous le plan de masse et n'est donc pas directement illuminée par l'antenne.

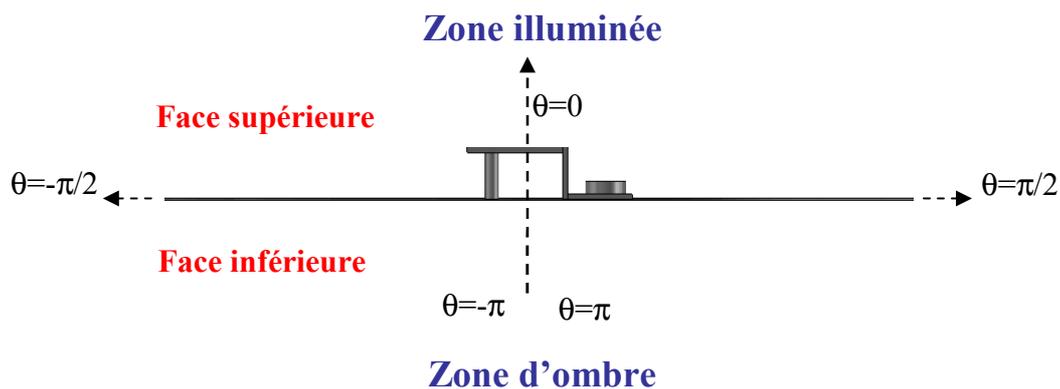


Figure III.7 : Zone de rayonnement illuminé et d'ombre

Dans la zone illuminée, le champ total s'obtient en faisant la somme du champ directement rayonné par l'antenne fil-plaque $\vec{E}_0(\theta)$ avec les champs diffractés par chacune des arêtes $\vec{E}_1(\theta)$ et $\vec{E}_2(\theta)$:

$$\vec{E}(\theta) = \vec{E}_0(\theta) + \vec{E}_1(\theta) + \vec{E}_2(\theta) \quad \text{III-16}$$

$$\text{Avec } \theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right]$$

Par conséquent, le champ total dans la zone illuminée s'exprime par:

$$\vec{E}(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} F(\theta) \\ -F\left(\frac{\pi}{2}\right)e^{-jkD(1-\sin\theta)} \tilde{K}_-(\sqrt{2kD} \cos(\frac{\pi}{4} + \frac{\theta}{2})) \\ -F\left(-\frac{\pi}{2}\right)e^{-jkD(1+\sin\theta)} \tilde{K}_-(\sqrt{2kD} \cos(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2})) \end{array} \right\} \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-17}$$

Conformément à l'équation III-18, le champ dans la zone d'ombre correspond uniquement à la somme des champs diffractés par les arêtes du plan de masse.

$$\vec{E}_d(\theta) = \vec{E}_1(\theta) + \vec{E}_2(\theta) \quad \text{III-18}$$

$$\text{Avec } \theta \in \left[-\pi, -\frac{\pi}{2} \right] \text{ et } \left[\frac{\pi}{2}, \pi \right]$$

Par conséquent, le champ total dans la zone d'ombre s'exprime par :

$$\vec{E}(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} -F\left(\frac{\pi}{2}\right)e^{-jkD(1-\sin\theta)} \tilde{K}_-(\sqrt{2kD} \cos(\frac{\pi}{4} + \frac{\theta}{2})) \\ -F\left(-\frac{\pi}{2}\right)e^{-jkD(1+\sin\theta)} \tilde{K}_-(\sqrt{2kD} \cos(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta}{2})) \end{array} \right\} \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \vec{U}_\theta \quad \text{III-19}$$

Nous allons maintenant appliquer ces formulations rigoureuses pour caractériser le diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque sur un plan de masse fini.

III.2.4. Caractérisation des diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne fil-plaque sur plan de masse fini sont obtenus à partir des résultats sur plan de masse infini et en utilisant les équations III-17 et III-19. La Figure III.8 illustre les diagrammes de rayonnement générés par la méthode analytique pour des plans de masse carrés de différentes dimensions (5λ , 6λ , 7λ , 10λ et infini).

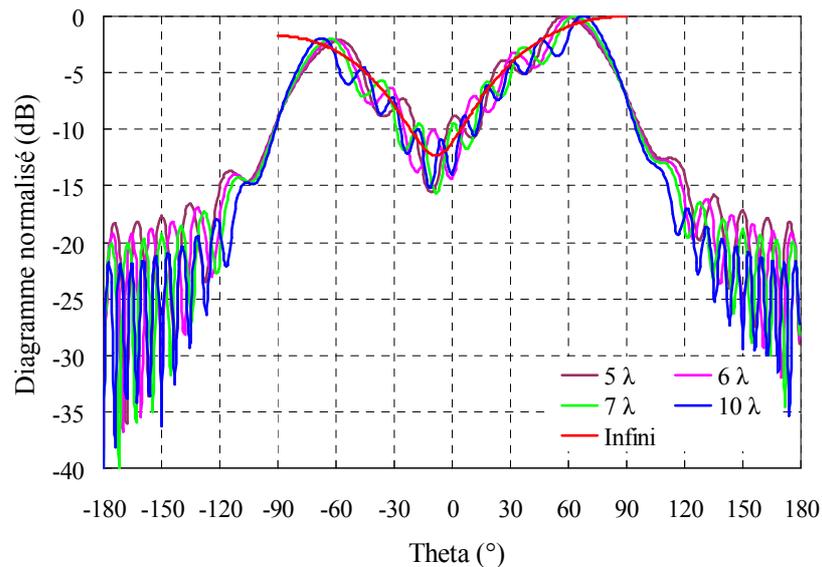


Figure III.8 : Les diagrammes de rayonnement obtenus dans le plan E pour différentes dimensions de plan de masse

Nous observons que les dimensions du plan de masse modifient notablement le rayonnement de l'antenne fil-plaque en champ lointain. La troncature du plan de masse provoque un effet de diffraction par les arêtes qui génèrent des interférences, à la fois constructives et destructives selon l'angle d'observation du champ rayonné. Nous pouvons voir que l'effet de la diffraction est le plus significatif au niveau de l'horizon c'est-à-dire pour θ égale $\pm 90^\circ$. En effet, le champ diffracté est maximum au voisinage des frontières de l'optique géométrique et est donc très perturbant au niveau de la zone 2 (Figure III.3). Pour un demi-plan, et sur l'exemple de la frontière ombre-lumière, le champ diffracté est égal à la moitié du champ incident et change de signe en traversant la frontière pour compenser la discontinuité due au passage de zones et ceci quelle que soit la distance de l'arête [73].

Nous pouvons également observer que quelle que soit la dimension du plan de masse, tous les diagrammes de rayonnement se recoupent en un même point qui est au voisinage de $\theta = \pm 87^\circ$. La valeur se situe à -6dB de celle obtenue en présence d'un plan de masse infini

pour $\theta = \pm 87^\circ$. De plus nous constatons que l'accroissement des dimensions du plan de masse entraîne d'une part, une diminution du champ en dessous du plan de masse ($\theta \in [-180^\circ, -90^\circ]$ et $[90^\circ, 180^\circ]$) et d'autre part, un rapprochement des 2 lobes principaux vers l'horizon ($\theta = \pm 90^\circ$).

III.3. Validation numérique avec différentes dimensions de plan de masse et études paramétriques

III.3.1. Validation par la simulation sur CST

Pour valider cette méthode analytique, nous avons comparé les résultats précédents avec ceux obtenus par le logiciel électromagnétique CST. Trois différentes dimensions de plan de masse (5λ , 6λ , 7λ) ont été considérées pour ces analyses qui sont représentées sur la Figure III.9, Figure III.10 et Figure III.11. A noter que le plan de masse a une épaisseur finie de 1mm ($\lambda/50$) dans les simulations CST. En comparant les diagrammes de rayonnement, nous pouvons faire deux remarques. Tout d'abord, en zone illuminée, plus les dimensions du plan de masse sont grandes en termes de longueur d'onde, plus la méthode analytique fournit des résultats proches de la simulation électromagnétique. En effet, cette méthode repose sur la théorie uniforme de la diffraction qui est valable pour traiter des surfaces bien supérieures à λ .

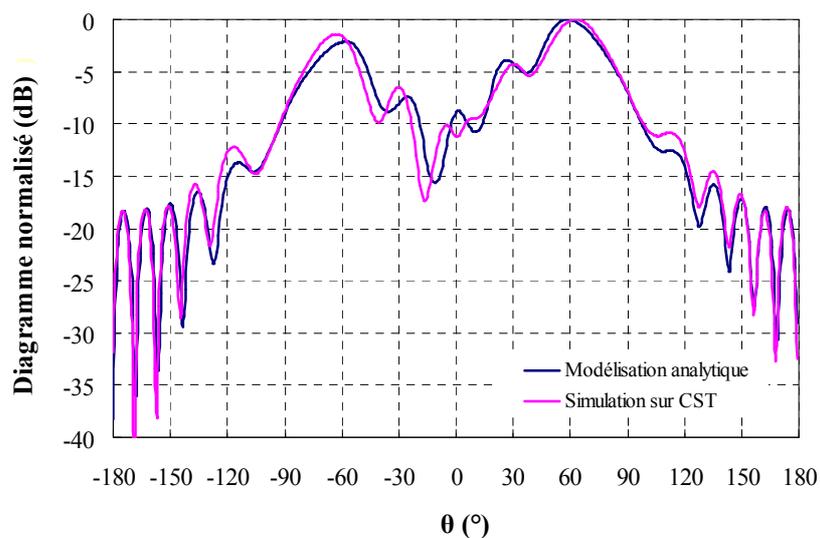


Figure III.9 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour des dimensions du plan de masse de l'ordre de $5\lambda \times 5\lambda$

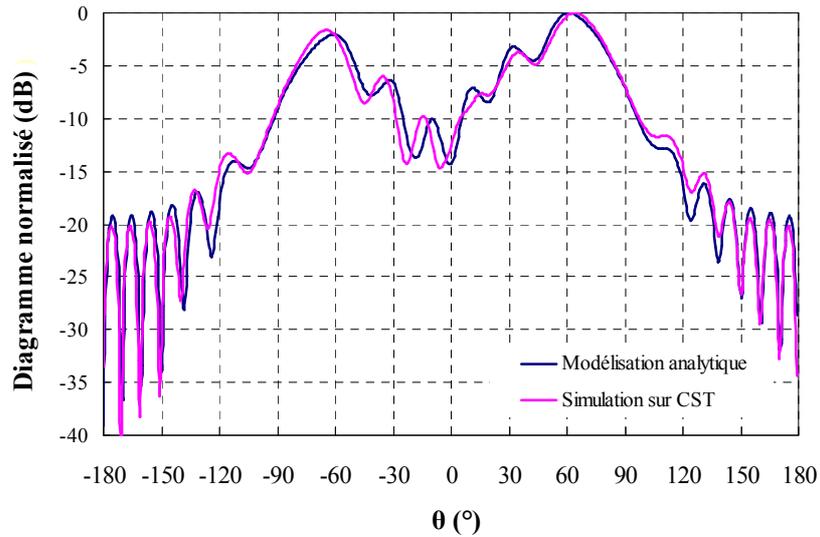


Figure III.10 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour dimensions du plan de masse de l'ordre de $6\lambda \times 6\lambda$

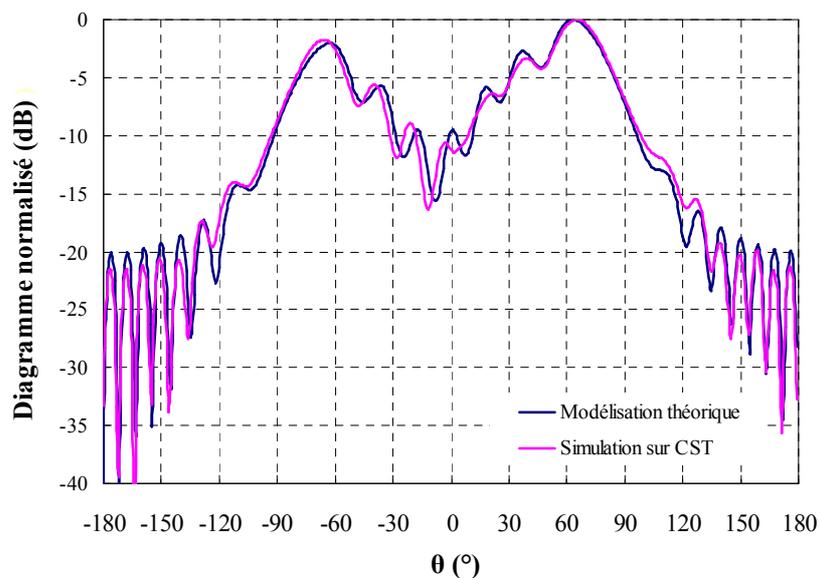


Figure III.11 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour des dimensions du plan de masse de l'ordre de $7\lambda \times 7\lambda$

Puis, en zone d'ombre, les positions des minimums et des maximums (interférences constructives et destructives) sont bien prédites par la méthode analytique. En revanche, les niveaux sont légèrement surestimés. Ceci est probablement dû à la non prise en compte des rayons diffractés par l'arrête de la face inférieure du plan de masse. En effet, dans la méthode UTD, le plan de masse est considéré avec une épaisseur nulle alors que celui ci possède dans la simulation une épaisseur réaliste (1mm). Ceci constitue une limite de la méthode analytique

utilisée car elle ne permet pas de prendre en compte l'influence des rayons diffractés par l'arête arrière (Figure III.12) et donc l'épaisseur du plan de masse.

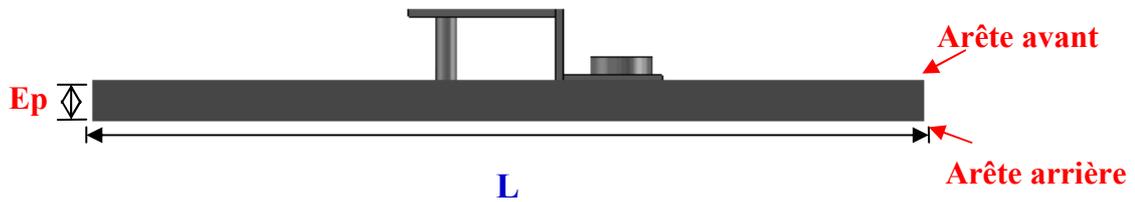


Figure III.12 : Arêtes d'un plan de masse épais

III.3.2. Etude de l'influence de l'épaisseur du plan de masse

Pour analyser uniquement l'influence de l'épaisseur du plan de masse, nous avons fixé ses dimensions à $7\lambda \times 7\lambda$ et nous avons fait varier son épaisseur de 1mm à 25mm. Les diagrammes de rayonnement obtenus à l'aide du logiciel CST sur indiqués dans le plan E sur la Figure III.13.

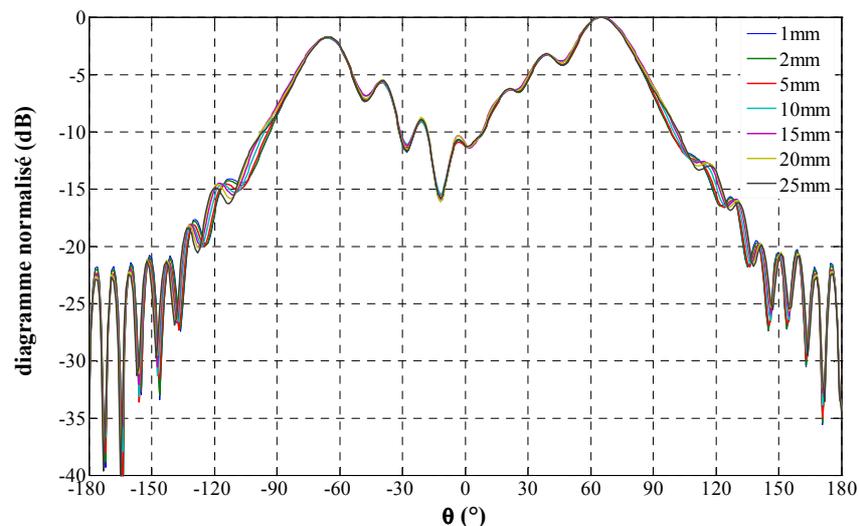


Figure III.13 : Diagrammes de rayonnement en fonction de l'épaisseur d'un plan de masse $7\lambda \times 7\lambda$

Nous pouvons voir que le changement d'épaisseur du plan de masse n'engendre pas de modifications significatives du rayonnement dans la zone illuminée ($-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$). Cependant, les différences sont plus marquées dans la zone située à l'arrière de l'antenne ($-180^\circ \leq \theta < -90^\circ$ et $90^\circ \leq \theta < 180^\circ$). Afin de caractériser rigoureusement l'écart par rapport à la référence qui est le cas avec un plan de masse d'1 mm d'épaisseur, nous avons utilisé la méthode RMS (Root Mean Square) [74]:

$$P_{\text{écart}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=\theta_1}^{i=\theta_2} \left(\frac{|f_i - ref_i|^2}{|ref_i|^2} \right)}{N}} \quad \text{III-20}$$

Cette méthode permet d'obtenir, sur une plage angulaire définie entre θ_1 et θ_2 qui est discrétisée en N échantillons, le pourcentage d'erreur par rapport au cas de référence. Etant donné que le diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque est caractérisé par deux lobes principaux pointant à $\pm 60^\circ$ avec une ouverture angulaire de 40° , nous avons calculé le pourcentage d'erreur sur les intervalles $-80^\circ \leq \theta \leq -40^\circ$ et $40^\circ \leq \theta \leq 80^\circ$. Pour y parvenir, il est nécessaire au préalable d'exprimer en linéaire et en champ à 1m, le diagramme de rayonnement dans le plan vertical (Figure III.14).

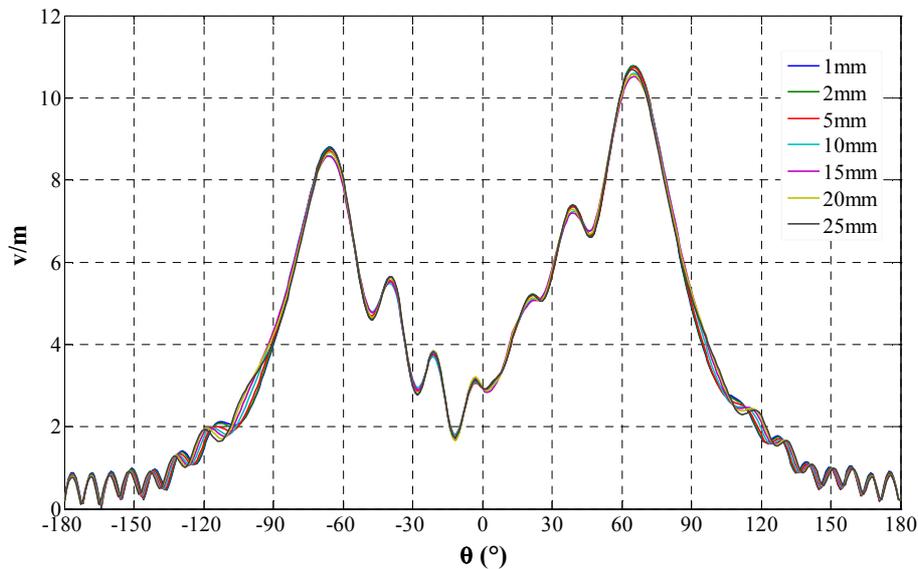


Figure III.14 : Diagramme de rayonnement en champs

Les pourcentages d'écart qui ont été calculés au voisinage des deux lobes principaux sont donnés en fonction de l'épaisseur dans le Tableau III-1. Nous pouvons constater que les valeurs ne sont significatives puisque les maxima concernant les deux lobes principaux qui ont été obtenus pour une épaisseur de 15 mm (soit approximativement $\lambda/4$), sont uniquement de 2,07% et 1,84%. Ces remarques sont également valables pour des dimensions transverses de plan de masse différentes. Les pourcentages d'écart sont donnés dans le Tableau III-2 pour le cas de 8λ par 8λ , dans le Tableau III-3 pour le cas de 9λ par 9λ et dans le Tableau III-4 pour le cas de 10λ par 10λ .

Epaisseur du plan de masse (mm)	Pourcentage d'écart [-80°, -40°]	Pourcentage d'écart [40°, 80°]
2 (3,7% λ)	0,19%	0,12%
5 (9,3% λ)	0,94%	0,4%
10 (18,6% λ)	2,07%	1,3%
15 (27,9% λ)	2,07%	1,84%
20 (36,12% λ)	1,36%	1,49%
25 (46,5% λ)	1,34%	1,13%

Tableau III-1 : Pourcentage d'écart en fonction de l'épaisseur pour un plan de masse de $7\lambda \times 7\lambda$

Epaisseur du plan de masse (mm)	Pourcentage d'écart [-80°, -40°]	Pourcentage d'écart [40°, 80°]
2 (3,7% λ)	0,12%	0,23%
5 (9,3% λ)	0,47%	0,55%
10 (18,6% λ)	1,26%	0,85%
15 (27,9% λ)	1,51%	1,05%
20 (36,12% λ)	1,27%	0,83%
25 (46,5% λ)	1,19%	0,52%

Tableau III-2 : Pourcentage d'écart en fonction de l'épaisseur pour un plan de masse de $8\lambda \times 8\lambda$

Epaisseur du plan de masse (mm)	Pourcentage d'écart [-80°, -40°]	Pourcentage d'écart [40°, 80°]
2 (3,7% λ)	0,14%	0,25%
5 (9,3% λ)	0,43%	0,6%
10 (18,6% λ)	1,33%	0,78%
15 (27,9% λ)	2,05%	1,09%
20 (36,12% λ)	0,24%	1,26%
25 (46,5% λ)	2,13%	1,15%

Tableau III-3 : Pourcentage d'écart en fonction de l'épaisseur pour un plan de masse de $9\lambda \times 9\lambda$

Epaisseur du plan de masse (mm)	Pourcentage d'écart [-80°, -40°]	Pourcentage d'écart [40°, 80°]
2 (3,7% λ)	0,11%	0,18%
5 (9,3% λ)	0,47%	0,38%
10 (18,6% λ)	1,44%	0,56%
15 (27,9% λ)	2,17%	1,14%
20 (36,12% λ)	2,25%	1,44%
25 (46,5% λ)	0,2%	1,29%

Tableau III-4 : Pourcentage d'écart en fonction de l'épaisseur pour un plan de masse de $10\lambda \times 10\lambda$

D'après ces tableaux, nous pouvons conclure que quelles que soient les dimensions transverses du plan de masse, l'influence de l'épaisseur est très limitée et peut être donc négligé. Toutefois, nous avons considéré uniquement des cas inférieurs à $\lambda/2$ car des valeurs supérieures ne correspondraient pas à des épaisseurs tolérables pour les réalisations de

prototype. Nous pouvons également conclure que la méthode UTD qui ne considère que l'arête supérieure du plan de masse est suffisante pour avoir des résultats significatifs.

III.4. Etude de l'influence des dimensions du plan de masse sur le gain

Nous avons caractérisé dans le paragraphe III.2.4, l'influence des dimensions latérales du plan de masse fini sur le diagramme de rayonnement de l'antenne fil-plaque. Dans ce paragraphe, nous allons étudier son impact sur le gain maximal. Ces analyses seront tout d'abord effectuées pour une antenne fil plaque sans réflecteur arrière, puis elles seront menées en présence du réflecteur arrière.

III.4.1. Influence des dimensions du plan de masse sur le gain de l'antenne fil-plaque

Nous avons simulé sous CST Microwave Studio, une antenne fil plaque située au centre d'un plan de masse fini dont nous avons modifié les dimensions transverses. Nous pouvons voir sur la Figure III.15 les diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz exprimés en gain dans le plan de coupe vertical qui contient le fil d'alimentation et le fil de masse.

Dans le cas du plan de masse infini, le gain maximal est obtenu, bien évidemment, à l'horizon, c'est-à-dire pour $\theta=90^\circ$. Conformément aux études analytiques précédentes, la mise en place d'un plan de masse de dimensions finies engendre un dépointage et donc une variation de la direction du gain maximal. Celle-ci varie entre $\theta=40^\circ$ pour la plus petite plaque à $\theta=68^\circ$ pour la plaque la plus grande. Comme cela a été montré dans le paragraphe II.4, le plan de masse fini engendre également des interférences qui peuvent renforcer le champ dans certaines directions. En effet, nous pouvons constater que le gain maximal croît (puis se stabilise) quand les dimensions du plan de masse finies augmentent. Nous pouvons également noter que les interférences destructives qui entraînent une baisse du gain pour certaines directions sont également plus marquées avec des plaques de grandes dimensions.

Par conséquent, le gain maximal en fonction des dimensions du plan de masse a été illustré sur la Figure III.16. Nous pouvons voir que pour des valeurs inférieures à 3.5λ , le gain sur plan de masse fini est plus faible que celui sur plan de masse infini. Au-delà de cette limite, l'effet du plan de masse fini devient bénéfique puisque le gain maximal croît jusqu'à 6,1 dB pour le cas à 10λ . Nous pouvons noter toutefois une certaine stabilité à partir de 6λ .

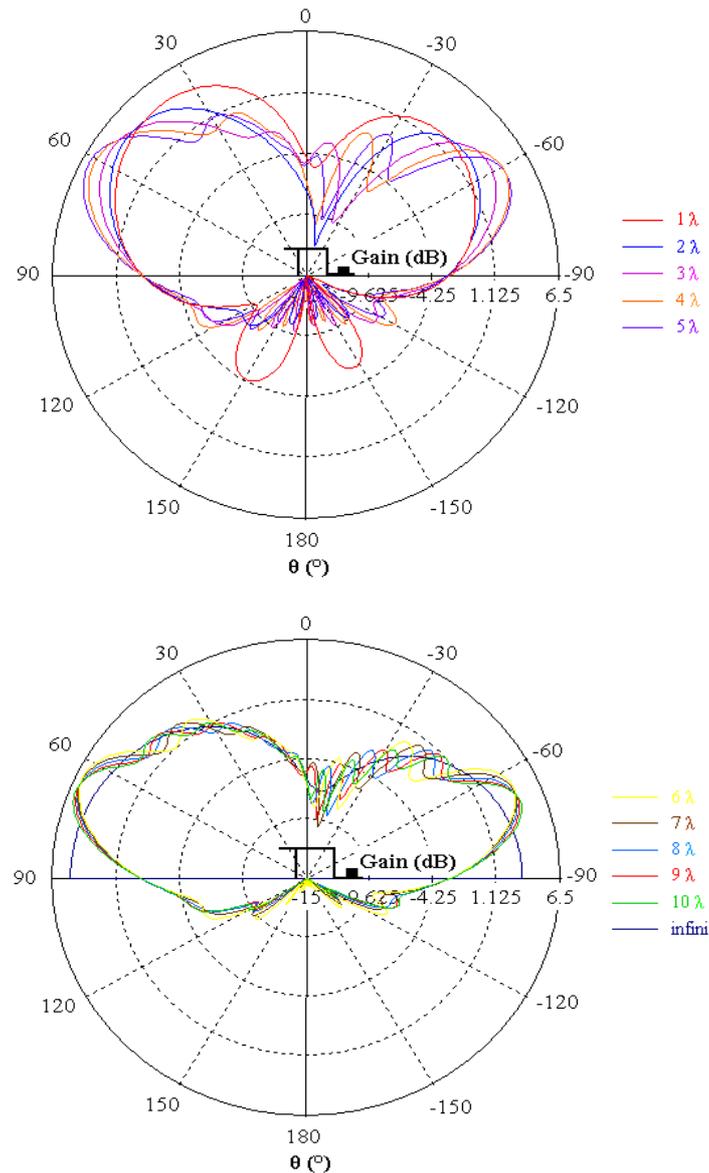


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement exprimé en gain à 5,6 GHz en fonction des dimensions du plan de masse

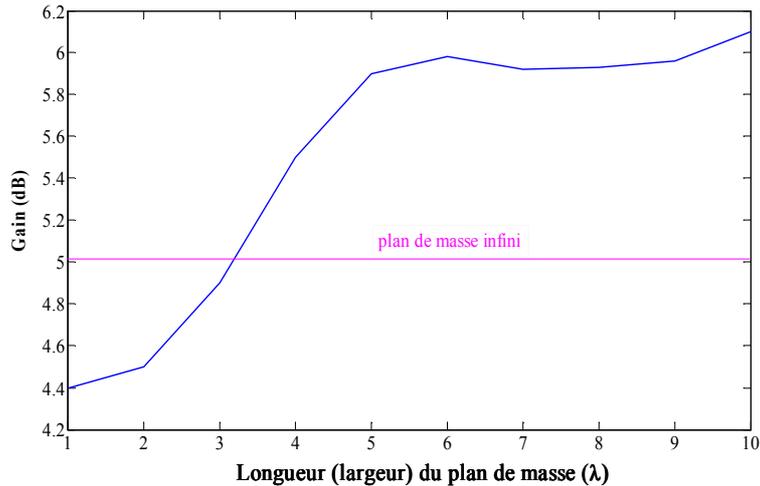


Figure III.16 : Gain maximal à 5,6 GHz en fonction des dimensions du plan de masse

III.4.2. Influence des dimensions du plan de masse sur le gain de l'antenne fil-plaque en présence d'un réflecteur

Dans le chapitre II, nous avons étudié les performances de l'antenne fil-plaque associée à différents types de réflecteur (plaque métallique, parabolique, matériau BIE, antennes court-circuitées...). Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'influence d'un plan de masse fini sur les caractéristiques de l'antenne fil-plaque en présence d'un réflecteur plan. Le dispositif est représenté sur la Figure III.17. La largeur du plan réflecteur est de $1,5\lambda$ soit 80,4 mm, et la hauteur du plan réflecteur est de $0,5\lambda$ (soit 26,8 mm). La distance entre le centre du fil d'alimentation de l'antenne et le réflecteur est approximativement de $\lambda/4$. Nous avons paramétré la longueur du plan de masse L en considérant des valeurs comprises entre λ et 10λ .

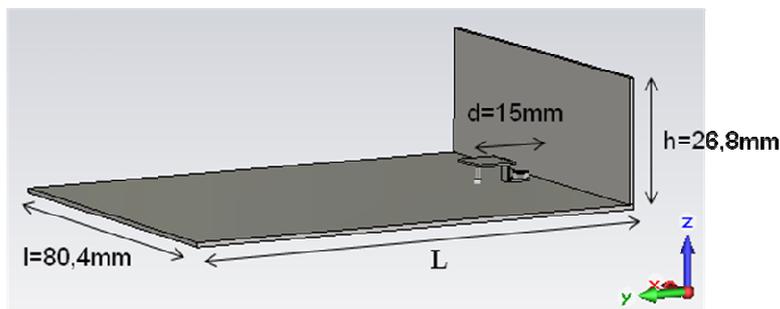


Figure III.17 : Antenne fil-plaque avec un réflecteur plan sur plan de masse fini

Les diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz et exprimés en gain sont représentés dans le plan vertical contenant les fils sur la Figure III.18. Nous pouvons observer que les directions de pointage varient de $\theta=61^\circ$ à $\theta=76^\circ$ suivant les cas. Ce phénomène est identique à ce que

nous avons déjà constaté sans réflecteur. En effet, plus la longueur du plan de masse augmente, plus la direction du lobe principale coïncide avec l'horizon ($\theta=90^\circ$). De plus, les interférences constructives et destructives sont plus d'autant plus fréquentes et marqués que la longueur du plan de masse est importante. Le gain maximal en fonction de la longueur du plan de masse est illustré sur la Figure III.19. Nous pouvons constater que le gain augmente fortement lorsque la longueur du plan de masse augmente. Le gain maximal varie de 7,3 dB à 11,45 dB selon L . Nous pouvons remarquer qu'à partir de 8λ , le plan de masse fini est bénéfique puisque le gain est supérieur à celui obtenu par le système antennaire sur un plan de masse infini. La mise en place du réflecteur engendre une valeur limite plus importante car les effets de la diffraction soient moins marqués avec une structure plus directive.

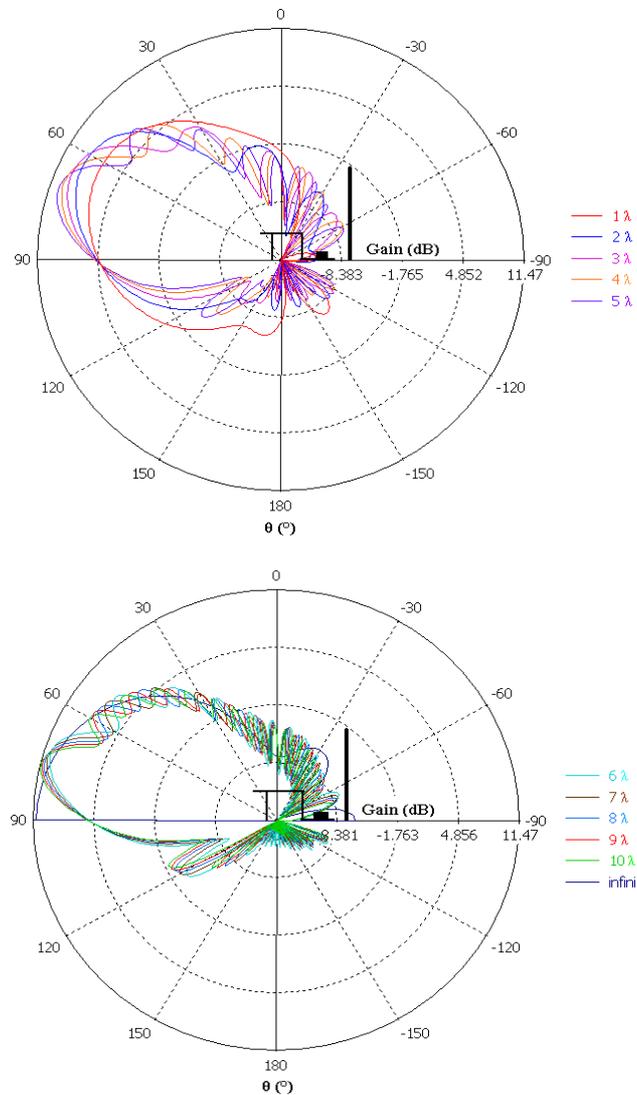


Figure III.18 : Diagramme de rayonnement exprimé en gain à 5,6 GHz en fonction des dimensions du plan de masse

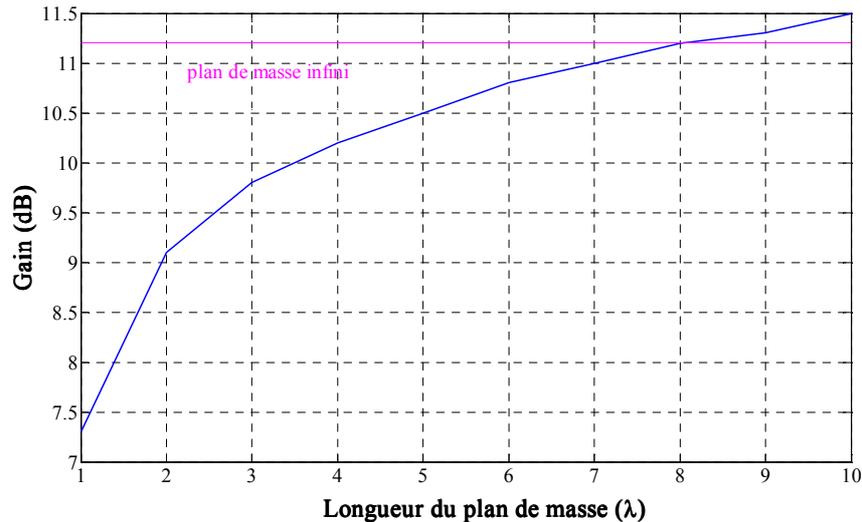


Figure III.19 : Gain maximal à 5,6 GHz en fonction des dimensions du plan de masse

Finalement, que ce soit avec ou sans réflecteur, nous pouvons dire que l'augmentation des dimensions du plan de masse contribue à l'accroissement du gain et à un rapprochement du lobe principal vers l'horizon.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons analysé l'effet du plan de masse sur le rayonnement de l'antenne fil-plaque avec ou sans le plan réflecteur. Nous avons dans un premier temps présenté la théorie géométrique de la diffraction dans sa version uniforme. Puis dans un second temps nous avons appliqué cette méthode (Théorie Uniforme de la Diffraction) au calcul du champ diffracté par le plan de masse d'une antenne, et analysé son influence sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Nous avons constaté que la diffraction par les arêtes conduisait irrémédiablement à un dépointage qui est d'autant plus faible que les dimensions du plan de masse sont importantes. Ce phénomène s'accompagne d'interférences de plus en plus nombreuses et de plus en plus marquées. Nous avons également remarqué que, pour toutes les configurations, le champ pour les directions $\theta = \pm 87^\circ$ était identique et égale à la moitié du champ incident (c'est-à-dire sur plan de masse infini). Ces calculs analytiques ont été validés par des simulations à formulations rigoureuses sous CST. Cependant cette méthode analytique présente certaines limites. En effet, la modélisation analytique ne permet pas de prendre en compte l'influence de l'épaisseur du plan de masse, car elle n'est pas valable que pour une épaisseur de plan de masse nulle. Nous avons donc entrepris de calculer les pourcentages d'écart en prenant comme référence le rayonnement de l'antenne sur un plan

de masse d'1 mm d'épaisseur. Nous avons pu voir que la variation de ce paramètre n'engendrait pas d'écarts significatifs à condition que l'épaisseur n'excède pas la demi longueur d'onde. Par conséquent, dans ces conditions, la Théorie Uniforme de la Diffraction reste suffisante et il est possible grâce à cet outil analytique de prédire le diagramme de rayonnement d'une antenne fil-plaque sur plan de masse fini sans avoir recours à une modélisation électromagnétique. Finalement, nous avons montré qu'un plan de masse fini pouvait être bénéfique en terme de gain puisqu'à partir de certaines dimensions, des valeurs supérieures à celle obtenue sur un plan de masse infini ont été obtenues. Cependant, cette amélioration est plus limitée quand la structure antennaire est directive car les effets de la diffraction sont plus limités. Toutefois, le dépointage est toujours inévitable.

**CHAPITRE IV CONCEPTION ET REALISATION DE
STRUCTURES TRES DIRECTIVES A N FIL-PLAQUES**

IV.1. Introduction

L'objet de ce chapitre est de concevoir et de réaliser, dans le cadre de la première application du projet THDT, le dispositif antennaire. Comme cela est expliqué de façon détaillée dans le chapitre un, la structure doit être positionnée sur le toit d'un train qui circule sur la liaison Limoges - Guéret et doit rayonner un lobe très directif dans une direction de l'horizon. En effet, l'antenne sera montée sur un plateau tournant de façon à ce que le faisceau rayonné soit toujours orienté vers la station de base adéquate. L'ensemble des spécifications qui a été déterminé et expliqué dans le chapitre un par le biais d'études de couverture est rappelé dans le Table IV-1.

	<i>Antenne pour l'application 1 : antenne directive sur plateau tournant</i>
Bande de fréquence	5,47-5,725 GHz
Polarisation	Verticale
Adaptation	Inférieure à -15dB
Diagramme de rayonnement et gain	Lobe directif avec un gain dans l'axe > 23 dB
Contraintes d'environnement	Fonctionnement sur plan de masse et rigidité
Dimensions	1m×1m×0.1m

Table IV-1: Spécifications de l'antenne train pour le projet THDT Limoges-Guéret

Pour satisfaire ce cahier des charges qui induit une antenne compacte, fort gain, fonctionnant sur un plan de masse, nous avons étudié des structures qui comportent une multitude d'antennes fil plaque et un réflecteur. En effet, comme cela est montré dans le chapitre deux, un réflecteur permet de rediriger vers l'avant le rayonnement arrière de l'antenne auquel il est associé. Ainsi, une augmentation de la directivité de plusieurs dB est obtenue dans la direction avant. Par contre, les gains qui avaient été obtenus avec ces dispositifs à une seule antenne ne satisfont pas le cahier des charges. Pour répondre à ce

besoin, nous avons donc étudié deux types de dispositifs qui incorporent une multitude d'antennes. Le premier consiste en un réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque en présence d'un réflecteur (Figure IV.1). Cette structure où tous les éléments sont excités nécessite un répartiteur complexe.

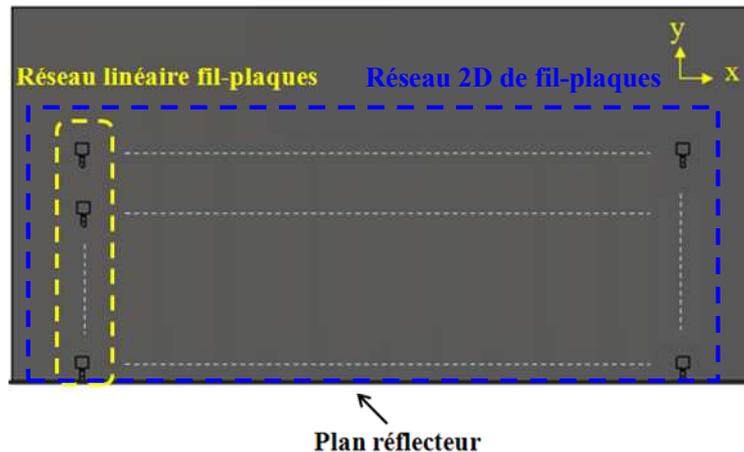


Figure IV.1 : Réseau 2D de fil-plaques en présence d'un réflecteur

Afin de réduire le nombre d'entrées de l'antenne, nous avons étudié une deuxième structure qui est un réseau linéaire d'antennes Yagi fil-plaque (Figure IV.2). Chacune de ces dernières intègre une seule fil-plaque excitée et de multiples fil plaques court –circuitées qui agissent en temps que directeurs. De ce fait, le nombre de points d'alimentations qui est fortement diminué, permet de faciliter et de réduire les pertes du circuit de distribution.

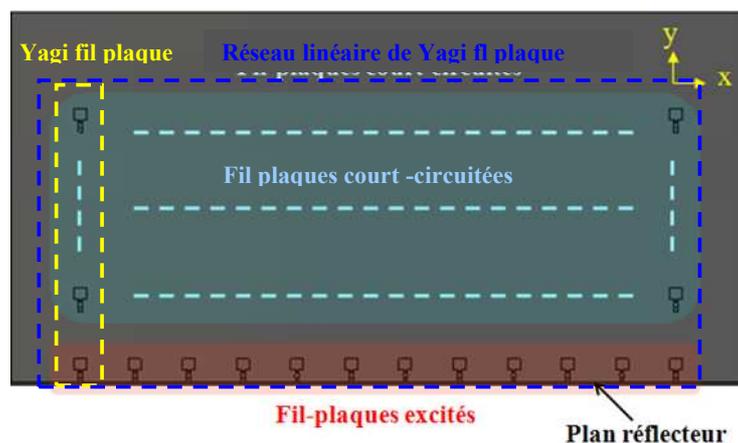


Figure IV.2: Réseau linéaire de Yagi fil plaques en présence d'un réflecteur

Nous allons maintenant détailler ces deux types de dispositifs dans le cadre de l'application Limoges- Guêret du projet THDT.

IV.2. Réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque

Pour concevoir le réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque qui satisfasse le cahier des charges, nous avons effectué plusieurs étapes. Tout d'abord, nous avons étudié le réseau linéaire en déterminant notamment le nombre d'éléments, l'espacement et le réflecteur adéquats pour notre application. Pour valider le principe et le procédé de réalisation, un prototype de ce réseau linéaire sera détaillé. Dans cette phase, un circuit de distribution et des câbles du commerce ont été utilisés. L'étape suivante a été d'étudier le réseau bidimensionnel, de concevoir le circuit de distribution associé et de l'intégrer au dispositif antennaire. Ces travaux ont tout d'abord été menés sur un sous réseau 2D puis sur le réseau 2D final. Cette étude en deux temps a été utilisée pour valider par la réalisation la conception d'un réseau 2D d'antennes fil plaque à circuit de distribution intégré. En effet, la structure finale n'est qu'une simple déclinaison de ce prototype.

IV.2.1. Réseau linéaire

IV.2.1.1. Principe et démarche

Le principe de fonctionnement du réseau linéaire est représenté sur la Figure IV.3. Le dispositif est constitué d'antennes fil plaque alignées sur un plan de masse et d'un réflecteur. Ce dernier est positionné à $\lambda/4$ du premier élément de manière à ce que les champs réfléchis soient en phase avec les champs directs. Comme cela a été montré dans le chapitre deux, l'intérêt du réflecteur est de rediriger vers l'avant le rayonnement arrière des différentes antennes. En effet, l'objectif est d'obtenir un lobe directif à l'horizon, dans le plan d'alignement des éléments mais uniquement à l'avant du système. De manière à ce que les contributions des antennes fil plaques soient constructives dans cette direction de rayonnement, il est nécessaire que les différents éléments soient écartés d'une longueur d'onde pour que les champs soient en phase à l'infini. De plus, dans cette configuration, chacune des fil-plaque est en position satisfaisante par rapport au réflecteur puisque dans tous les cas, la distance correspond à un quart d'onde additionné à un multiple entier d'une longueur d'onde. Nous pouvons noter que la disposition originale de ce réseau où les antennes sont alignées dans la direction de rayonnement n'est logiquement pas favorable au couplage.

Ce dernier point est une donnée à considérer impérativement lors de la conception du réseau en étudiant les paramètres F qui sont une combinaison des paramètres S.

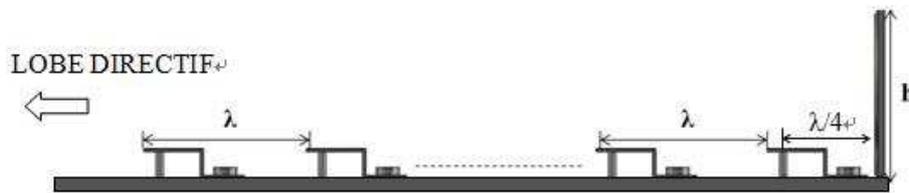


Figure IV.3: Réseau linéaire d'antennes fil-plaques sur le plan de masse fini en présence du plan réflecteur

Pour concevoir ce dispositif, nous avons utilisé un réflecteur plan. Toutefois, nous avons vu dans le chapitre deux, qu'un réflecteur à forme parabolique permettait d'obtenir des performances accrues ou qu'un réflecteur de type BIE permettait de réduire la hauteur. L'inconvénient du réflecteur parabolique est qu'il ne sera pas forcément compatible avec la distance entre les sous réseaux linéaires du réseau 2D final. Quant au matériau BIE qui incorpore un nombre d'éléments élevé, il n'est pas compatible avec une réalisation aisée et bas coût. Pour ces raisons, les études ont été effectuées avec un réflecteur de type plaque métallique. La première étape a donc consisté à déterminer le nombre d'éléments ainsi que la hauteur du réflecteur h pour obtenir le dispositif présentant les meilleurs compromis directivité, adaptation et faisabilité du circuit de distribution. Ces travaux ont été effectués sur plan de masse infini afin de réduire le temps de simulation. Toutefois, comme nous l'avons démontré dans le chapitre III, la mise en place d'un plan fini engendre un dépointage du lobe de rayonnement. De ce fait, nous présenterons les performances du réseau linéaire choisi (nombre d'éléments, hauteur du réflecteur) sur plan de masse limité. Finalement, le prototype ainsi que le procédé mécanique qui permet de compenser le dépointage inévitable seront donnés.

IV.2.1.2. Etude du nombre d'éléments et de la hauteur du réflecteur

Dans cette partie, nous allons étudier les performances d'un réseau linéaire de fil plaque sur plan de masse infini en fonction du nombre d'éléments et de la hauteur du réflecteur planaire h . Comme cela est expliqué dans la partie précédente, l'écart entre les antennes est de λ_0 soit 53.6 mm à la fréquence centrale de travail 5.6 GHz. La distance entre le centre du fil d'alimentation de la première antenne et le réflecteur est approximativement de $\lambda_0/4$ avec une valeur de 15.1 mm. Cette dernière ainsi que les dimensions des fil-plaques sont issues des

optimisations menées dans les études du chapitre deux (paragraphe II.4.1 et paragraphe II.3.2.). Le dispositif est représenté sur la Figure IV.4. A noter que la largeur du plan réflecteur est de 2λ soit 107,2 mm.

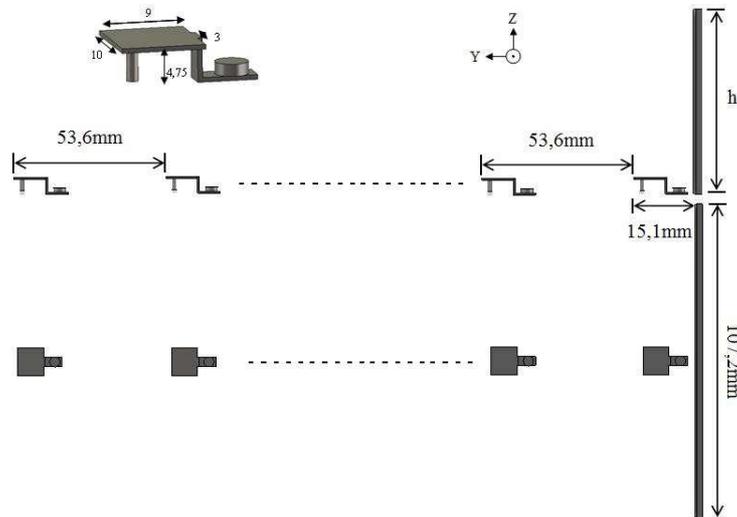


Figure IV.4 : Réseau linéaire à n antennes fil-plaques sur un plan de masse infini en présence du réflecteur planaire

Nous avons analysé trois hauteurs de réflecteur différentes qui sont $0.5 \lambda_0$ soit 26.8 mm, λ_0 soit 53.6 mm et $1.5 \lambda_0$ soit 80.4 mm. La limite basse provient des analyses menées dans le chapitre deux où une seule fil plaque en présence d'un plan réflecteur avait été étudiée. La limite haute a été choisie pour ne pas avoir un encombrement trop pénalisant. Comme nous le verrons ultérieurement dans ce chapitre, nous devons incliner l'antenne qui augmente sa hauteur pour compenser le dépointage engendré par la diffraction du plan de masse. Quant au nombre d'antennes, nous avons choisi d'analyser trois cas qui sont deux éléments, quatre éléments et huit éléments. Nous avons opté pour des puissances de deux car cela facilite la conception du circuit de distribution qui sera à architecture parallèle pour tenir la bande passante. La limite haute a été fixée à 8 car 16 antennes conduiraient à une dimension de structure trop importante. La Figure IV.5 illustre l'évolution des diagrammes de rayonnement (exprimés en directivité) à 5.6 GHz dans le plan azimutal $\theta = 90^\circ$ et dans le plan d'élévation $\varphi = 0^\circ$, du réseau linéaire en fonction de la hauteur du plan réflecteur et du nombre d'antennes. Nous pouvons voir qu'avec deux éléments, l'augmentation de la hauteur n'engendre pas d'améliorations significatives de la directivité dans l'axe. En effet, le passage de $0.5 \lambda_0$ à λ_0 permet d'augmenter la directivité de 1 dB et le passage de λ_0 à $1.5 \lambda_0$ permet de gagner uniquement 0.5 dB. Ces hausses dans l'axe sont provoquées par une réduction évidente du rayonnement arrière.

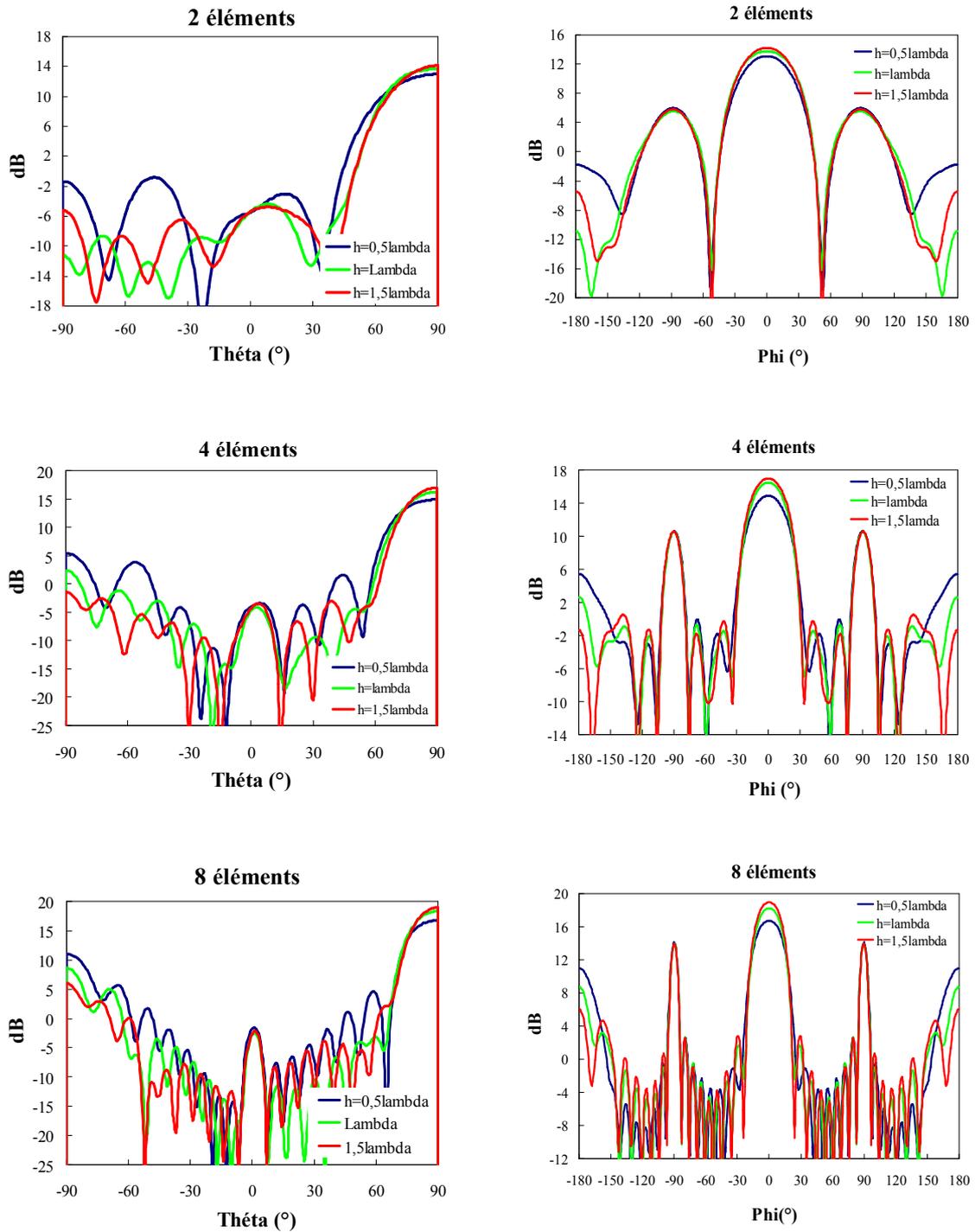


Figure IV.5 : Evolution des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan azimutal $\theta = 90^\circ$ et dans le plan d'élévation $\varphi = 0^\circ$ en fonction de la hauteur du réflecteur et du nombre d'antennes

Par contre, pour l'antenne à quatre éléments, l'augmentation de la hauteur du réflecteur a une influence beaucoup plus importante sur la directivité, notamment pour le passage de $0,5\lambda_0$ à λ_0 où 2.5 dB d'amélioration est observé. En effet, l'augmentation du nombre d'éléments dans le réseau linéaire conduit à des antennes de plus en plus éloignées du

réflecteur. De ce fait, l'angle qui permet d'intercepter le rayonnement arrière des antennes les plus extrêmes s'amointrit, causant ainsi une augmentation du rayonnement arrière du dispositif. Toutefois, nous pouvons voir qu'une hauteur de λ_0 est suffisante pour réfléchir la quasi totalité du rayonnement arrière des 4 éléments car le passage de λ_0 à $1.5 \lambda_0$ n'engendre pas d'améliorations significatives. Nous pouvons effectuer les mêmes observations avec la structure à 8 éléments à la différence près que le passage de λ_0 à $1.5 \lambda_0$ permet d'augmenter de façon significative la directivité du dispositif avec une hausse de 1 dB. En effet, plus le nombre d'éléments s'accroît, plus la hauteur du réflecteur doit être importante pour intercepter le rayonnement arrière des différents éléments et notamment des plus éloignées. A noter que la largeur du réflecteur qui est identique dans tous les cas intervient dans l'angle d'interception azimutal et peut donc avoir une influence sur le rayonnement arrière du réseau linéaire surtout quand le nombre d'éléments est important.

A l'issu de cette analyse sur la hauteur h pour plusieurs configurations du nombre d'éléments, nous pouvons conclure qu'une valeur de λ_0 est la plus appropriée. En effet, pour tous les cas, nous avons observé une augmentation significative de la directivité lors du passage de $0.5 \lambda_0$ à λ_0 et notamment lorsque le nombre d'antennes est important. Quant au passage de λ_0 à $1.5 \lambda_0$, il n'engendre pas d'améliorations importantes mise à part pour le cas à 8 éléments. Toutefois, cette hausse n'est pas suffisante pour justifier l'augmentation importante de l'encombrement du dispositif.

Nous avons représentée sur la Figure IV.6, l'évolution des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz du dispositif une en fonction du nombre d'éléments et à hauteur de réflecteur constante égale à λ_0 .

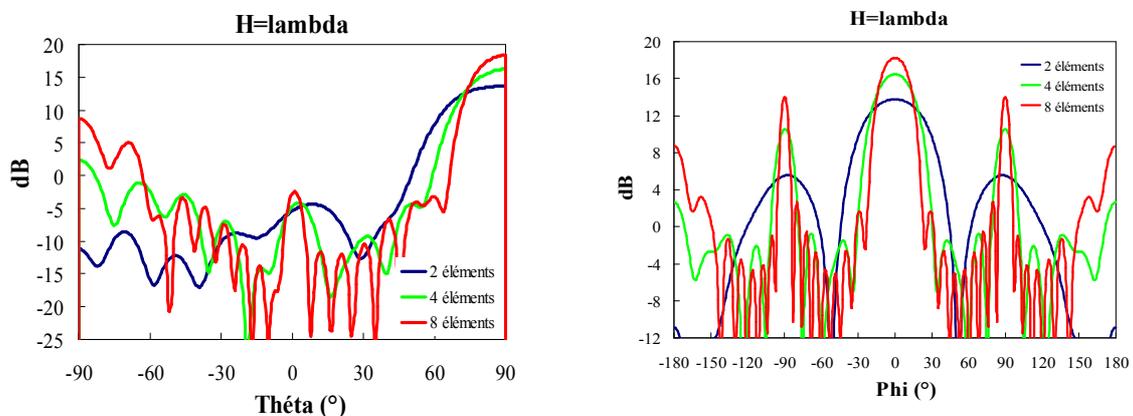


Figure IV.6 : Evolution des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan azimutal $\theta = 90^\circ$ et dans le plan d'élévation $\varphi = 0^\circ$ en fonction du nombre d'antennes pour h égale lambda

Conformément à la théorie des réseaux [75], la directivité du dispositif augmente et la largeur angulaire du lobe principal diminue avec le nombre d'éléments. Toutefois, le passage de 4 à 8 antennes n'engendrent pas les 3 dB attendus puisqu'une hausse de seulement 1.75 dB a été obtenu. Par contre, le passage de 2 éléments à 4 éléments permet une augmentation proche de la valeur théorique car la valeur est de 2.7 dB. Cette remarque valide le fait que pour 8 éléments, la hauteur du réflecteur n'est pas suffisante. Le rayonnement arrière des antennes supplémentaires n'est pas totalement intercepté par le réflecteur. Ce point est confirmé par le niveau de rayonnement arrière du réseau qui augmente avec le nombre d'éléments. Théoriquement, lors d'une mise en réseau d'antennes identiques, ce rapport arrière/avant est constant en fonction du nombre d'éléments. La présence du réflecteur change cette propriété.

Bien que la hauteur de λ n'est pas la plus adaptée pour le cas à 8 éléments, la directivité la plus importante est tout de même obtenue avec cette configuration. Cependant, nous pouvons remarquer que le niveau des lobes secondaires est de plus en plus important en fonction du nombre d'antennes du réseau. Les remontées dues au rayonnement arrière ont été expliquées dans le paragraphe précédent mais l'accroissement des lobes pour $\varphi = \pm 90^\circ$ dans le plan $\theta = 90^\circ$ sont plus surprenantes. Théoriquement, l'amplitude du facteur de réseau est invariante pour ces directions en fonction du nombre d'éléments et le rayonnement de tous les antennes composant le réseau est identique. En effet, pour un espacement de λ entre antennes, un lobe principal de réseau qui possède une amplitude de un en linéaire est obtenu pour ces deux directions (en plus du lobe principal axial désiré) et ceci quel que soit le nombre d'éléments. Seule l'ouverture angulaire varie et devient de plus en plus petite quand ce nombre augmente. Nous interprétons l'accroissement des lobes secondaires pour $\varphi = \pm 90^\circ$ dans le plan $\theta = 90^\circ$ par le fait que le réflecteur a une influence de moins en moins importante sur le rayonnement latéral des antennes quand ces dernières sont de plus en plus éloignées. De ce fait, un réseau avec un grand nombre d'éléments en présence d'un réflecteur conduit à du rayonnement latéral plus important.

Outre les remontées de lobes secondaires, le principal désavantage d'utiliser un réseau linéaire à nombre important d'éléments concerne l'adaptation. En effet, comme nous pouvons le voir sur la Figure IV.7 qui représente les paramètres F du réseau à 4 antennes et du réseau à 8 antennes, la puissance totale réfléchi par tous les accès est plus importante dans la configuration à 8 éléments. Nous rappelons que les paramètres F obtenus sous CST sont des

combinaisons linéaires des paramètres S comme indiqué par équation (IV-1) et traduisent la puissance réfléchie sur chaque accès avec considération du couplage.

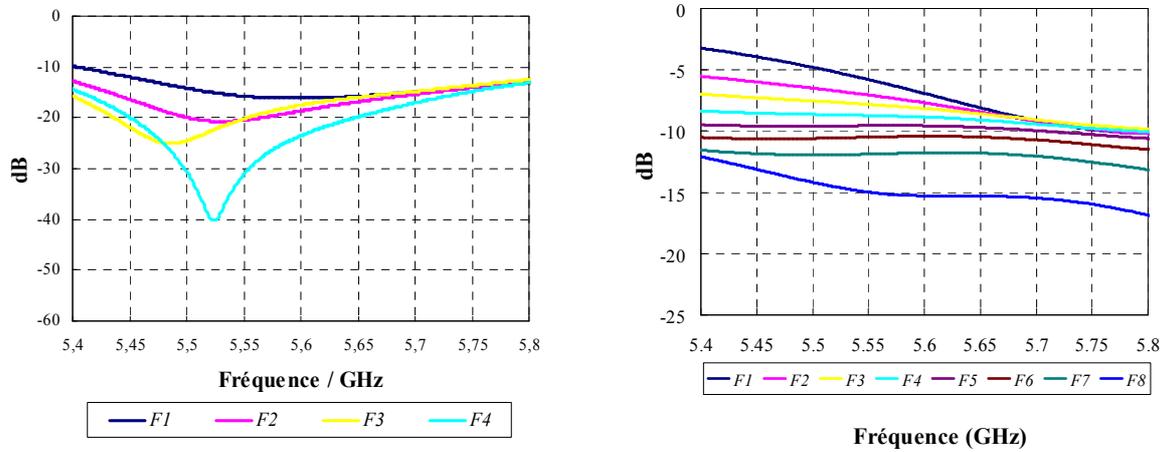


Figure IV.7 : Paramètres F du réseau à 4 antennes et du réseau à 8 antennes

$$F_j = \sum_i S_{ji} \times a_i \tag{IV-1}$$

Avec a_i : Pondération en entrée de l'accès i
 S_{ij} : Paramètres S

Pour le réseau à 4 antennes, l'ensemble des accès est adapté à -12 dB sur la bande 5.47 GHz-5.725 GHz. Par contre, les entrées du réseau à 8 antennes sont moins bien adaptées et ceci est d'autant plus vrai que les éléments sont éloignés du plan réflecteur. En effet, la particularité de ce réseau linéaire est que les différentes antennes sont disposées suivant la direction du lobe de rayonnement. De ce fait, les couplages entre les éléments sont accentués et les antennes les plus éloignées du plan réflecteur subissent le plus de contributions car le nombre d'éléments en « amont » est plus important. En conséquence de ces études sur la directivité, le niveau des lobes secondaires et l'adaptation en fonction du nombre d'éléments et de la hauteur du réflecteur, nous avons choisi d'utiliser un réseau linéaire de 4 antennes avec un réflecteur de hauteur égale à λ_0 .

IV.2.1.3. Réseau linéaire de 4 antennes fil-plaque sur plan de masse fini

IV.2.1.3.a Sans circuit de distribution

Nous avons simulé un réseau de 4 antennes fil-plaque sur plan de masse fini en présence d'un réflecteur de hauteur égale à 53.6 mm et d'épaisseur égale à 2mm. Les 4 accès qui sont

des connecteurs SMA 50 ohms sont excités simultanément avec des pondérations idéales ($1,0^\circ$). Les dimensions de cette structure sont indiquées sur la Figure IV.8.

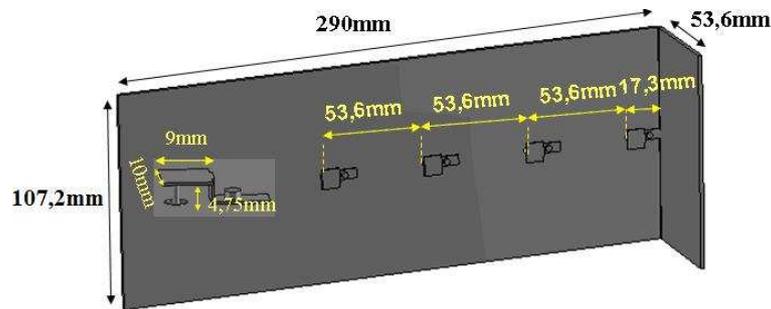


Figure IV.8: Réseau linéaire sur plan de masse fini

Nous avons adopté de façon arbitraire un plan de masse de longueur égale à 290 mm soit $5.4 \lambda_0$ et de largeur égale à 107,2 mm. En effet, comme nous avons pu le voir dans le chapitre III et notamment sur la Figure III.6, différentes dimensions du plan de masse fini conduisent à des résultats similaires sur la directivité maximum. Seules la position des trous de rayonnement et la valeur de dépointage du lobe principal différent. Etant donné que nous ne connaissons la position exacte de l'antenne sur le toit du train qui agira comme un plan de masse sous l'aérien, nous avons juste adopté des dimensions suffisantes pour ne pas avoir une déviation du lobe trop importante mais pas trop grandes pour des facilités de réalisations.

Nous pouvons voir l'effet de ce plan de masse fini sur les diagrammes de rayonnement relevés à 5.6 GHz et exprimés en directivité sur la Figure IV.9.

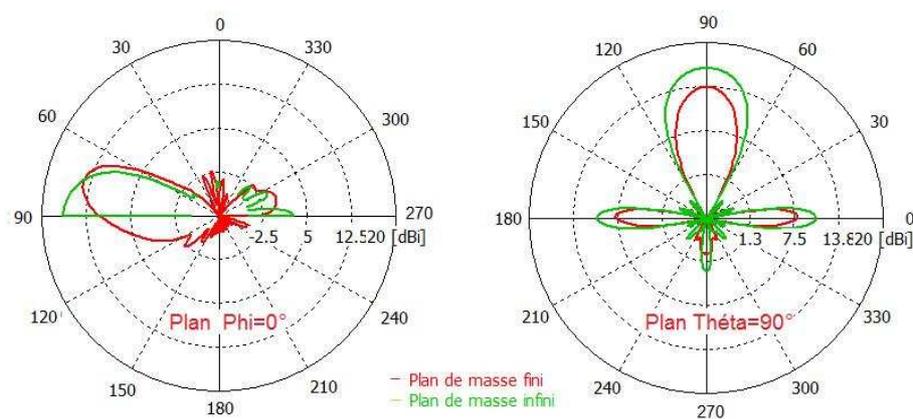


Figure IV.9 : Rayonnement du réseau à 5.6 GHz sur le plan de masse fini et infini

Nous pouvons voir que celui-ci engendre une baisse de la directivité maximum de 1.5 dB et une déviation du lobe principal de 14° . Comme cela est expliqué dans le chapitre III, ces phénomènes sont issus de la diffraction des arêtes du plan de masse fini. Nous obtenons tout

de même une directivité maximale de 13,9 dB à 5.6 GHz comme cela est montré sur le rayonnement 3D de la Figure IV.10.

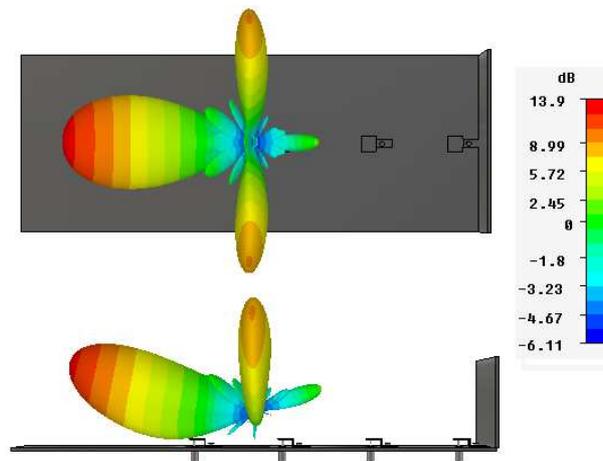


Figure IV.10: Diagramme de rayonnement 3D à 5.6 GHz du réseau linéaire sur plan de masse fini

Un prototype de ce réseau a été réalisé comme le montre la photographie de la Figure IV.11. Nous pouvons voir que celui-ci intègre un système d'inclinaison qui permet de compenser le dépointage engendré par la diffraction du plan de masse et ainsi obtenir un lobe directif à l'horizon.



Figure IV.11: Prototype de l'antenne

Nous avons mesuré les paramètres S de ce prototype en alimentant successivement les différents accès et en chargeant sur 50 ohms les entrées non excitées. Les mesures sont comparées à la simulation (où la même démarche a été effectuée) pour quelques modules de paramètres S sur la Figure IV.12. De l'ensemble des paramètres S mesurés en module et en phase, nous avons déduit avec la formule (IV-1) les paramètres F du réseau réalisé. Ces derniers qui sont comparés à ceux de la simulation sur la Figure IV.13 permettent d'observer une très bonne concordance avec la simulation.

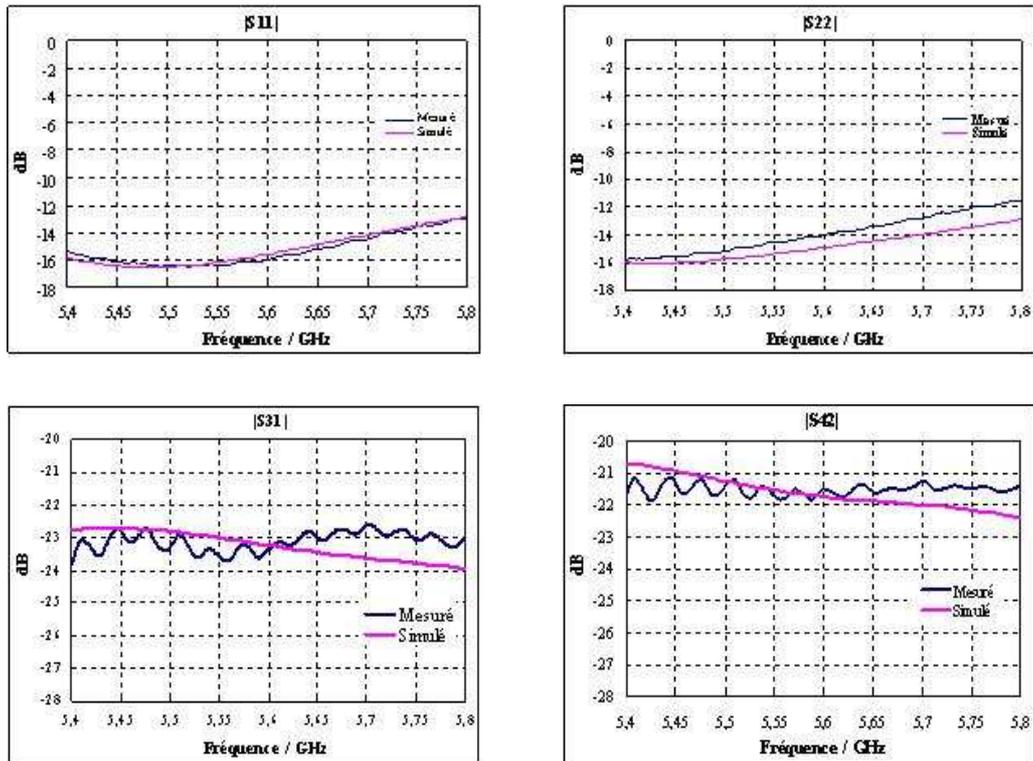


Figure IV.12 : Module de quelques paramètres S en simulation et en mesure

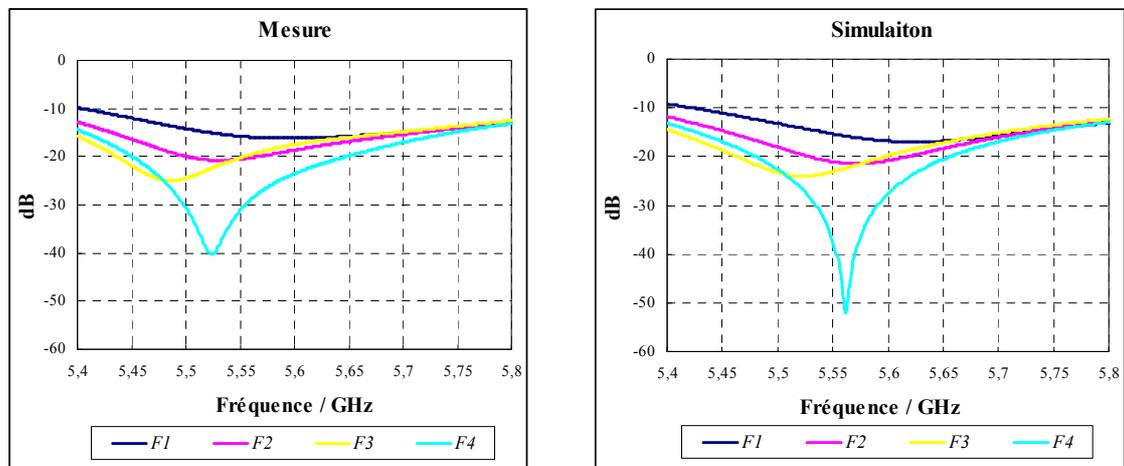


Figure IV.13 : Paramètres F en simulation et en mesure

Nous pouvons voir dans les deux cas que le réseau linéaire de 4 fil-plaque est très bien adapté sur la bande de travail 5.47 GHz-5.725 GHz. De ce fait, la directivité et le gain simulés du réseau d'antennes sans le circuit de distribution (pondérations idéales $1,0^\circ$ sur les 4 accès) sont très proches avec un écart maximum de 0.2 dB sur la bande de travail 5.47 GHz -5.725 GHz (Figure IV.21). Ce gain est compris entre 13 dB et 14 dB sur cette plage fréquentielle. Suite à cette première phase concluante de mesure, nous avons introduit un circuit de distribution pour déterminer les performances du réseau réalisé. Les caractéristiques de ce

système d'alimentation ont été intégrées à notre simulation pour effectuer des comparaisons rigoureuses mesure – simulation.

IV.2.1.3.b Avec circuit de distribution

a) Description du dispositif

Pour alimenter le prototype, nous avons utilisé un diviseur de puissance 1 voie vers 4 du commerce qui est un Mini-circuit ZN4PD1-63+ et cinq câbles coaxiaux qui sont représentés sur la Figure IV.14. Les paramètres S du diviseur connecté aux câbles coaxiaux ont été mesurés sur un analyseur vectoriel et sont indiqués sur la Figure IV.15.

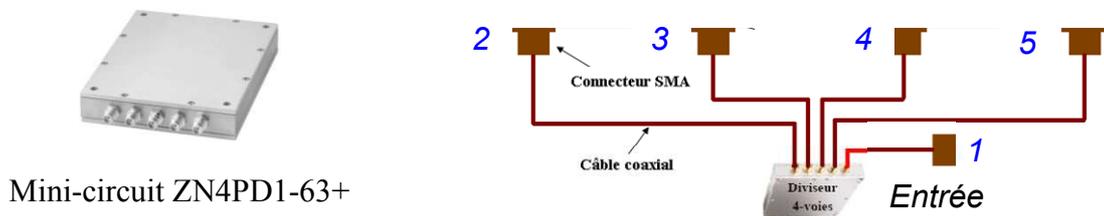


Figure IV.14 : Système d'alimentation

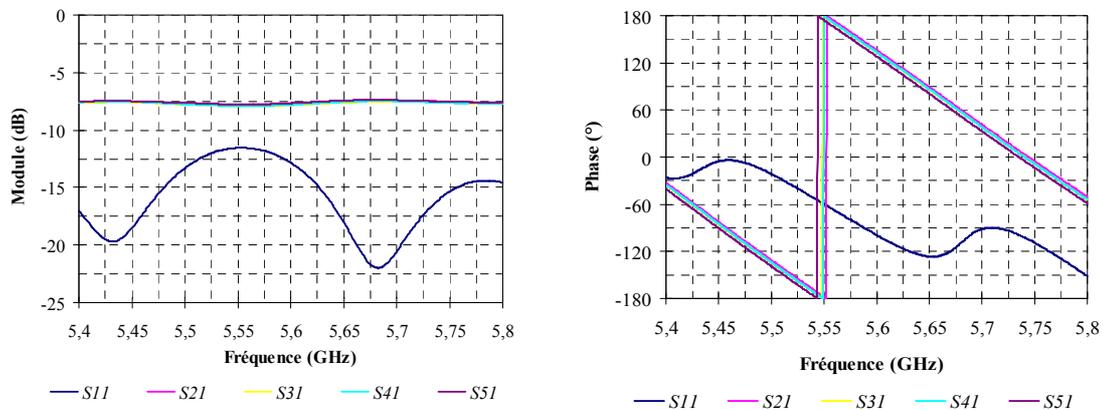


Figure IV.15 : Paramètres S du système d'alimentation composé du répartiteur et des cables en module et en phase

Nous pouvons voir que le système d'alimentation est d'une part adapté avec un paramètre S11 inférieur à -11 dB sur la bande de travail et d'autre part quasi équi-pondéré en sortie. En effet, l'écart maximum entre les paramètres Sx1 qui traduisent les champs émergents est de 0.15 dB en amplitude et de 8° en phase sur la bande de travail. La variation en phase provient de l'utilisation de câbles qui ne sont pas parfaitement apérés. Nous pouvons également noter que les pertes globales de ce dispositif d'alimentation oscillent entre

1.5 dB et 1.8 dB sur la bande. Ces dernières correspondent à la différence entre la valeur idéale de -6 dB et les valeurs obtenues sur les amplitudes de sortie qui sont en moyenne sur la bande de l'ordre de -7,65 dB. Ces pertes globales incluent les pertes par réflexion à l'entrée du dispositif. De ce fait, les pertes intrinsèques du dispositif qui exclut les pertes par adaptation sont quasi constantes sur la bande et valent 1.4 dB. La fonction principale du circuit est uniquement de permettre l'alimentation de l'antenne pour une validation par la mesure et donc, ces pertes significatives ne sont donc pas dramatiques.

Dans un 2^{ème} temps, nous avons mesuré l'antenne connectée au dispositif d'alimentation décrit ci-dessus (Figure IV.16). Pour comparer avec les mesures, nous avons effectué une simulation en intégrant dans le logiciel CST Design studio sous forme de touchstone les paramètres S mesurés du diviseur et des câbles (Figure IV.17). Cette méthode permet, avec au préalable une simulation EM de l'antenne sous CST Microwave studio de déterminer les performances du système antenne – circuit en fonction des paramètres S de ce dernier.

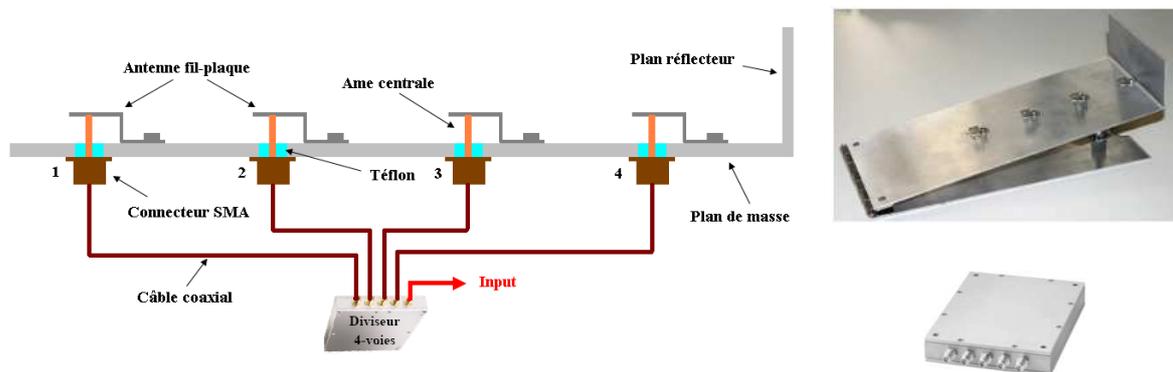


Figure IV.16 : Vue du dispositif mesuré

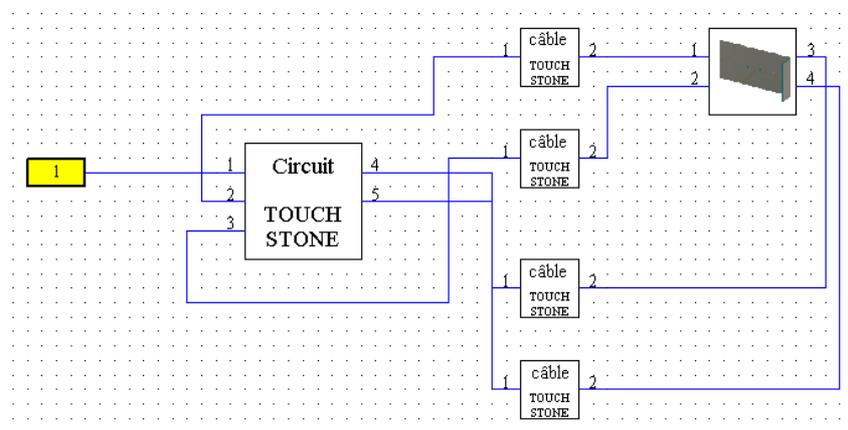


Figure IV.17: Simulation CST Design Studio de l'antenne chargée sur le circuit de distribution

b) Coefficient de réflexion du dispositif

Les coefficients de réflexion mesurés et simulés à l'entrée du dispositif qui comprend l'antenne, le répartiteur et les câbles coaxiaux sont comparés sur la Figure IV.18.

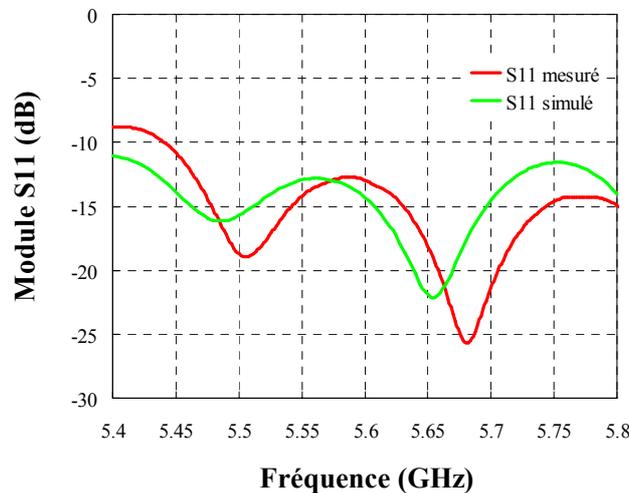


Figure IV.18: Coefficient de réflexion mesuré et simulé à l'entrée du système

Au décalage fréquentiel près de 25 MHz, les courbes obtenues sont assez concordantes avec un niveau et une forme similaire. L'écart observé provient de l'antenne car les coefficients de réflexion de cette dernière sont décalés fréquentiellement entre la simulation et la mesure (Figure IV.13). Nous pensons que cette différence est issue de la tolérance de fabrication qui n'est que de 0.1 mm. Toutefois, les mesures sont conformes avec la cahier des charges puisque le module du S11 est inférieur à -10 dB sur la bande de travail qui s'étale de 5.47 GHz à 5.725 GHz.

c) Diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont comparés à 5.6 GHz sur la Figure IV.19 dans le plan d'élévation $\varphi = 0^\circ$ correspondant au plan d'alignement des fil-plaques et sur la Figure IV.20 dans le plan azimutal $\theta = 90^\circ$. Pour effectuer cette comparaison, le système d'inclinaison du prototype a été enlevé pour effectuer une mesure dans la chambre anechoïde d'XLIM sur un plan de masse horizontal comme en simulation. A noter que ce plan horizontal correspond à $\theta = 90^\circ$. Nous pouvons observer une bonne concordance entre la simulation et les mesures. Dans les deux cas, l'angle de dépointage dans le plan d'élévation est de 13° par rapport à l'horizon. Pour compenser cette déviation du faisceau par rapport à θ égal à 90° , nous avons intégré au prototype un système d'inclinaison.

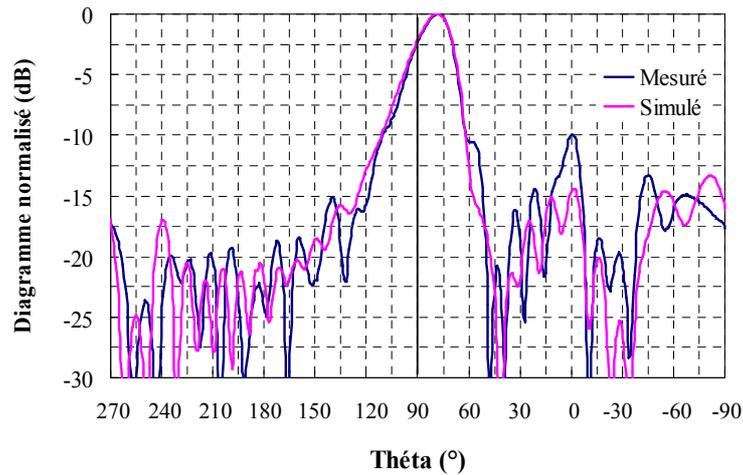


Figure IV.19 : Diagrammes de rayonnement en site à 5.6 GHz dans le plan $\varphi = 0^\circ$

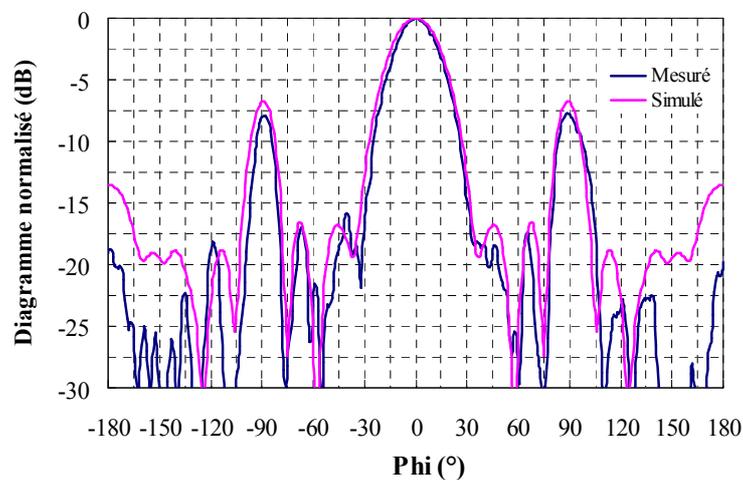


Figure IV.20 : Diagrammes de rayonnement azimuthal à 5.6 GHz dans le plan $\theta = 90^\circ$

Nous pouvons tout de même noter quelques différences au niveau des lobes secondaires, notamment à la normale du dispositif puisqu'un écart de 5 dB est observé. Ces différences peuvent provenir d'erreurs de réalisation et du décalage fréquentiel de fonctionnement que nous avons déjà observé entre simulation et mesure comme (Figure IV.18). Toutefois, nous pouvons conclure que les mesures sont satisfaisantes et qu'elles valident la conception du réseau de quatre fil-plaques en présence du réflecteur.

d) Gain mesuré et simulé

La Figure IV.21 montre en mesure et en simulation le gain fréquentiel du dispositif comprenant l'antenne, le circuit et les câbles. Le gain simulé du dispositif varie entre 11,5 dB et 12,3 dB sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz. Ces valeurs sont éloignées du gain simulé de

l'antenne seule (pondérations idéales sur chaque accès) qui varie entre 13 dB et 14 dB. Cette différence provient essentiellement des pertes intrinsèques du circuit qui sont de 1.4 dB sur toute la bande. Toutefois, les pertes par désadaptation du dispositif qui sont au maximum de 0.25 dB (déduites de la Figure IV.18) et les pondérations non idéales fournies par le système d'alimentation qui diminuent la directivité participent également à cet écart.

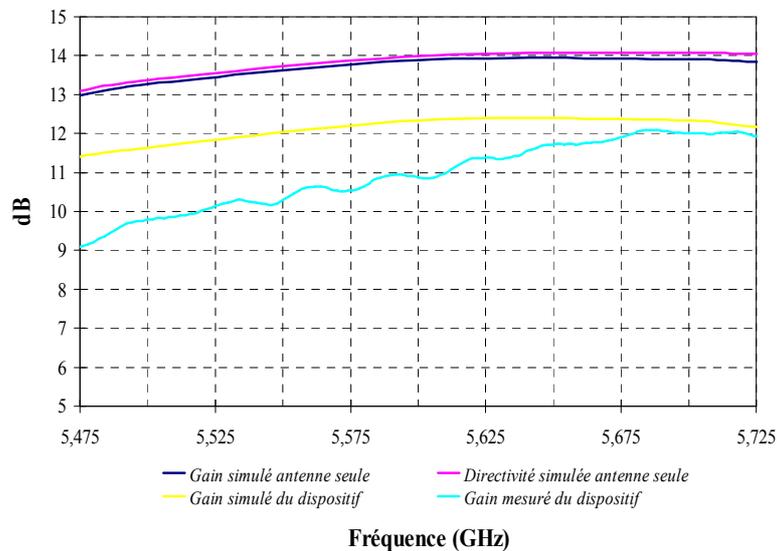


Figure IV.21: Directivité et gain en mesure et en simulation

La comparaison entre la mesure et la simulation du dispositif complet indique une différence qui oscille entre 0.25 dB et 2.5 dB sur la bande 5.47 GHz -5.725 GHz. Le décalage fréquentiel de fonctionnement de 25 MHz qui a été mis en évidence à partir de la Figure IV.18 est la première cause de cet écart simulation – mesure. En considérant ce point, nous pouvons conclure que la différence est désormais de 1.75 dB en début de bande (écart entre 5.475 GHz simulé et 5.5 GHz mesuré). La deuxième cause provient de la tolérance de la base de mesure qui est de ± 0.5 dB. Finalement, une baisse de la directivité mesurée qui n'a pu être vérifiée par manque de supports pourrait expliquer cet important écart en début de bande.

A l'issu de ces mesures où l'adaptation, la forme diagrammes de rayonnement et le gain sont concluants (mise à part le gain en début de bande), nous pouvons conclure qu'il y a une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Par conséquent, le principe de fonctionnement, la modélisation électromagnétique et le procédé de fabrication du réseau linéaire de fil plaques sont validés. Toutefois, nous pouvons noter que le système de distribution est très pénalisant en terme de pertes. Nous allons donc maintenant augmenter le nombre d'antennes pour former un réseau bidimensionnel constitué de n réseaux linaires

identiques à celui validé dans ce paragraphe. De plus, nous allons étudier et intégrer un circuit de distribution en ligne microruban pour améliorer la compacité du dispositif et pour diminuer les pertes.

IV.2.2. Réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque

Afin de concevoir le réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaque qui satisfasse l'application, nous avons effectué plusieurs étapes qui vont être détaillées dans les prochaines sous-parties. Tout d'abord, à partir des performances du réseau linéaire qui a été décrit précédemment, nous avons effectué des pré-études en utilisant le facteur de réseau pour déterminer le nombre et l'espacement entre les colonnes (= réseau linéaire) nécessaires pour constituer le réseau 2D final adéquat. Dans un deuxième temps, nous avons étudié un sous-réseau 2D qui sera une division représentative du réseau final. Dans cette phase, nous avons également étudié et intégré à l'antenne un circuit de distribution en ligne microruban pour aboutir à un prototype de validation d'un réseau 2D à circuit d'alimentation incorporé. Finalement, la structure finale qui est un simple multiple du dispositif précédent sera détaillée.

IV.2.2.1. Pré études en utilisant le facteur de réseau

Le réseau final bidimensionnel peut être considéré comme un réseau linéaire de N éléments espacés de d où chaque élément correspond au réseau linéaire de fil plaques sur plan de masse fini étudié dans la partie précédente (Figure IV.22). La structure finale sera donc composée de 4 lignes par N colonnes d'antennes fil plaque en présence d'un plan réflecteur.

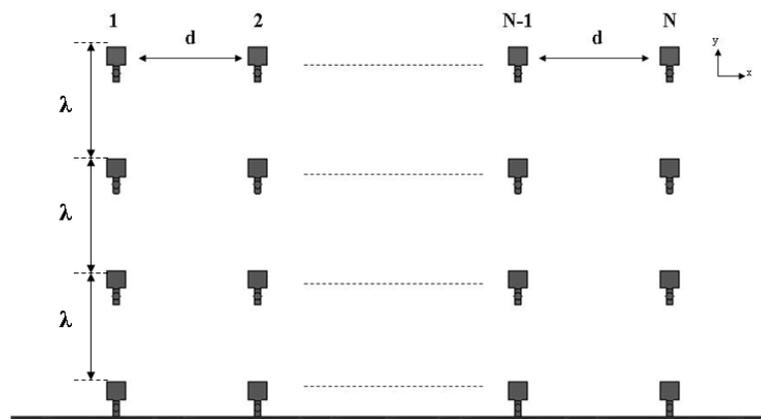


Figure IV.22: Réseau bidimensionnel

Selon la théorie des réseaux d'antennes [76] qui nous permis d'aboutir à l'équation (IV-2), le diagramme de rayonnement du réseau 2D final $D_{\text{reseau_2D}}(\theta, \varphi)$ peut être obtenu en multipliant le diagramme de rayonnement du réseau 1D $D_{\text{reseau_1D}}(\theta, \varphi)$ par le module du facteur de réseau $|F(\varphi)|$. Ce dernier donné en (III-3) est indépendant de θ dans le cas d'un réseau linéaire [77].

$$D(\vartheta, \varphi)_{\text{reseau_2D}} = D(\theta, \varphi)_{\text{reseau_1D}} \times |F(\varphi)| \quad \text{IV-2}$$

$$F(\varphi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{Nkd \sin \varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd \sin \varphi}{2}\right)} \right| \quad \text{IV-3}$$

A l'aide des formules (IV-2) et (IV-3) et en utilisant le diagramme de rayonnement du réseau linéaire de 4 fil-plaques qui avait été donné sur la Figure IV.8, nous avons effectué une préétude en déterminant théoriquement les performances du réseau 2D en fonction du nombre N et de l'espacement d des colonnes. Cette étude idéale à base de facteur de réseau qui ne considère pas les couplages et les interactions entre éléments a montré que le nombre de colonnes devait être compris entre 8 et 16 (avec une valeur pressentie de 12) et que l'espacement d devait se situer entre 0.5λ et 1.25λ . A la suite de ces analyses théoriques qui ont permis de fixer les intervalles sur N et d, nous allons affiner les valeurs de manière plus rigoureuse en tenant compte des couplages grâce à l'étude électromagnétique d'un sous réseau 2D. Nous avons opté pour un cas à 4 colonnes qui représente 16 fil-plaques car ce dernier représente un tiers du réseau final pressenti (ou la moitié dans le cas de 8 colonnes ou un quart dans le cas de 16 colonnes). Outre la détermination de certains paramètres, nous allons étudier ce sous réseau pour effectuer une validation de l'intégration d'un circuit de distribution en ligne microruban car 16 sorties qui est une puissance de 2 sont tout à fait adaptées à la division de puissance à architecture parallèle.

IV.2.2.2. Réseau de 16 fil-plaques

La première étape a consisté à définir l'espacement entre les 4 colonnes à l'aide de simulations EM rigoureuses afin d'obtenir les meilleures performances en terme de gain et de

lobes secondaires. A la suite de ces études qui permettront d’obtenir la topologie la plus avantageuse, nous allons concevoir un circuit de distribution à lignes microrubans qui sera intégré au réseau 2D d’antennes. Le dispositif complet sera détaillé et les performances de celui-ci seront fournies dans la dernière partie.

IV.2.2.2.a Etude de l’espacement entre les colonnes et antenne retenue

La Figure IV.23 illustre le sous réseau bidimensionnel de 16 antennes fil-plaque en présence d’un plan réflecteur et d’un plan de masse fini. Le dispositif peut être considéré comme un réseau linéaire d’éléments espacés de d où chaque élément est le réseau linéaire à quatre fil-plaques étudié dans la partie II.1. De ce fait les dimensions des antennes, la longueur du plan de masse, la hauteur du réflecteur et l’espacement de λ (à 5.6 GHz) suivant l’axe Y sont conformes à la Figure IV.8.

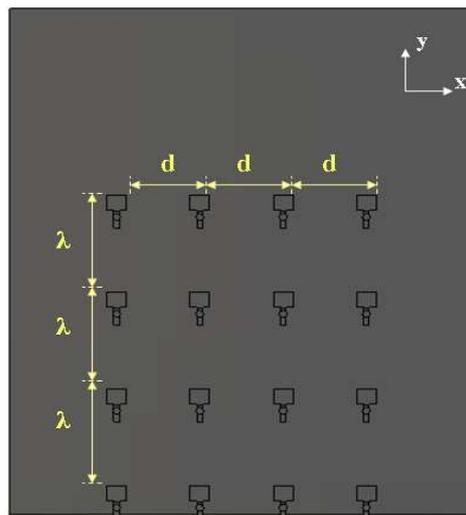


Figure IV.23: Réseau bidimensionnel de 16 fil-plaques

A l’issu d’une pré-étude avec le facteur de réseau qui a permis de fixer les bornes pour le pas d entre les colonnes, nous avons effectué des paramétrages plus rigoureux sur cet espacement d à l’aide de simulations EM qui tiennent compte des couplages pouvant influencer fortement les résultats. Tout d’abord, nous avons comparé sur la Figure IV.24 les diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal à la fréquence centrale de 5,6GHz. Etant donné que le réseau bidimensionnel est un réseau linéaire du réseau linéaire étudié dans la partie IV.2.1, le diagramme de rayonnement en site dans le plan $\varphi = 90^\circ$ est équivalent à celui de la Figure IV. 9 pour tous les pas du réseau d .

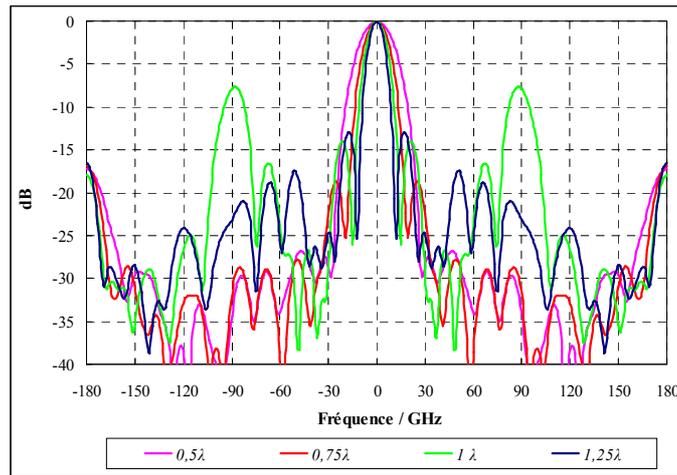


Figure IV.24: Diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan azimutal

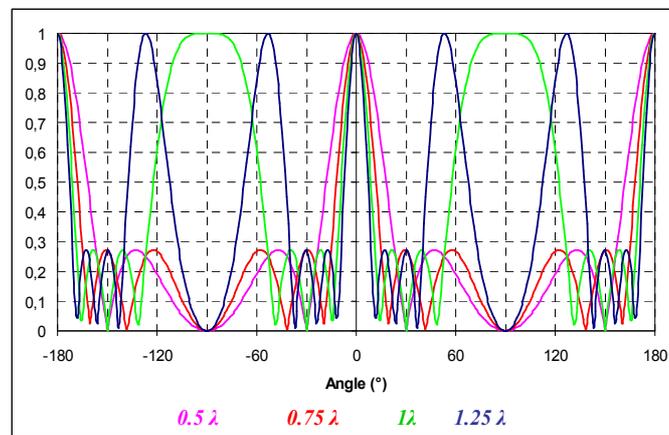


Figure IV.25 : Facteur de réseau

Dans le plan azimutal, nous pouvons voir que l'angle d'ouverture du lobe principal et le niveau des lobes secondaires augmentent avec le pas du réseau. Ces remarques sont en adéquation avec la théorie des réseaux décrite par l'équation (IV-2) qui dépend du facteur de réseau (Figure IV.25) et du diagramme de rayonnement unitaire qui est dans notre cas celui du réseau linéaire à 4 éléments (Figure IV.8). A noter que le pire cas en terme de lobes secondaires ne correspond pas à l'espacement le plus important mais à celui égale à λ car dans ce cas, les lobes secondaires importants du diagramme élémentaire situé à φ égal à $\pm 90^\circ$ (Figure IV.25) coïncident avec des maxima du facteur de réseau.

L'évolution du gain fréquentiel maximum est représentée sur la Figure IV.26 pour les quatre cas. Nous pouvons voir que les valeurs sont d'autant plus importantes que le pas du réseau est important. Cette remarque est conforme avec les diagrammes de rayonnement représentés sur la Figure IV.24 et avec le facteur de réseau de la Figure IV.25 qui montrent un

angle d'ouverture du lobe principal de plus en plus petit en fonction de d. Seul le cas avec un pas égale à la longueur d'onde échappe à cette règle du fait des lobes secondaires très importants pour φ égal à $\pm 90^\circ$.

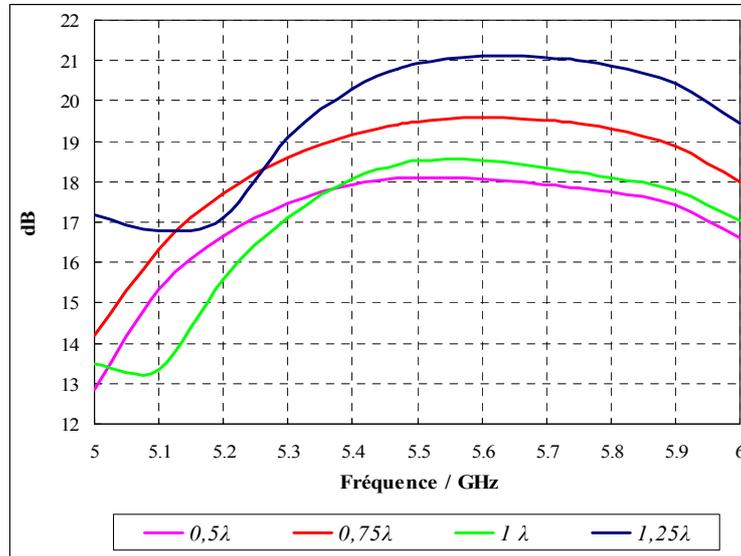


Figure IV.26 : Gain simulé en fonction de la distance entre les colonnes

Nous avons privilégié le pas de réseau égal à 0.75λ qui est une valeur typique car nous estimons qu'il permet d'obtenir le meilleur compromis gain -niveau de lobes secondaires. En effet, bien que le cas à 1.25λ soit très favorable en terme de gain, les niveaux de lobes secondaires supérieurs à -15 dB sont très pénalisants.

Le réseau bidirectionnel qui a été retenu à l'issue de ces études préliminaires est illustrés sur la Figure IV.27.

Nous pouvons noter la présence de **rohacell** ($\epsilon_r=1,07$) entre le toit des antennes et le plan de masse dont la fonction est d'améliorer le parallélisme entre les plaques. En effet, la réalisation du premier prototype à 4 éléments avait indiqué un défaut de fabrication sur ce point.

Les paramètres F qui sont représentés sur la Figure IV.28 indiquent que l'antenne est bien adaptée à 50 ohms puisque, pour les 16 accès, le module est inférieur à -14 dB sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz.

La phase suivante consiste à concevoir et à intégrer à ce réseau, un circuit de distribution 50 ohms 1 voie vers 16 en lignes microruban. En effet, l'objectif est de s'affranchir des câbles et du circuit du commerce qui ne sont pas favorables en termes d'encombrement et de pertes.

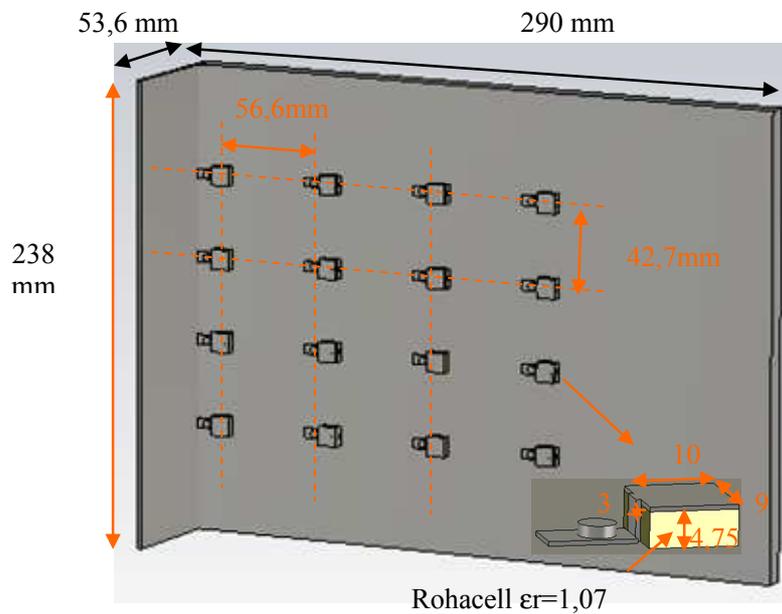


Figure IV.27 : Réseau bidimensionnel de 16 fil-plaques retenu

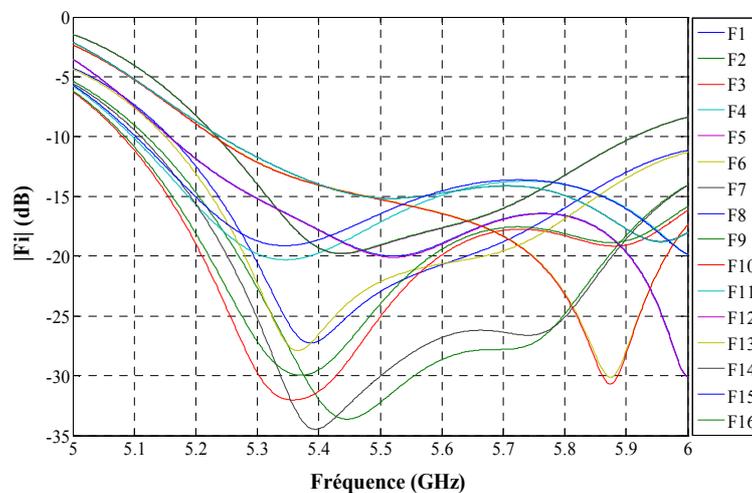


Figure IV.28 : Paramètres F du réseau bidimensionnel de 16 fil-plaques

IV.2.2.2.b Conception du circuit de distribution

Pour alimenter ce réseau à 16 accès, il est nécessaire d'utiliser un circuit d'alimentation 1 voie vers 16 équi-amplitude et équi-phase. Nous avons choisi d'utiliser des **lignes**

microrubans, pour la facilité d'intégration sous le plan de masse de l'antenne, pour la simplicité de mise en oeuvre et pour son faible coût.

Une ligne microruban est constituée d'un ruban conducteur imprimé sur un substrat dont la deuxième face est entièrement métallisée (Figure IV.29) [78].

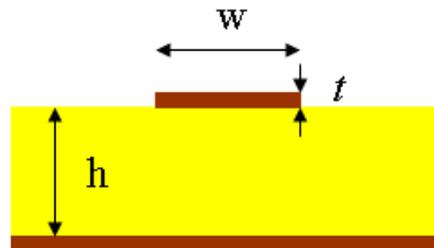


Figure IV.29: Constitution d'une ligne microruban

Afin de tenue la tenir la bande, nous avons opté pour un diviseur 1 voie vers 16 à architecture parallèle. Les différentes phases de conception ainsi que les principes de fonctionnement du circuit distribution sont indiqués en Annexe III. La structure finale qui a été optimisée sous Momentum est donnée sur la Figure IV.30.

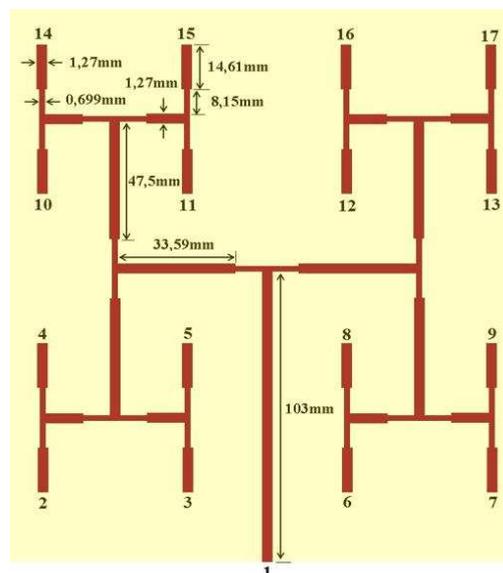


Figure IV.30: Diviseur de puissance 1 vers 16 en lignes microrubans

Le circuit qui est imprimé sur un **Duroid 6002** de dimensions $190\text{mm} \times 152\text{mm}$ ($\epsilon_r = 2,94$, $h = 508\mu\text{m}$ et $t = 17\mu\text{m}$) est constitué de 15 diviseurs à mi puissance identiques (Figure IV.31). Ces derniers intègrent des transformateurs quart d'onde qui ont une impédance caractéristique de $70,7$ ohms de manière à obtenir 50 ohms à l'entrée du té [79].

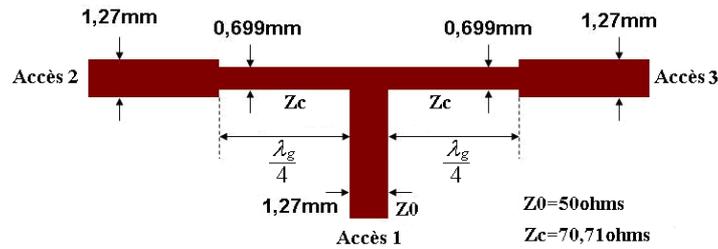


Figure IV.31: Diviseur de puissance Ivoie vers 2

Les paramètres S du diviseur 1 vers 16 sont donnés en module sur la Figure IV.32 et en phase sur la Figure IV.33 en sachant que le port d'entrée est numéroté 1.

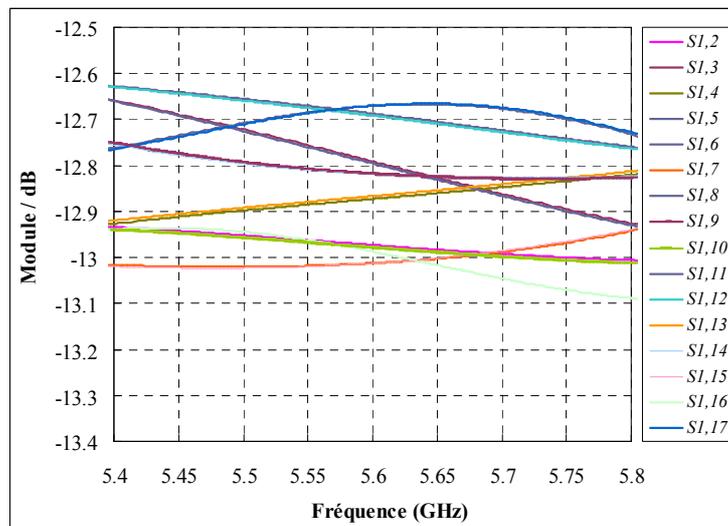


Figure IV.32 : Module des coefficients de transmission

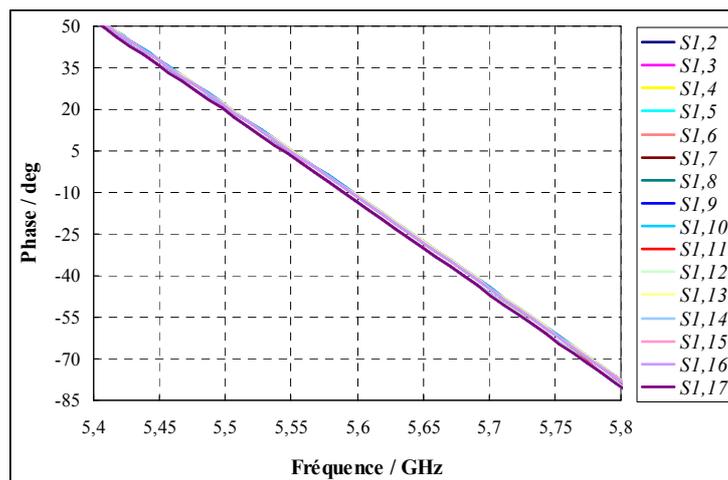


Figure IV.33: Phase des coefficients de transmission

Idéalement c'est-à-dire si le circuit était parfaitement adapté et sans pertes, les poids devraient être en module de 12,04 dB sur chaque sortie. De ce fait, les pertes globales du

circuit conçu sont approximativement de 0,8 dB. Quant à l'ondulation entre les voies de sortie, elle est de 0,35 dB en module et de 2° en phase sur la bande de fréquence 5,47-5,725 GHz. Par conséquent, ces résultats révèlent que le circuit de distribution 1 voie vers 16 modélisé est plutôt concluant avec des pertes de 0.8 dB et des ondulations sur les voies de sortie de 0.35dB et de 2° sur la bande.

IV.2.2.2.c Réseau de 16 fil-plaques à circuit intégré

Le circuit de distribution à 16 sorties a été intégré sous le plan de masse du réseau de 16 fil-plaques comme indiqué sur la Figure IV.34. Les transitions entre le système d'alimentation et le système rayonnant sont de type coaxial qui consistent en un cylindre de téflon de 4 mm de diamètre et une âme métallique de 0.94 mm de diamètre. Ces dimensions qui coïncident avec celles d'un câble coaxial 50 ohms du commerce permettent d'éviter une rupture d'impédance (pas de dégradation de l'adaptation) et une réalisation aisée. Ce système a été simulé sur CST et le coefficient de réflexion est représenté sur la Figure IV.35. Etant donné que l'antenne est très bien adaptée sur chaque accès (Figure IV.28) et que le circuit de distribution est satisfaisant en poids délivrés (Figure IV.32), le module du S11 du système complet satisfait le cahier des charges avec une valeur inférieure à -15 dB sur la bande.

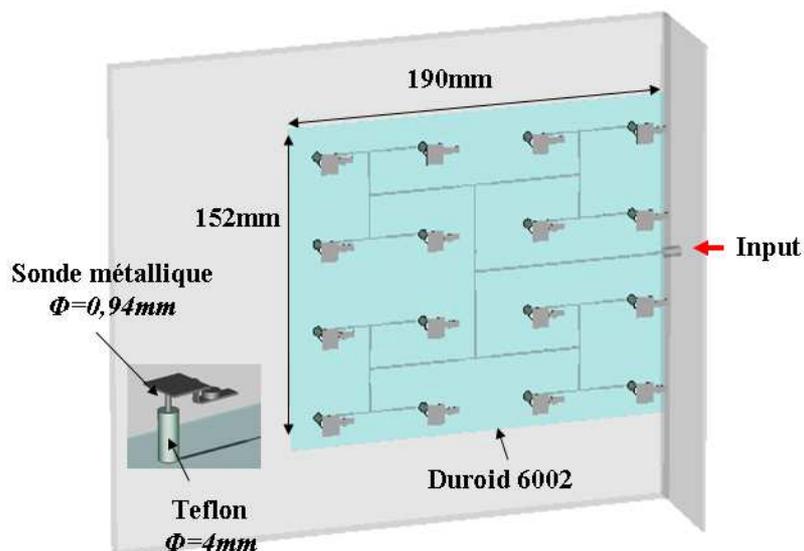


Figure IV.34: Vue en transparence du réseau d'antenne 16 fil-plaques à circuit intégré

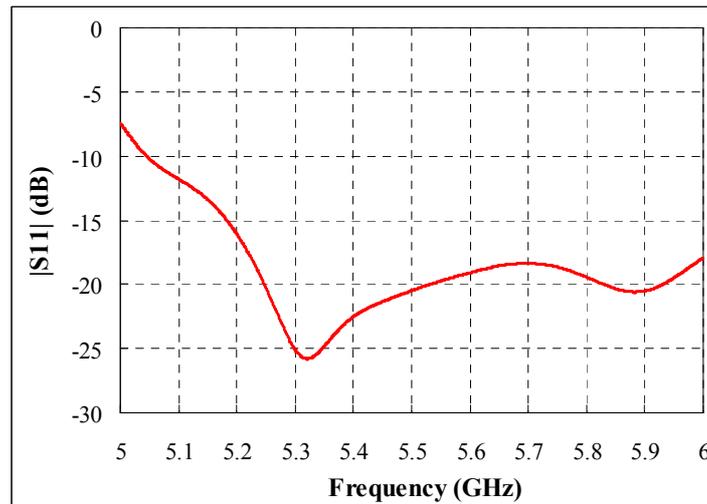


Figure IV.35: Coefficient de réflexion à l'entrée

Le diagramme de rayonnement 3D obtenu à 5,65 GHz est illustré sur la Figure IV.36. La directivité maximale est de 19,6 dBi, qui induit une hausse de 5,6 dB par rapport au réseau linéaire à quatre éléments. Nous pouvons observer un dépointage de 14° dans le plan d'élévation qui est issu de la diffraction des arêtes du plan de masse. Les lobes secondaires sont inférieurs à -15 dB qui sont tout comme la directivité, conformes aux résultats obtenus par le réseau de 16 fil plaques sans le circuit de distribution (Figure IV.24 et Figure IV.26). Le comportement fréquentiel du dispositif est traduit par la Figure IV.37.

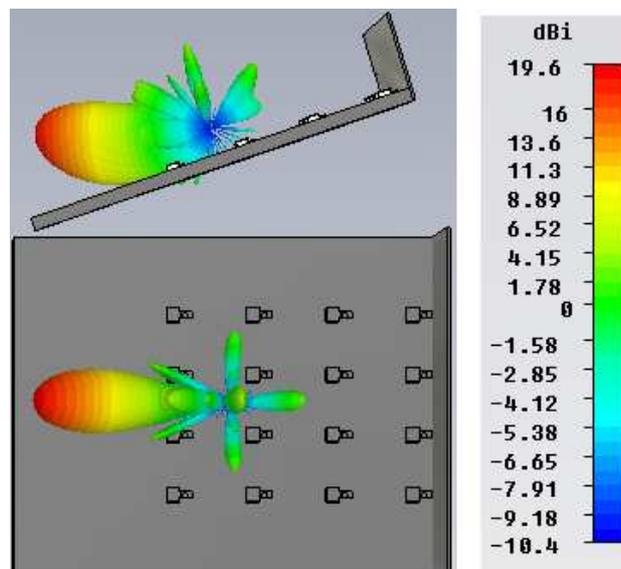


Figure IV.36: Diagramme de rayonnement 3D du réseau 16 éléments avec circuit intégré

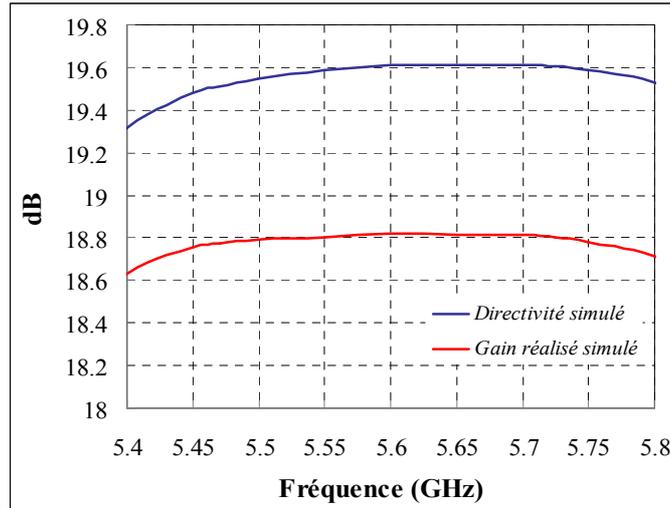


Figure IV.37 : Evolution fréquentielle de la directivité et du gain

Nous pouvons voir que le comportement du dispositif est très peu dispersif puisque la variation du gain sur la bande ne dépasse pas 0.2 dB. En effet, le gain oscille entre 18,6 dB et 18,8 dB de 5.47 GHz à 5.725 GHz. Nous pouvons également noter que les pertes ne sont pas excessives avec une valeur d'environ 0.8 dB qui correspond à la différence entre le gain et la directivité. Ces pertes sont essentiellement dues aux pertes dans le circuit de distribution.

IV.2.2.2.d Réalisation et mesure du réseau 16 fil-plaques

A la suite de ces résultats concluants, un prototype a été réalisé (Figure IV.38) et a été mesuré dans la nouvelle chambre anéchoïque du laboratoire XLIM (Figure IV.39).

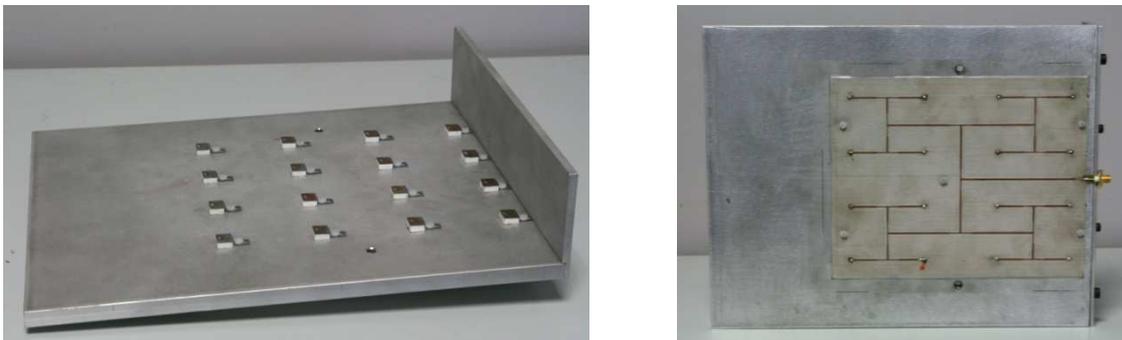


Figure IV.38: Photographies de l'antenne réalisée avec son circuit de distribution

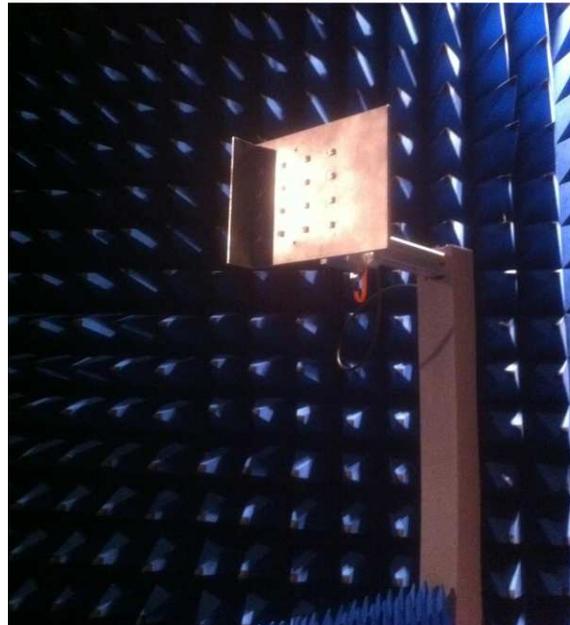
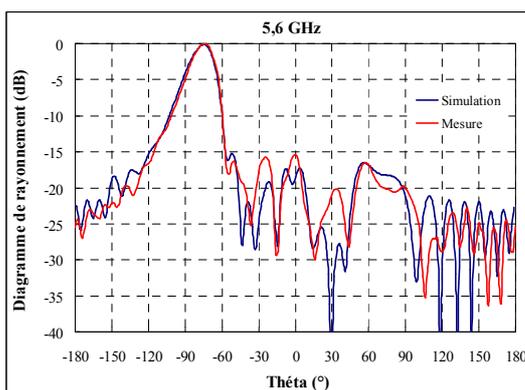


Figure IV.39 : Mesures de l'antenne dans la nouvelle chambre anéchoïde d'XLIM

Les diagrammes de rayonnement qui ont relevés à la fréquence centrale de 5.6 GHz dans les deux plans principaux (plan horizontal ou azimutal $\theta = 90^\circ$ et plan vertical ou d'élévation $\varphi = 0^\circ$) sont illustrés sur la Figure IV.40. Nous pouvons observer une très bonne concordance entre la simulation et la mesure. En effet, les angles d'ouverture à mi-puissance sont identiques et valent 23° pour le plan vertical et 16.6° pour le plan horizontal.

Plan vertical (ou d'élévation $\varphi = 0^\circ$)



Plan horizontal (ou azimutal $\theta = 90^\circ$)

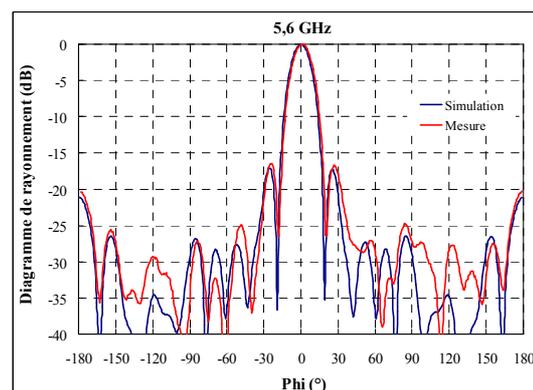


Figure IV.40 : Diagramme de rayonnement dans le plan vertical et horizontal à 5,6 GHz

Les légères différences, notamment au niveau des lobes secondaires qui sont un peu plus importants en mesures, sont attribuées aux tolérances de fabrication qui n'est que de 0.1 mm. Ce point pourrait également expliquer l'écart obtenu sur le module du coefficient de réflexion d'entrée entre l'antenne simulée et le prototype (Figure IV.41). Une deuxième explication

provient de la fixation non parfaite du circuit de distribution sous l'antenne qui a été effectuée par le biais de 5 vis en nylon. En effet, nous avons pu observer un gap d'air pénalisant entre le plan de masse et le substrat. Toutefois, le prototype reste adapté à -10 dB sur la bande requise par le cahier des charges : 5,47 GHz – 5,725 GHz.

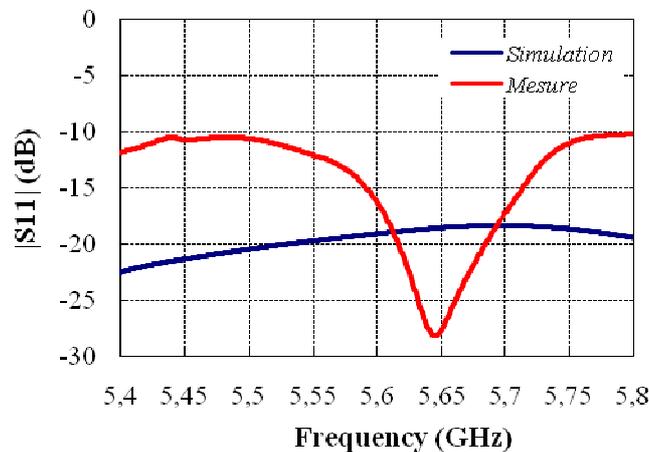


Figure IV.41 : Coefficient de réflexion à l'entrée en mesure et en simulation

Le gain et la directivité obtenus en mesure et en simulation sont comparés sur la Figure IV.42 en fonction de la fréquence. Nous pouvons remarquer une bonne concordance pour la directivité puisque l'écart maximal est de 0.5 dB sur la bande 5.47 GHz -5.725 GHz. Cette différence provient des lobes secondaires plus importants en mesure qui proviennent sans doute de la tolérance de fabrication de 0.1 mm.

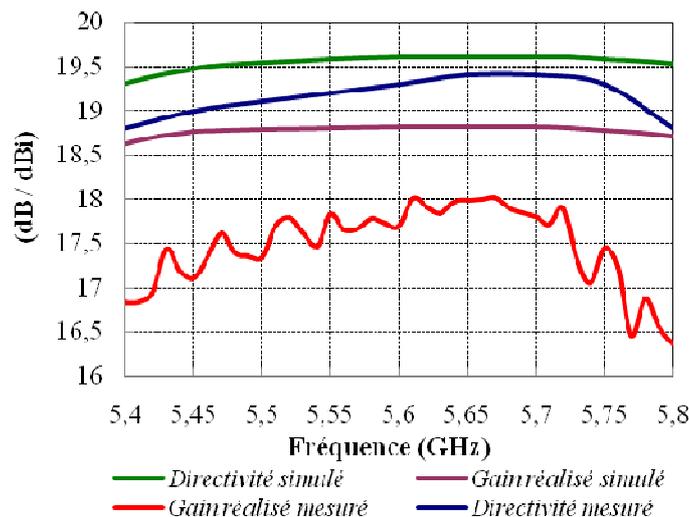


Figure IV.42 Directivité et gain en mesure et en simulation

Nous pouvons remarquer une plus grande différence sur le gain entre la mesure et la simulation puisque celle-ci est au maximum de 1.25 dB à 5.47 GHz. Cette baisse peut être

expliqué par les pertes par désadaptation plus importantes qui sont au maximum de 0,4 dB (déduites de la Figure IV.41), la tolérance de la base de mesure ($\pm 0,5$ dB), les pertes dans le connecteur SMA (environ 0,1 dB) et enfin les pertes diélectriques sous estimées en simulation. Les résultats mesurés sont toutefois concluants puisque le gain est supérieur à 17.5 dB sur la bande 5.47 GHz-5.725 GHz. En conséquence, le prototype est satisfaisant et permet de valider la conception du réseau 2D de fil plaques à circuit de distribution intégré.

La dernière étape consiste à concevoir le réseau final qui répond aux spécifications du Table IV-1 à savoir obtenir un gain de 23 dB sur la bande 5.47 GHz -5.725 GHz.

IV.2.2.3. Réseau final de 48 fil-plaques à circuit intégré

IV.2.2.3.a Description

Le dispositif final est un réseau de 48 fil-plaques sur plan de masse fini en présence d'un plan réflecteur et d'un circuit de distribution intégré (Figure IV.43). La structure est constitué d'un alignement suivant Y de 3 réseaux bidimensionnels de 16 fil plaques qui sont conformes à celui étudié dans le paragraphe précédent. Etant donné que le gain du réseau à 16 éléments est proche de 18.75 dB (en simulation), la duplication par trois qui théoriquement, engendre une augmentation de 4.7 dB devrait nous conduire à une valeur supérieure au 23 dB du cahier des charges. Le circuit de distribution du dispositif est donné sur la Figure IV.44.

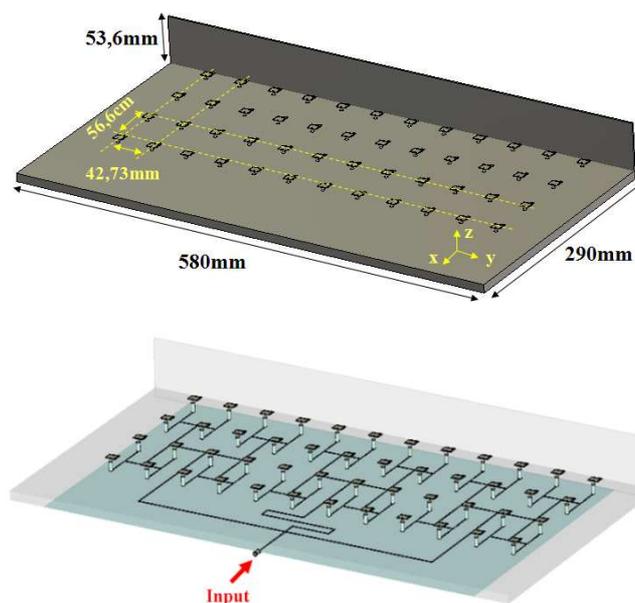


Figure IV.43 : Réseau de 48 fil-plaques en présence d'un plan réflecteur et d'un circuit intégré

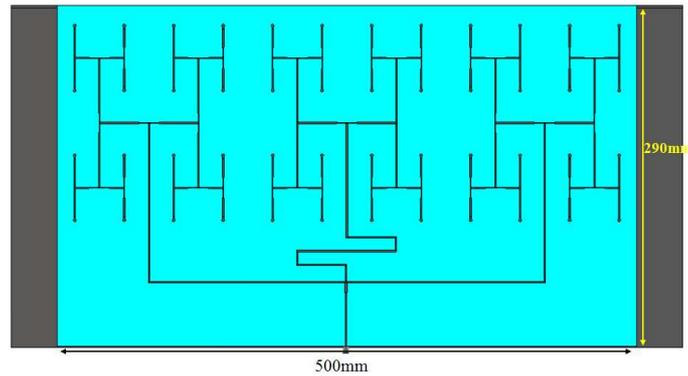


Figure IV.44 : Circuit de distribution pour l'antenne à 48 fil-plaques

Celui-ci est imprimé sur un Duroid 6002 de dimensions 500mm×310mm et est composé de 3 diviseurs 1 voie vers 16 qui sont identiques à celui de la Figure IV.30. Ces derniers sont reliés par un diviseur de puissance 1 voie vers 3 qui est représenté sur la Figure IV.45.

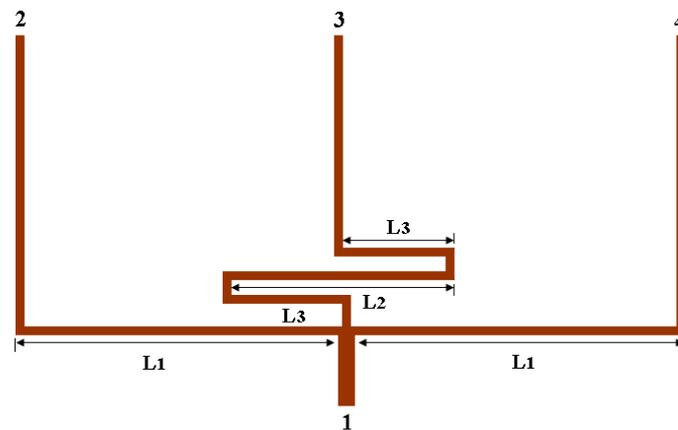


Figure IV.45: Diviseur une voie vers trois

Il permet de répartir équitablement en amplitude et en phase vers les 3 sorties 2, 3 et 4. De manière à obtenir le même parcours électromagnétique et donc un équilibre en phase entre les différentes sorties, la ligne microruban connecté à l'accès 3 a été méandree de telle sorte que $L2$ additionné à deux fois $L3$ égale $L1$.

Les coefficients de transmission du diviseur une voie vers trois sont représentés sur la Figure IV.46. Tout d'abord, nous pouvons voir que l'ondulation en amplitude est inférieure à 0,15dB et que l'écart en phase est insignifiant sur la bande 5,47 GHz – 5,725 GHz. Les pertes globales qui comprennent les pertes par désadaptations et intrinsèques (métalliques, diélectriques) sont environ de 0,3 dB puisque les pondérations idéales en amplitude sont théoriquement de – 4,75 dB.

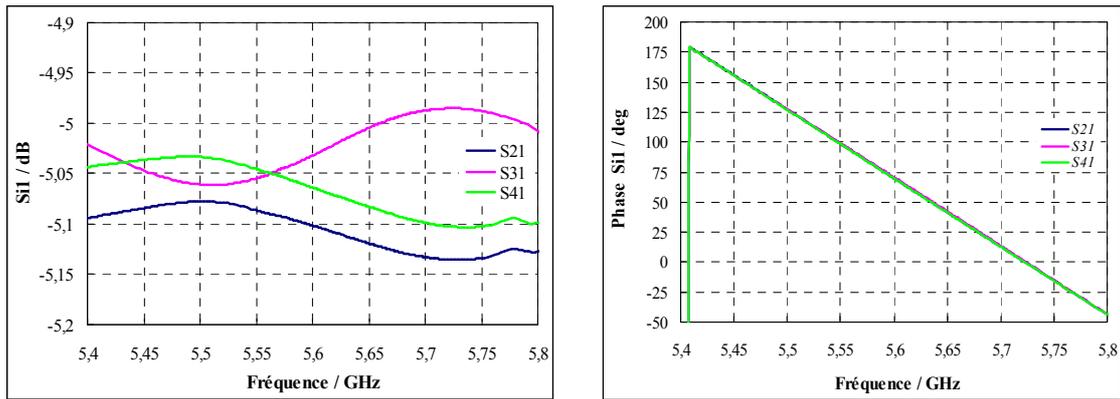


Figure IV.46: Modules et phases des coefficients de transmission

IV.2.2.3.b Performances

La Figure IV.47 montre que le réseau de 48 fil-plaques à circuit de distribution intégré est très bien adaptée car le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB sur la bande 5,47-5,725 GHz. Le diagramme de rayonnement 3D est représenté à la fréquence centrale de 5,6 GHz sur la Figure IV.48. Nous pouvons noter un directivité maximal de 24,5 dB et un dépointage du lobe principal de 14° dans le plan d'élévation. Ce dernier qui est causé par la diffraction des arêtes du plan de masse est plus remarque sur la représentation 2D proposée sur la Figure IV.49. Nous pouvons voir également que les ouvertures à -3 dB du lobe principal sont de $18,4^\circ$ pour le plan $\varphi = 0^\circ$ et de $5,1^\circ$ pour le plan $\theta = 90^\circ$. Le lobe est très pincé dans le plan horizontal du fait de la mise en réseau à 12 colonnes. Cette dernière engendre également des lobes secondaires plutôt importants avec une valeur -14 dB.

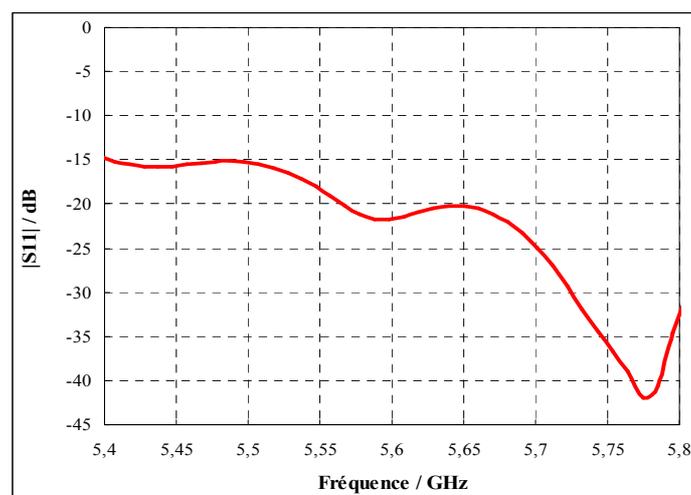


Figure IV.47: Coefficient de réflexion

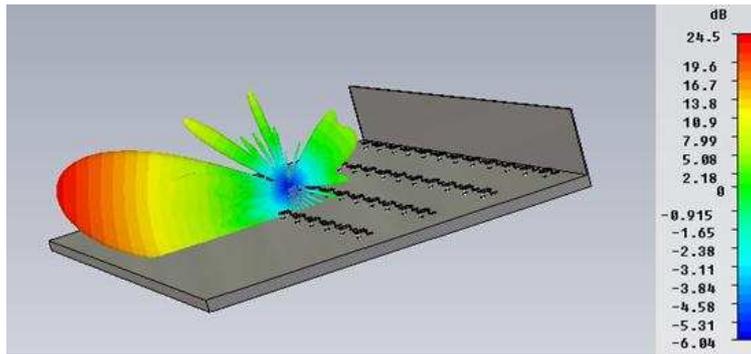


Figure IV.48: Diagramme de rayonnement 3D à 5.6 GHz du réseau à 48 fil-plaques

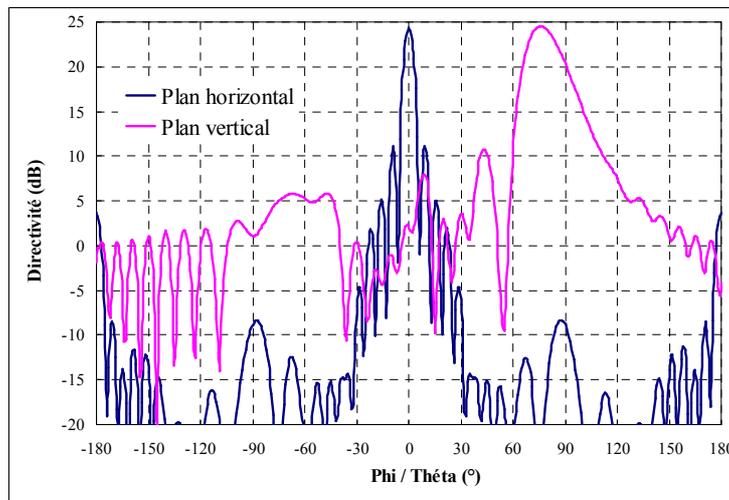


Figure IV.49 : Diagramme de rayonnement 2D à 5.6 GHz

Les évolutions fréquentielles du gain et de la directivité du réseau de 48 fil-plaques à circuit intégré sont données sur la Figure IV.50.

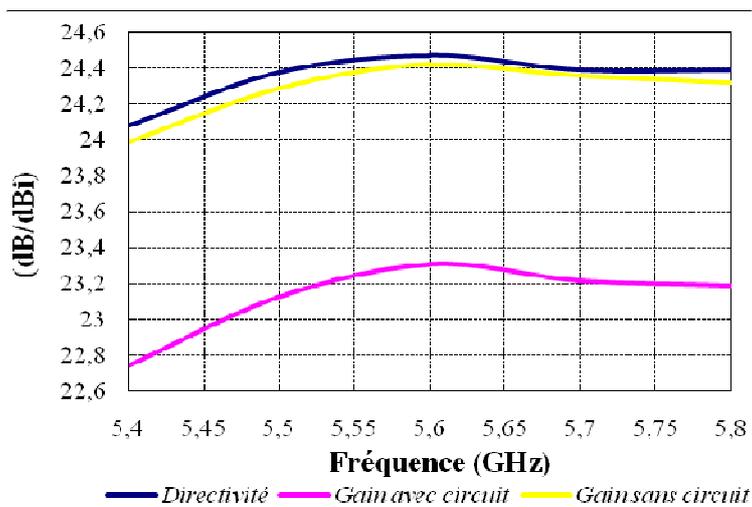


Figure IV.50: Directivité et gain en fonction de fréquence

Nous pouvons voir que la directivité est comprise entre 24.3 dB et 24.5 dB sur la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz. Les pertes dans le circuit de distribution (≈ 1.1 dB), les pertes par désadaptation (≈ 0.1 dB) et les pertes intrinsèques à l'antenne conduisent à un gain compris entre 23 et 23.3 dB soit une baisse maximale par rapport à la directivité de 1,3 dB.

Les performances de ce dispositif satisfont le cahier des charges puisque le gain est supérieur à 23 dB, les lobes secondaires sont proches de -15 dB et un lobe directif est obtenu à l'horizon à condition d'utiliser un système incliné pour compenser le dépointage causé par la diffraction des arêtes du plan de masse.

Un des inconvénients réside dans la réalisation du circuit de distribution qui nécessite un substrat de très grande taille engendrant une difficulté d'approvisionnement et un coût élevé. Afin d'éviter ce problème, nous avons donc cherché à limiter le nombre d'accès antennaires à alimenter en utilisant des éléments court-circuités à l'image des antennes Yagi. De plus, la réduction du nombre de points d'alimentation permettrait de simplifier la réalisation par diminution du nombre de transitions et du nombre de lignes qui abaisseraient de surcroît les pertes du circuit de distribution.

IV.3. Réseau d'antennes Yagi fil-plaque

IV.3.1. Conception d'une antenne Yagi- Fil plaque

Une antenne Yagi (Figure IV.51) peut être assimilée à une antenne réseau dont les éléments sont alimentés par couplage électromagnétique. Elle est constituée d'un seul élément alimenté et de n éléments court-circuités qui peuvent être des directeurs ou des réflecteurs selon leur position. Les réflecteurs placés en arrière du brin alimenté (idéalement à $\lambda/4$) permettent d'interdire le rayonnement arrière tandis que les directeurs placés à l'avant (idéalement à $\lambda/2$) permettent de renforcer le champ à l'avant de l'antenne. Si les espacements et les dimensions des différents éléments sont optimisés, il est possible d'aboutir à une antenne directive avec un seul point d'entrée. Nous allons donc reprendre ce principe mais en

utilisant des antennes fil plaques pour aboutir à un dispositif à peu d'entrées et à très fort gain qui rayonne à l'horizon.

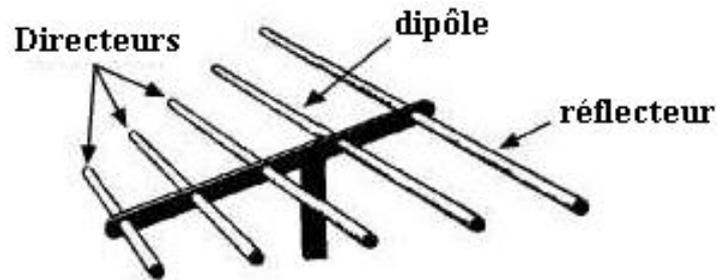


Figure IV.51: Antenne Yagi

Pour concevoir l'antenne que nous avons dénommée l'antenne Yagi fil-plaque, nous avons effectué des études sur plan de masse infini en utilisant un réflecteur plan de largeur égale à 2λ et de hauteur égale à λ . Le principe de l'antenne est donné sur la Figure IV.52.

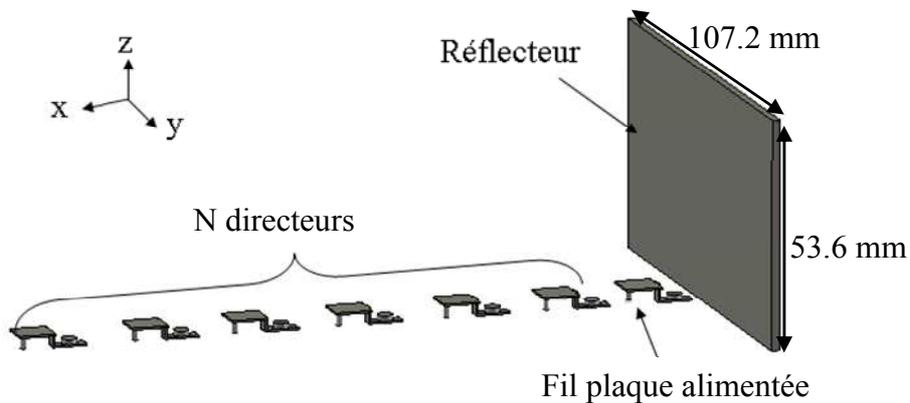


Figure IV.52: Antenne Yagi fil-plaque

Dans un premier temps, nous avons adopté une structure régulière qui est composée de directeurs identiques à l'élément excité avec un pas constant. Cette étude donnée en Annexe IV a montré qu'il n'était pas possible d'obtenir une montée en directivité intéressante tout en ayant une bonne adaptation. Avec 6 directeurs, un gain de seulement 12,8 dB a pu être obtenu. Par conséquent, nous avons étudié des structures à pas variable qui intègrent des fil-plaques à géométrie différente. Nous avons optimisé les différentes grandeurs pour aboutir à l'antenne donnée sur la Figure IV.53.

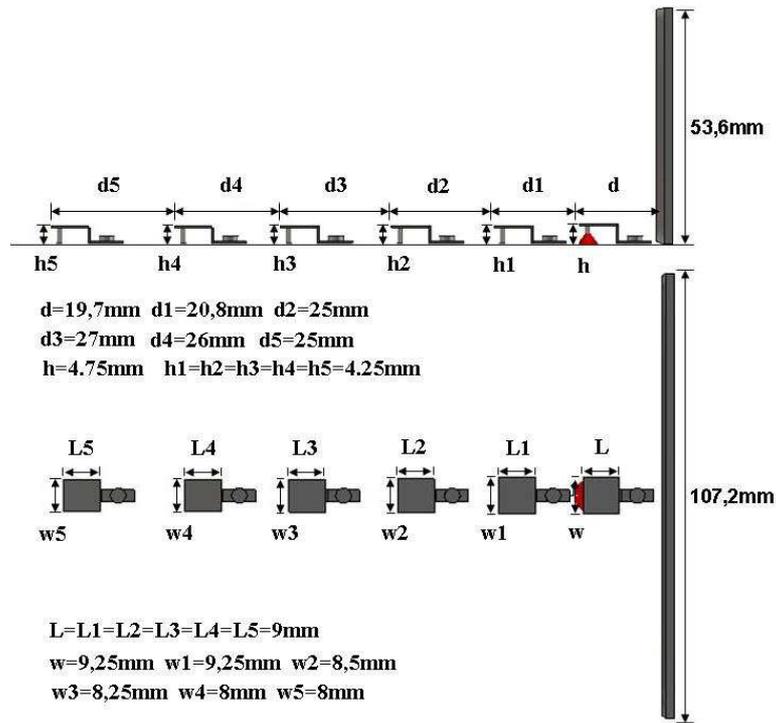


Figure IV.53: Détails des dimensions de l'antenne Yagi fil plaque

L'adaptation, le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal XoY et le diagramme de rayonnement dans le plan vertical XoZ sont fournis en fonction du nombre de directeurs sur la Figure IV.54, sur la Figure IV.55 et sur la Figure IV.56.

Nous pouvons voir qu'il est de plus en plus difficile d'adapter au fur et à mesure que le nombre de directeurs augmente car la bande et le niveau minimum se dégradent. Toutefois, l'antenne possédant six directeurs est adaptée à -12 dB sur la bande de travail. Par contre et conformément au principe énoncé par Yagi, l'augmentation du nombre de directeurs permet de former le lobe principal de rayonnement et donc d'accroître le gain maximum. Par contre, nous pouvons noter une saturation puisque le passage de 5 à 6 directeurs n'engendrent qu'une augmentation de 0.2 dB et ceci malgré une optimisation fine des différents paramètres de l'antenne. Il est possible d'améliorer le résultat en termes de directivité mais ceci se fera au détriment de l'adaptation. Par conséquent, nous avons privilégié une antenne à 5 directeurs car elle présente le meilleur compromis performances – facilité de réalisation.

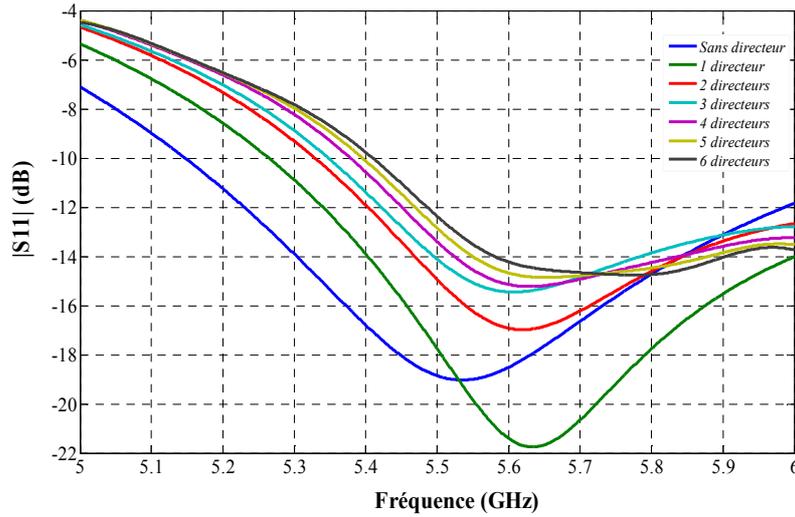


Figure IV.54: Adaptation de l'antenne Yagi fil plaque

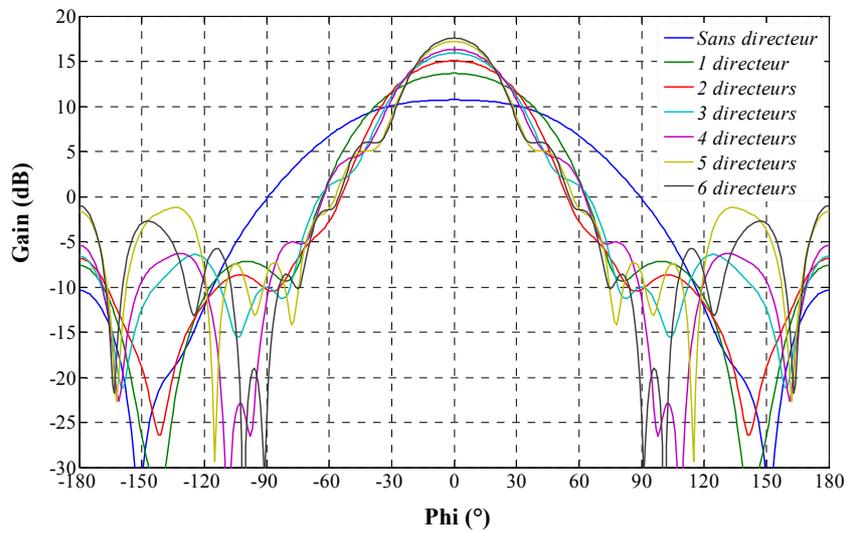


Figure IV.55: Diagramme de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan horizontal

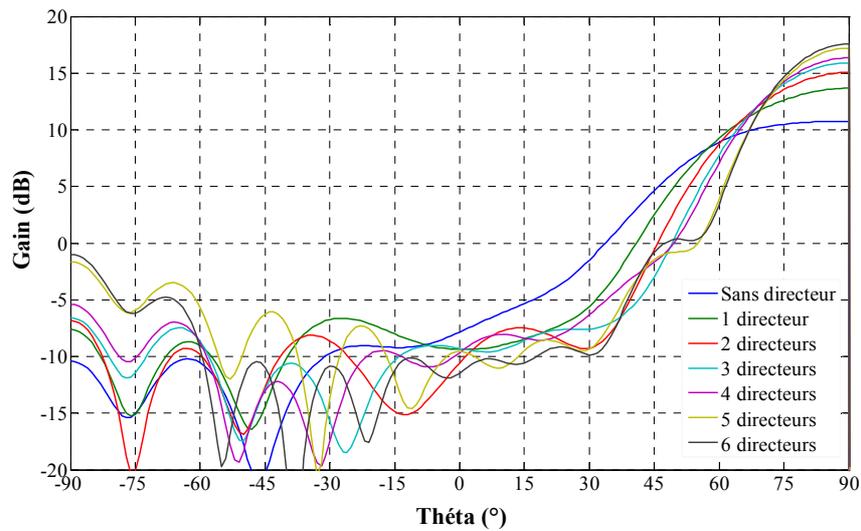


Figure IV.56: Diagramme de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan vertical

Avec ce dispositif, un gain maximum de 17.5 dB a té obtenu. Pour satisfaire le cahier des charges et son exigence de 23 dB, il est donc nécessaire d’effectuer une mise en réseau en considérant l’effet du plan de masse fini.

IV.3.2. Mise en réseau sur plan de masse fini

IV.3.2.1. *Etude de la mise en réseau sur plan de masse infini*

Pour caractériser l’influence directe de la mise en réseau, nous avons tout d’abord effectué des études sur plan de masse infini. Pour cela, nous avons considéré 3 cas qui correspondent à un réseau de deux, puis trois et enfin quatre Yagi fil–plaques à 5 directeurs qui sont identiques à celle du paragraphe précédent (Figure IV.57).

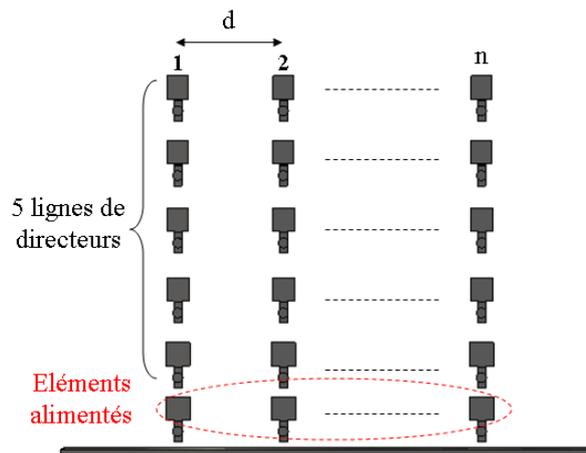


Figure IV.57: Réseau d’antennes Yagi fil - plaque sur plan de masse infini

Outre le nombre d’éléments du réseau, nous avons également étudié le pas d en adoptant des espacements de $0,5\lambda$, $0,75\lambda$, 1λ et de $1,25\lambda$. Le gain maximum et l’ouverture angulaire du lobe principal en fonction de d et du nombre de Yagi fil plaques est donné à 5.6 GHz sur la Figure IV.58. Tout d’abord, nous pouvons remarquer que le gain augmente de manière classique en fonction du nombre de Yagi fil – plaques du fait de la réduction de l’ouverture angulaire du lobe principal causé par les interférences destructives de la mise en réseau. Par contre, l’évolution en fonction du pas est plus surprenante notamment pour la valeur de 0.5λ où la mise en réseau est peu efficace. Nous pouvons également noter une allure très particulière en fonction du pas pour le cas à 4 Yagi fil-plaques où le maximum de gain est obtenu pour une valeur de 0.75λ . En effet, aucune amélioration significative n’est à noter pour des espacements plus importants qui n’est pas conforme avec la théorie des réseaux.

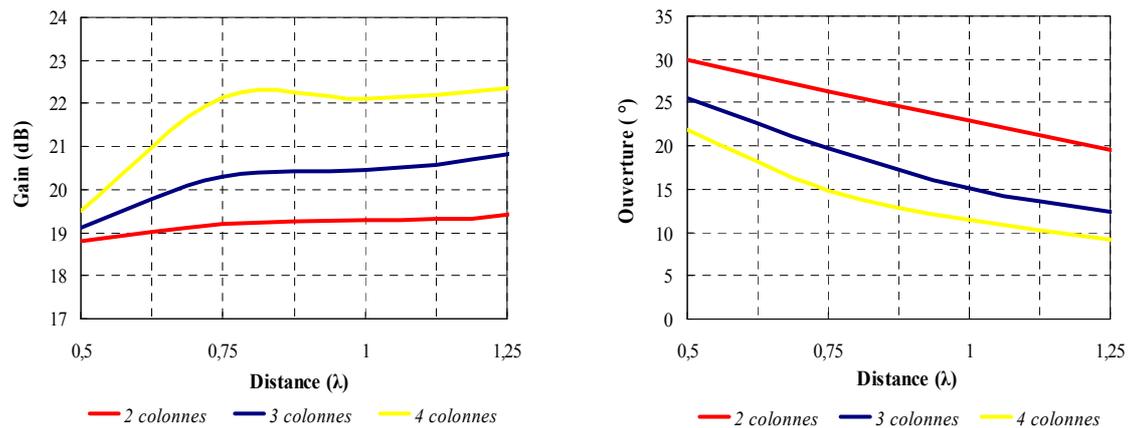


Figure IV.58: Gain et ouverture du lobe principal en fonction du nombre de Yagi fil-plaques et du pas à 5,6GHz

Les diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz de l'antenne à 4 Yagi fil –plaques sont indiqués sur la Figure IV.59 pour le plan horizontal et sur la Figure IV.60 pour le plan vertical. Dans le plan horizontal, nous pouvons voir que l'allure des diagrammes est conforme à la théorie des réseaux avec un lobe principal de plus en plus directif et une remontée des lobes secondaires quand le pas du réseau augmente. Par contre dans le plan vertical, nous observons des diagrammes de rayonnement de forme différente qui n'est pas en conformité avec le principe d'un réseau linéaire dont l'alignement est horizontal. En effet, dans ce plan, les diagrammes de rayonnement devraient être identiques indiquant qu'il y a une interaction perturbante entre les différentes antennes Yagi fil – plaques.

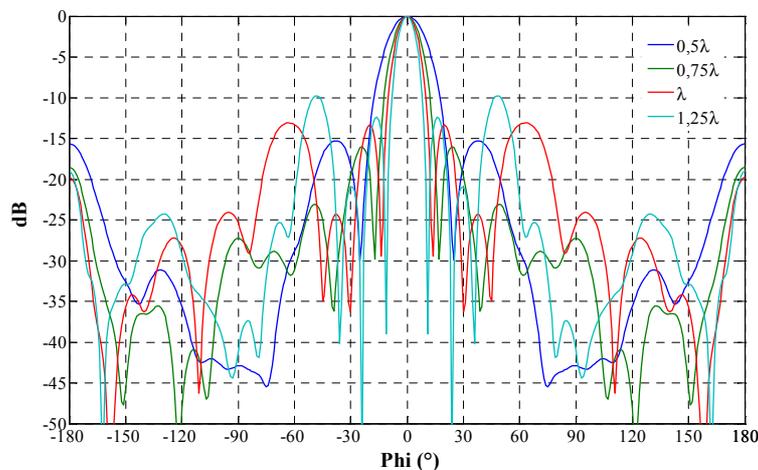


Figure IV.59: Diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan horizontal de l'antenne à 4 Yagi fil –plaques en fonction de l'espacement

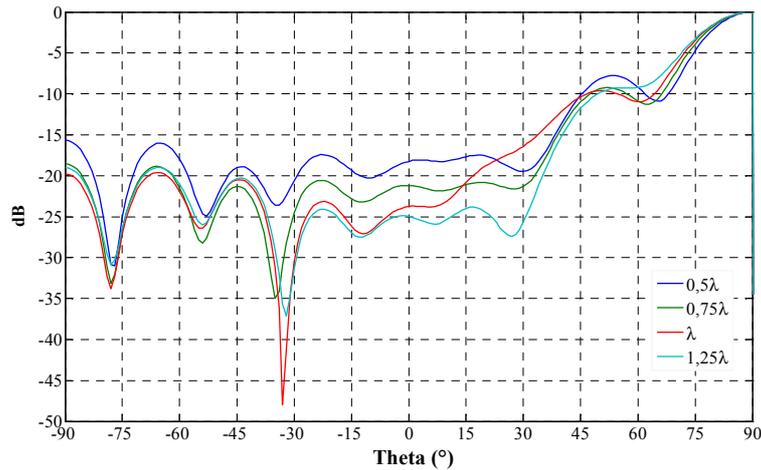


Figure IV.60: Diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan vertical de l'antenne à 4 Yagi fil-plaques en fonction de l'espacement

Cette remarque est corroborée par la comparaison à 5.6 GHz entre le diagramme du réseau de 4 fil plaques espacés de 0.75λ obtenu par simulation électromagnétique et le diagramme de ce même réseau obtenu par multiplication du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la Yagi fil – plaque élémentaire (Figure IV.61 et Figure IV.62). Nous pouvons noter un écart entre la simulation rigoureuse et la courbe théorique notamment dans le plan vertical où un lobe secondaire de niveau important apparaît. Dans le plan horizontal, nous pouvons noter également une différence mais de moindre mesure pour θ égale $\pm 90^\circ$. Pour expliquer cette perturbation, nous avons représenté les cartographies du champ E à 5.6 GHz dans le plan horizontal pour une Yagi fil-plaque élémentaire et pour le réseau de 4 Yagi fil plaques (Figure IV.63).

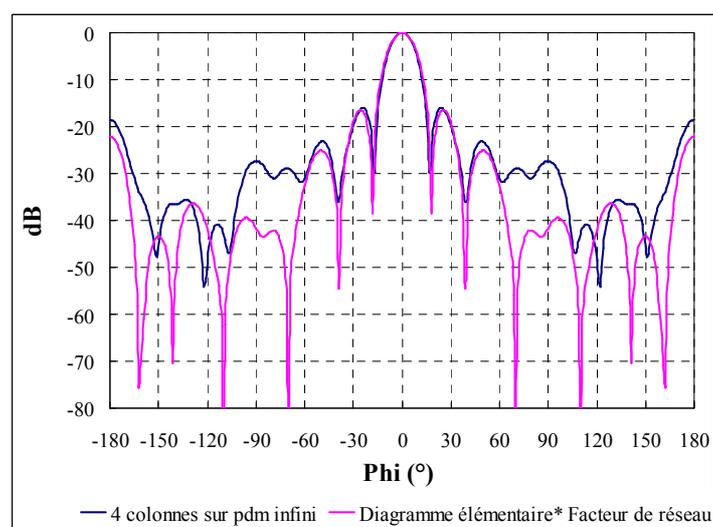


Figure IV.61: Comparaison dans le plan horizontal

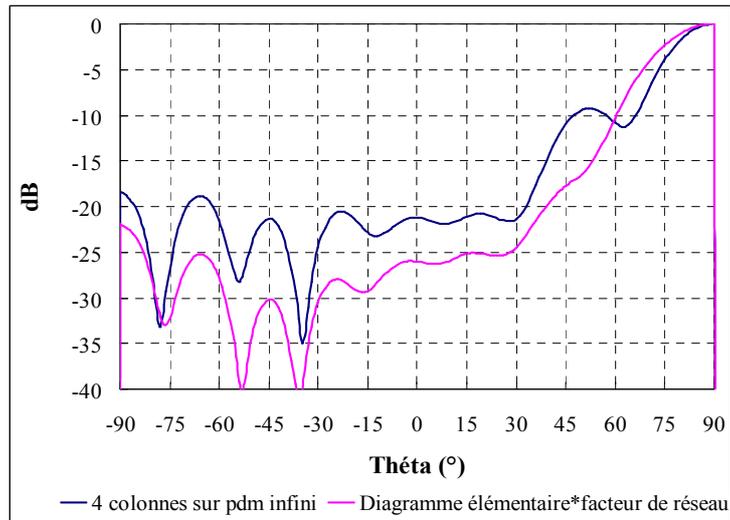


Figure IV.62: Comparaison dans le plan vertical

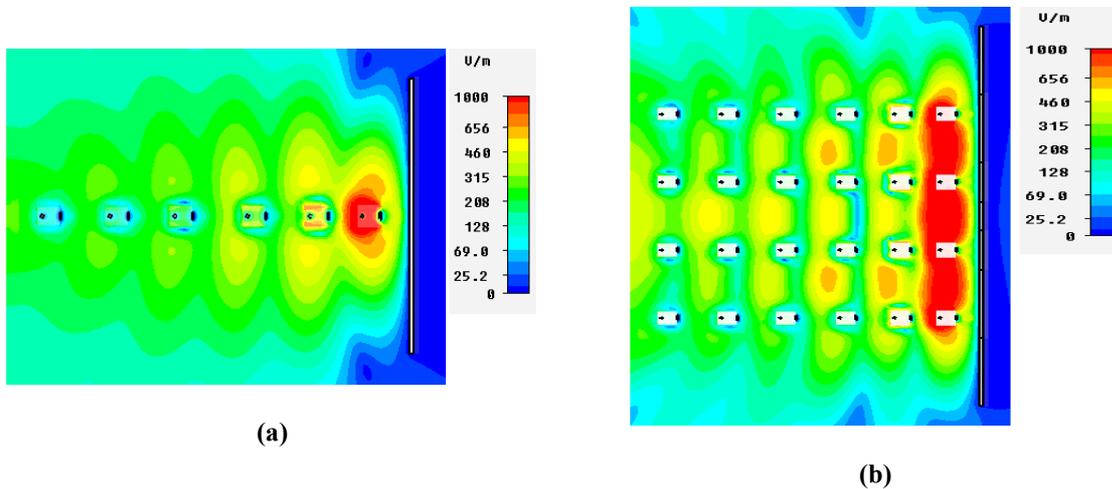


Figure IV.63: Cartographies de champ E en amplitude à 5.6 GHz dans le plan horizontal pour a) 1 seule Yagi Fil -plaque b) Réseau de 4 Yagi fil-plaques

La Yagi fil – plaque étant un élément directif (17.5 dB), la répartition du champ E est importante dans le plan horizontal. Cette distribution de champ étant supérieure au pas du réseau, les différentes Yagi fil-plaques vont se perturber mutuellement entraînant ainsi des effets néfastes tels que des diffractions ou une dégradation de la cohérence des fil-plaques par modification des poids rayonnés. Ces perturbations sont illustrées par les cartographies de la Figure IV.64. Toutefois, ces effets néfastes restent acceptables puisque le réseau de 4 Yagi fil-plaques espacés de 0.75λ permet d’obtenir à 22 dB soit une augmentation de 4.5 dB par rapport à la Yagi élémentaire. Cette disposition permet également d’obtenir des lobes secondaires acceptables dans le plan horizontal. Nous nous sommes donc orienté vers cette configuration pour caractériser l’influence du plan de masse.

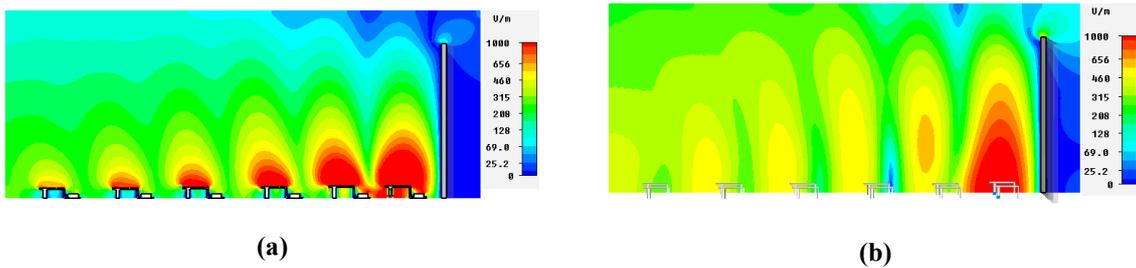


Figure IV.64: Cartographies de champ E en amplitude à 5.6 GHz dans le plan vertical pour a) 1 seule Yagi Fil -plaque b) Réseau de 4 Yagi fil-plaques

IV.3.2.2. Effet du plan de masse fini

Nous avons étudié le réseau de 4 Yagi fil-plaques espacés de 0.75λ sur un plan de masse fini de dimensions 290 mm par 238 mm (Figure IV.65).

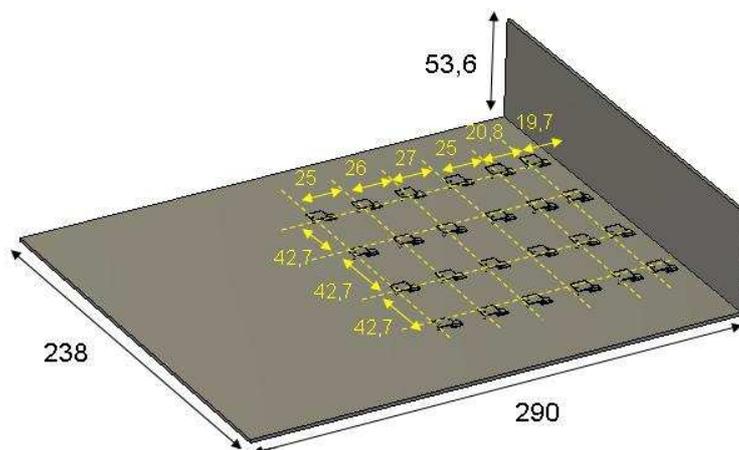


Figure IV.65: Réseau de 4 Yagi fil-plaques sur plan de masse fini.

Les diagrammes de rayonnement obtenus à 5.6 GHz sur plan de masse fini sont comparés à ceux obtenus sur plan de masse infini sur la Figure IV.66 pour le plan horizontal et sur la Figure IV.67 pour le plan vertical. Nous pouvons noter le dépointage usuel du lobe principal de 14° , une baisse du gain maximal de l'ordre de 2.5 dB et une remontée des lobes secondaires dans le plan vertical de 3 dB alors que dans le plan horizontal les résultats sont sensiblement les mêmes. Ce renforcement du premier lobe secondaire provient de la diffraction des arêtes du plan de masse. A l'issue de cette étude du réseau de 4 Yagi fil-plaques sur plan de masse fini qui a indiqué un gain de 19.5 dB, nous avons conçu le réseau final à 12 Yagi fil plaques pour satisfaire le cahier des charges et l'exigence de gain de 23 dB.

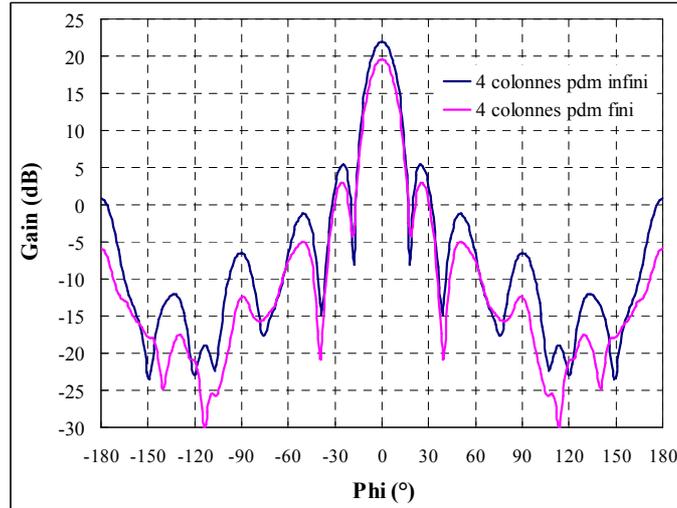


Figure IV.66: Comparaison dans le plan horizontal à 5.6 GHz

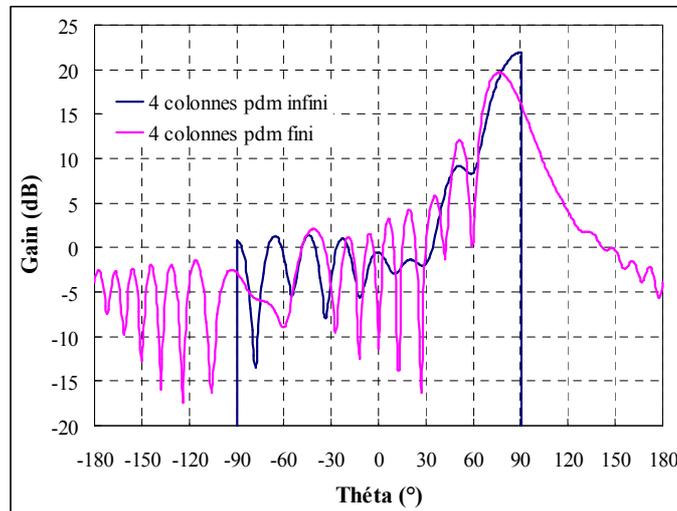


Figure IV.67: Comparaison dans le plan horizontal à 5.6 GHz

IV.3.3. Réseau final d'antennes Yagi fil-plaques

IV.3.3.1. Etude du réseau sans circuit de distribution

La Figure IV.68 illustre le réseau de 12 antennes Yagi fil-plaques en présence d'un plan de masse fini de dimensions égales à 580 mm par 290 mm et d'un plan réflecteur. Le pas de 0.75λ , le nombre d'éléments constituant une Yagi et les dimensions des différents éléments sont conformes aux études du paragraphe précédent. Nous avons simulé cette structure à l'aide du logiciel CST Microwave Studio en excitant simultanément et de manière équipondérée les 12 entrées de l'antenne. Le coefficient de réflexion de chacun des 12 accès est représenté sur la Figure IV.69.

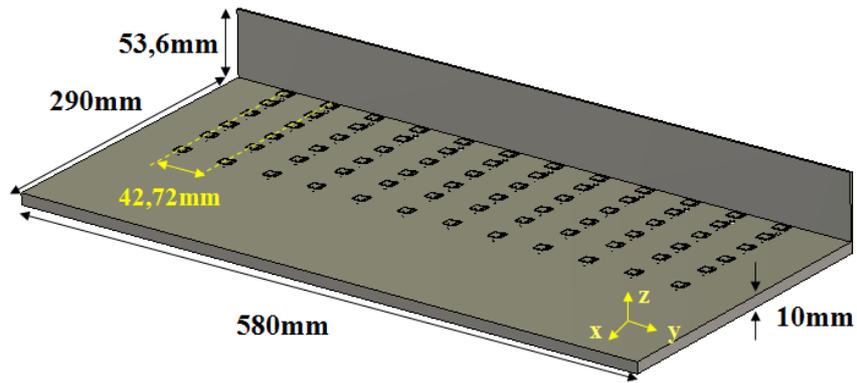


Figure IV.68: Réseau de 12 antennes Yagi fil-plaque

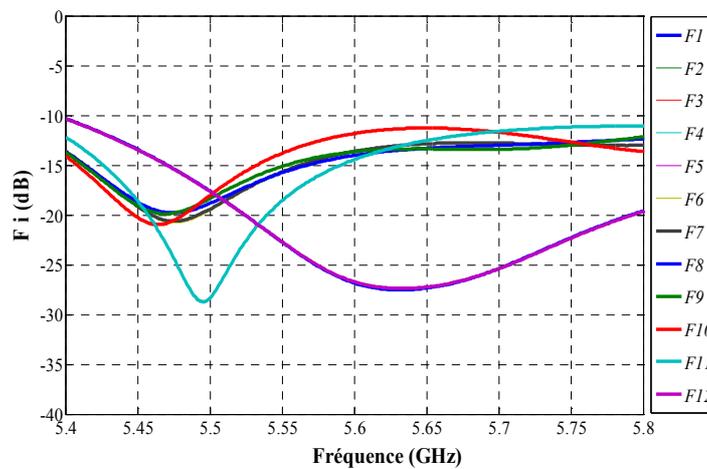


Figure IV.69: Paramètres F de réseau d'antennes Yagi fil-plaque

Nous pouvons voir que les paramètres F sont inférieurs à -10 dB sur toute la bande 5,47 GHz – 5,725 GHz. Nous pouvons également remarquer que deux courbes diffèrent des dix autres car elles correspondent aux 2 Yagi les plus extrêmes qui subissent des couplages différents des Yagi centrales. Le dispositif permet d'obtenir à 5.6 GHz un lobe directif avec un gain maximum de 24,25 dB (Figure IV.70).

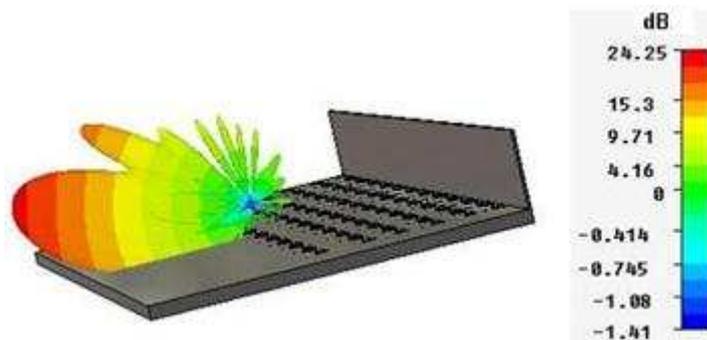


Figure IV.70: Diagramme de rayonnement 3D en gain à 5.6 GHz du réseau d'antennes Yagi fil-plaque

La diffraction sur les bords du plan de masse engendre un dépointage de 14° du lobe principal. De plus, le diagramme de rayonnement révèle l'existence d'un lobe secondaire très important qui a une valeur de l'ordre de 16dB (Figure IV.71). Comme nous l'avons montré précédemment, ce dernier est issu des interactions entre les Yagi fil-plaques et de la diffraction sur le plan de masse fini. A noter également que les ouvertures angulaires du lobe dans les deux plans principaux sont de $20,7^\circ$ et de $5,1^\circ$. A l'issue de cette étude antennaire concluante, nous avons intégré un circuit de distribution qui permet l'alimentation du réseau des 12 antennes Yagi fil-plaques.

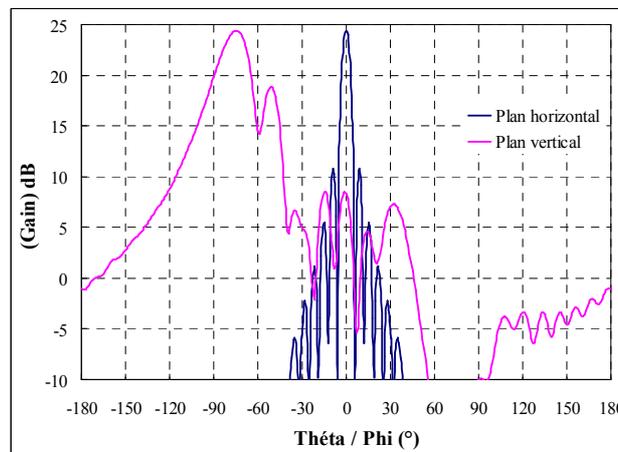


Figure IV.71: Diagrammes de rayonnement en gain à 5.6 GHz de réseau d'antennes Yagi fil-plaque en 2D

IV.3.3.2. Etude du réseau avec le circuit de distribution

Nous avons intégré sous le plan de masse de l'antenne un circuit de distribution une voie vers 12 qui est imprimé sur un **Duroid 6002** possédant des dimensions de 500mm par 95mm (Figure IV.72). Il est composé d'un diviseur une voie vers trois (analogue à celui du diviseur une voie vers trois de la Figure IV.45) et de 3 diviseurs une voie vers 4.

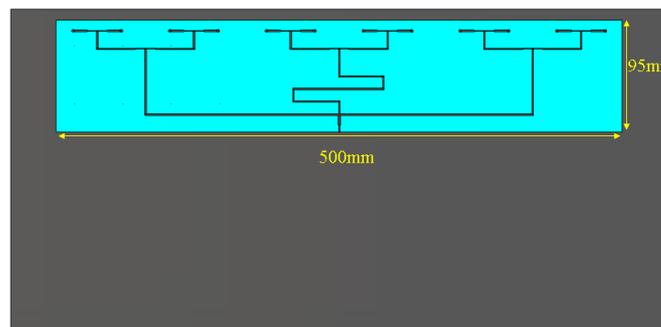


Figure IV.72: Circuit de distribution de réseau d'antennes Yagi fil-plaque

Les 12 sorties du circuit sont connectées aux 12 entrées du dispositif rayonnant par le biais de transitions coaxiales 50 ohms (Figure IV.73). Ces dernières qui transitent dans le plan de masse sont constituées d'une âme centrale métallique de 0.94 mm de diamètre et d'un cylindre de téflon de 4 mm de diamètre.

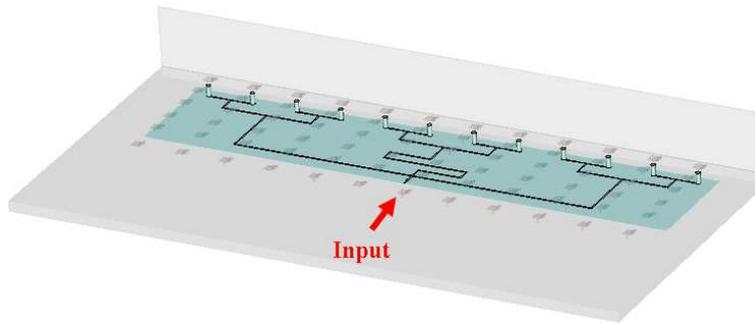


Figure IV.73: Vue en transparence du réseau d'antennes Yagi fil-plaque

Le dispositif global a été simulé sous CST microwave studio et le coefficient de réflexion à l'entrée qui est donné sur la Figure IV.74 indique une adaptation inférieure à -15 dB sur la bande 5,47 GHz -5,725GHz.

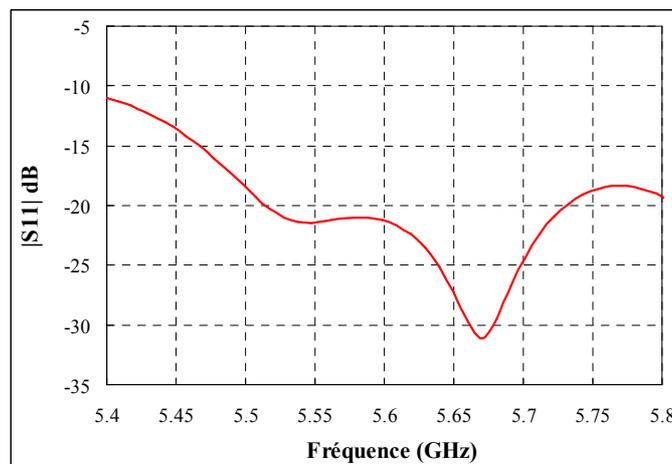


Figure IV.74: Coefficient de réflexion à l'entrée du dispositif

Le diagramme de rayonnement 3D à 5.6 GHz est conforme à celui obtenu sans circuit de distribution indiquant ainsi que ce dernier fournit des pondérations équilibrées en sortie. Un lobe directif dépointé ainsi que des lobes secondaires importants issus de la diffraction sont toujours visibles (Figure IV.75). Par contre, nous pouvons noter une diminution du gain maximal de l'ordre de 0.75 dB qui provient majoritairement des pertes dans le circuit. Une valeur de 23,45 dB est désormais obtenue à la fréquence de 5.6 GHz. La variation du gain sur la bande de travail est comprise entre 23,1 dB et 23,5 dB (Figure IV.76).

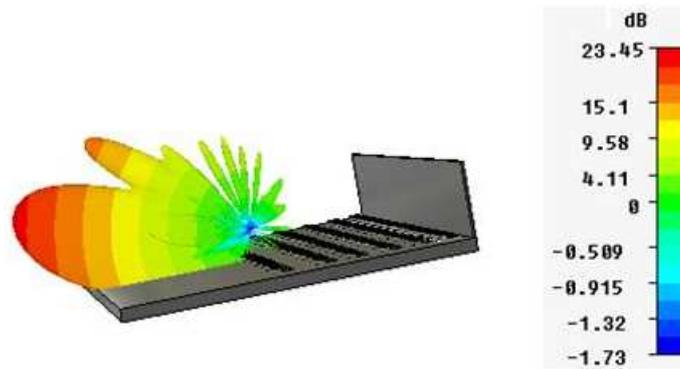


Figure IV.75: Diagramme de rayonnement 3D exprimé en gain à 5.6 GHz du réseau d'antennes Yagi fil-plaque en présence du circuit de distribution

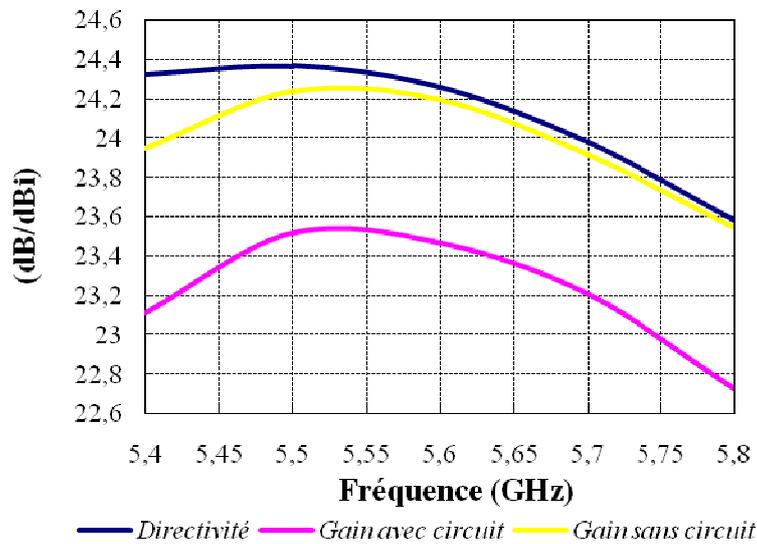


Figure IV.76: Directivité et gain en fonction de fréquence

IV.3.4. Bilan et comparaison

Pour satisfaire le cahier des charges qui requiert une antenne très fort gain qui rayonne un lobe directif à l'horizon, nous avons étudié deux types de structure. La première consiste en un réseau bidimensionnel de 48 fil-plaques à circuit intégré alors que la seconde est un réseau linéaire de 12 Yagi fil-plaque à circuit intégré. Le Table IV-2 illustre les principales caractéristiques de ces deux solutions.

Il convient de noter que l'encombrement ne constitue pas un facteur qui nous permet de distinguer ces 2 solutions, car elles présentent toutes deux les mêmes dimensions. Par contre, la solution à base de Yagi permet de diminuer fortement la largeur du circuit de distribution. En effet, l'utilisation d'éléments court-circuités excités par couplage électromagnétique permet de réduire le nombre d'accès de l'antenne.

	Réseau de 48 fil-plaques	Réseau de 12 Yagi fil-plaques
Encombrement (mm^3)	$580 \times 290 \times 53,6 mm^3$	$580 \times 290 \times 53,6 mm^3$
Gain minimum (dB)	23,05	23,1
Gain maximum (dB) sur la bande 5,47 GHz – 5,725 GHz	23,3	23,55
Lobes secondaires à 5.6 GHz (dB)	-14	-6
Ouverture dans le plan horizontal(°)	5,1	5,1
Ouverture sur plan vertical (°)	18,4	20,7
Surface de circuit de distribution (mm^2)	$500 \times 290 mm^2$	$500 \times 95 mm^2$
Pertes dans le circuit de distribution (dB)	1,25	0,75

Table IV-2: Comparaison entre le réseau 48 antennes fil-plaques et le réseau d'antennes Yagi fil-plaque

Ce procédé permet de faciliter la réalisation du circuit et de diminuer les pertes de ce dernier. De plus, les performances du réseau linéaire de Yagi fil-plaques sont équivalentes au réseau 2D de 48 éléments en terme de gain et d'adaptation. Seul le niveau des lobes secondaires est moins favorable. En effet, nous avons pu observer des interactions néfastes entre les différentes Yagi fil - plaques car cette dernière génère une répartition de champs transverse de grande dimension du fait de sa directivité importante. Par conséquent, le réseau linéaire de Yagi fil – plaques peut être une solution alternative intéressante au réseau bidimensionnel de fil-plaque car la réalisation est facilitée (circuit, transition,...) et les performances sont satisfaisantes mais ceci au prix de diagrammes de rayonnement moins propres. Il convient également de noter que des fil-plaques doivent être à géométrie et à espacement variables pour obtenir des résultats convenables.

CHAPITRE V ANTENNE A FIL-PLAQUES

MULTIFAISCEAUX

V.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, notre objectif était de concevoir une antenne à faisceau directif axial et à fort gain (≈ 23 dB) pour satisfaire les exigences de la première application du projet THDT. Au fil de ce chapitre, nous allons étudier l'antenne dans le cadre de la deuxième application du projet THDT. Les contraintes sont légèrement différentes puisque la disposition des stations de base pour l'application Tulle – Brive n'est pas identique à la première application. Par conséquent, la spécification en gain est un peu moins sévère. De plus, l'objectif étant de s'affranchir d'un système mécanique de pointage, l'antenne devra pouvoir couvrir une large ouverture angulaire en azimut. Le cahier des charges qui a été détaillé dans le premier chapitre est rappelé dans le Tableau V-1.

Bande de fréquence	5,47 GHz – 5,725 GHz
Polarisation	Verticale
Diagramme de rayonnement	Ouverture angulaire de 30° en azimut
Gain	Supérieur à 20 dB
Contraintes d'environnement	Fonctionnement sur un plan de masse Rigidité
Encombrement	1m×1m×0,1m

Tableau V-1 Cahier des charges de l'antenne multifaisceaux pour la deuxième application du projet

Les antennes étudiées dans le chapitre précédent possédaient une ouverture angulaire en azimut très faible avec une valeur de l'ordre de $5,1^\circ$ qui ne satisfait pas aux exigences de couverture de cette deuxième application (30°). Ce chapitre sera donc consacré à développer une antenne directive multifaisceaux permettant une couverture en azimut de 30° en se basant sur des concepts déjà étudiés qui sont un réseau d'antennes fil-plaques et un réseau de Yagi fil-plaques. Deux solutions seront ainsi analysées : la première consiste à effectuer un balayage électronique du faisceau dans le plan horizontal, et la deuxième consiste à commuter plusieurs sous antennes qui chacune génère un faisceau dans une direction prédéfinie. Après un bref rappel du principe sur le balayage électronique, nous allons étudier ce concept avec

deux types d'antennes qui sont un réseau de Yagi fil-plaques et un réseau d'antennes fil-plaques. Les performances ainsi que les limites de cette solution seront détaillées. Nous allons étudier dans un deuxième temps, un dispositif comportant plusieurs sous antennes assurant chacune un secteur angulaire. Un commutateur sera placé en amont pour assurer le passage d'un faisceau à l'autre. Nous détaillerons ainsi la méthode utilisée pour limiter le couplage entre les différents sous ensembles qui est indispensable à un bon fonctionnement du dispositif global.

V.2. Antenne à pointage électronique

Un réseau d'antennes est constitué de plusieurs éléments distants d'un pas d , (sources élémentaires ou sous-réseaux) (Figure V.1) qui interfèrent dans des directions de l'espace. Ainsi, le diagramme de rayonnement du réseau correspond à une combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement des éléments du réseau [80].

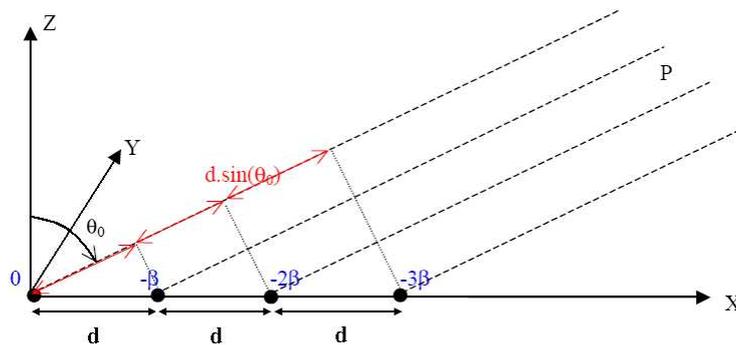


Figure V.1 Réseau d'éléments déphasés pointant dans la direction θ_0

Pour obtenir un maximum dans une certaine direction θ_0 il est nécessaire de déphaser chaque antenne de manière à compenser la différence de propagation $kd \sin(\theta_0)$ de sorte que les champs soient constructifs au point P. L'antenne à l'origine étant prise comme référence, la deuxième antenne devra être donc déphasée de $-kd \sin(\theta_0)$, la troisième de $-2kd \sin(\theta_0)$, etc... Si l'on désigne par β le gradient de phase entre deux antennes successives (V-1), la direction de pointage du réseau θ_0 sera donnée par la relation (V-2). Pour chaque direction de pointage souhaitée, un gradient de phase spécifique doit être appliqué aux éléments rayonnants du réseau. Par conséquent, un faisceau agile qui couvre un secteur angulaire de 30° requiert des déphaseurs commandés en amont du réseau.

$$\beta = kd \sin(\theta_0) \quad \text{V-1}$$

Avec k : constante de propagation dans l'air

d : pas du réseau

$$\theta_0 = \arcsin(\beta\lambda / 2\pi d) \quad \text{V-2}$$

Notre étude sur le balayage électronique commence par des travaux sur le pointage pour un angle fixe. Ces analyses seront effectuées sur les deux concepts antennaires définis précédemment à savoir le réseau bidimensionnel de fil plaques et le réseau linéaire d'antennes Yagi fil-plaque. En effet, ce dernier qui est caractérisé par un nombre d'entrées limité possède l'avantage de réduire le nombre de déphaseurs nécessaire au pilotage du faisceau. Nous allons donc débiter notre étude avec cette topologie d'antenne.

V.2.1. Réseau linéaire de Yagi fil-plaques à dépointage

Dans le chapitre précédent, nous avons développé un réseau de 12 antennes Yagi fil-plaques espacés de $0,75\lambda$. Nous rappelons que, seules les 12 fil-plaques les plus proches du réflecteur avaient été alimentées de manière équipondérée pour obtenir un faisceau directif dans l'axe (Figure V.2). Les autres fil-plaques étaient court-circuitées et alimentées par couplage électromagnétique de manière à ce qu'elles soient constructives dans l'axe.

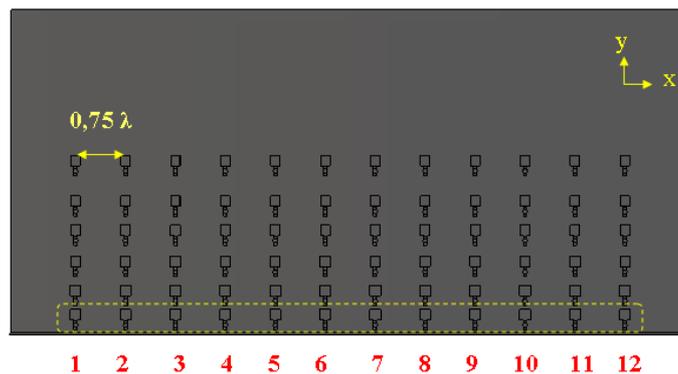


Figure V.2 Réseau d'antennes Yagi fil-plaques

Pour étudier la faisabilité du dépointage avec ce réseau linéaire de Yagi fil plaques, nous avons cherché à obtenir à 5.6 GHz un faisceau dans une direction θ_0 égale à -5° dans le plan horizontal. Par conséquent, les 12 fil-plaques de la première ligne ont été alimentées avec un

gradient de phase β égale à 25° selon la formule (V-1). La Figure V.3 présente une comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal à la fréquence de 5,6GHz, avec et sans application du gradient de phase sur les accès d'entrées, Nous pouvons voir que la pondération de phase n'induit pas de dépointage du lobe principal. De plus, le gain de l'antenne est très faible avec une réduction énorme de 20 dB par rapport au cas où les accès sont équipondérés.

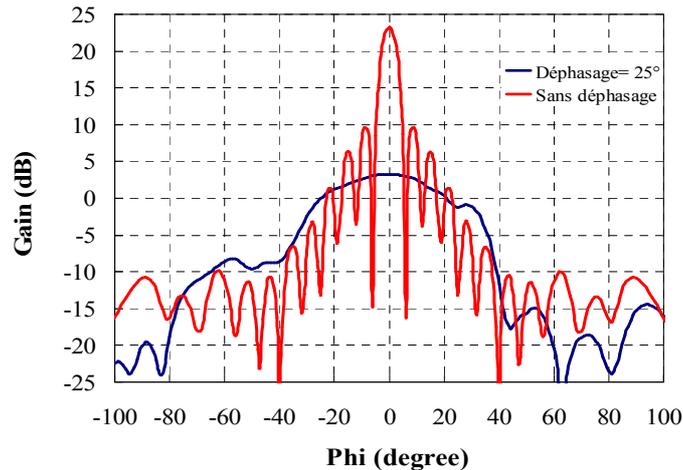


Figure V.3 Gain du réseau d'antennes Yagi fil-plaques avec et sans déphasage

Ce résultat montre clairement qu'il n'est pas possible d'obtenir un faisceau dépointé avec cette configuration de réseau linéaire de Yagi fil-plaques. En effet, pour aboutir à un résultat concluant, il faudrait que les 12 Yagi fil-plaques soient déphasées correctement. Hors le gradient est uniquement appliqué sur les 12 fil-plaques alimentés et ne se répercutent pas sur l'ensemble des directeurs constituant les Yagi. En effet, ces derniers ont été conçus pour être constructif par couplage électromagnétique uniquement pour des champs axiaux (incidents et émergents). De plus, le déphasage entre les fil-plaques alimentées de la première ligne génère un front d'onde oblique qui n'est pas correctement intercepté par les différents directeurs. Par conséquent, pour obtenir un faisceau directif dépointé, il conviendrait de concevoir des Yagi obliques de telle manière que les directeurs soient orientés suivant l'axe de rayonnement désiré avec l'espacement adéquat à la cohérence dans cette même direction. L'inconvénient majeur proviendrait du réflecteur qui devra également être orienté de manière à obtenir une réflexion en phase dans la direction voulue. Dans le cas où ce système fonctionnerait, il serait figé pour un seul angle de pointage. Ceci n'est pas compatible avec l'application où un faisceau agile est souhaité pour couvrir un angle de 30° . Pour toutes ces raisons, nous n'avons

pas développé la piste du réseau d'antennes Yagi à pointage variable. Nous allons donc passer maintenant à l'étude du réseau bidimensionnel d'antennes fil-plaques à pointage électronique.

V.2.2. Réseau 2D de 48 fil-plaques à dépointage

Pour cette étude de faisabilité, nous avons utilisé le réseau bidimensionnel de 48 fil-plaques composé de 12 colonnes et de 4 lignes que nous avons conçu dans le chapitre précédent (Figure V.4). Les dimensions ne seront donc pas rappelées dans ce paragraphe.

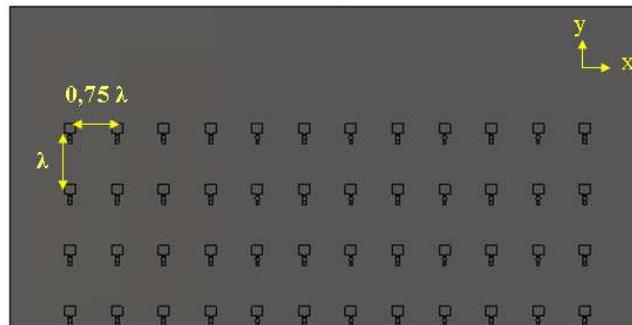


Figure V.4 Réseau d'antennes fil-plaques

Dans cette antenne, chaque colonne peut être considérée comme un sous-réseau. Le dépointage dans une direction θ_0 donnée peut être effectué en appliquant un gradient de phase β entre deux colonnes successives, selon l'équation (V-1).

Conformément à l'étude du chapitre précédent qui a conduit aux diagrammes de rayonnement de la Figure V.5, l'ouverture du lobe principal est de $5,1^\circ$ dans le plan horizontal.

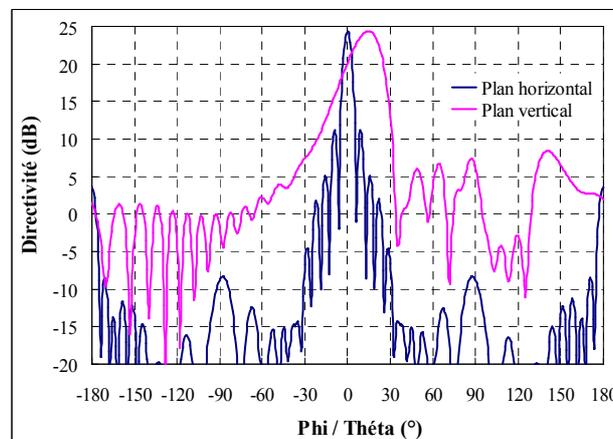


Figure V.5 : Diagramme de rayonnement du réseau bidimensionnel de 48 fil-plaques

Six faisceaux sont donc nécessaires pour couvrir les 30° souhaitées avec des directions de pointage θ_0 égales à $0^\circ, \pm 5^\circ, \pm 10^\circ$ et 15° , comme illustré sur la Figure V.6.

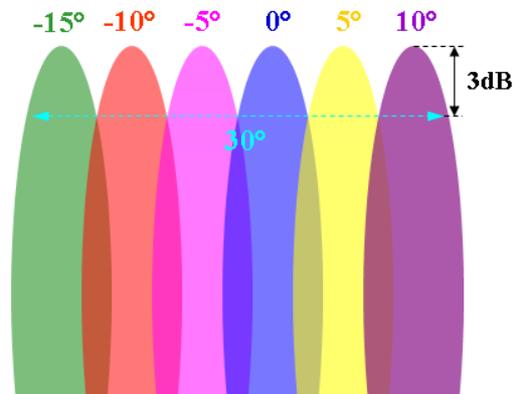


Figure V.6 Configuration des faisceaux pour couvrir 30°

A partir des angles de pointage souhaités, nous pouvons déduire le déphasage β entre deux colonnes adjacentes à l'aide de l'équation (V-1). Les gradients de phase obtenus qui sont présentés dans le Tableau V-2 ont été appliqués sur les douze différentes colonnes (qui sont chacune un réseau linéaire de 4 fil – plaques) dans des simulations différentes et successives. Les résultats de ces 6 simulations en termes de diagrammes de rayonnement et d'adaptation sont donnés dans les paragraphes suivants.

θ_0	-15°	-10°	-5°	0°	5°	10°
β	75°	50°	25°	0°	-25°	-50°

Tableau V-2 Tableau récapitulatif des déphasages correspondant aux directions rayonnées

V.2.2.1. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz qui proviennent des six simulations sont illustrés dans le plan horizontal sur la Figure V.7. D'après cette figure, nous pouvons observer que les angles de dépointage de ces 6 faisceaux correspondent bien aux valeurs calculées dans le Tableau V-2. De plus, nous pouvons remarquer que les lobes principaux couvrent effectivement $31,5^\circ$ à -3dB dans le plan horizontal. Le Tableau V-3 présente un récapitulatif des valeurs de directivité maximales obtenues pour chaque faisceau. Nous constatons que les valeurs diminuent d'autant plus que l'angle de dépointage s'éloigne de l'axe.

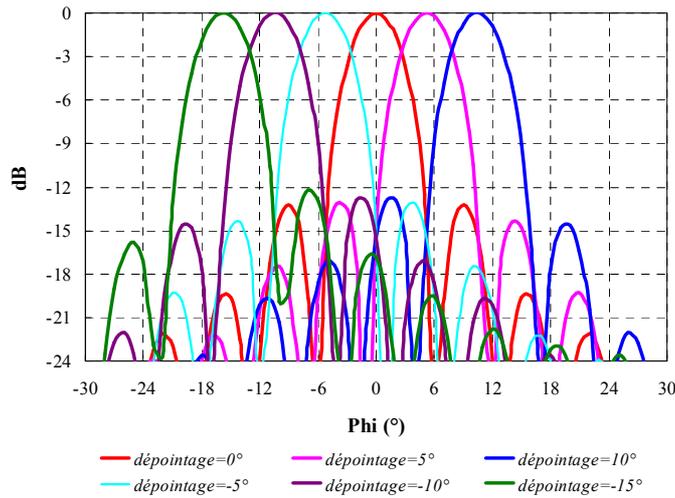


Figure V.7 Diagrammes de rayonnement en azimut du réseau d'antennes fil-plaques

Angle de dépointage (°)	Directivité (dBi)
-15	22,09
-10	24,08
-5	24,34
0	24,37
5	24,34
10	24,08

Tableau V-3 Directivité maximal en fonction de l'angle de dépointage

Cette remarque est conforme à la théorie des réseaux puisque le diagramme global correspond, comme indiqué avec l'expression (V-3), à la multiplication du facteur de réseau par le diagramme élémentaire qui est dans notre cas celui du réseau linéaire de 4 fil-plaques. Pour les 6 configurations, le facteur de réseau dont l'expression est donnée en (V-4) conserve la même forme avec bien évidemment une modification de la position angulaire du maximum suivant le gradient de phase appliqué conformément au tableau V.3. Par contre, le diagramme de rayonnement élémentaire est à quant à lui invariant en fonction du gradient de phase appliqué et est donc identique pour tous les cas. Celui-ci qui correspond au réseau linéaire de 4 fil-plaques défini dans le chapitre précédent, présente naturellement dans le plan horizontal des valeurs différentes suivant les angles correspondant aux directions de pointage souhaitées (Figure V.8). Ces dernières sont d'autant plus faibles que l'angle est éloigné de l'axe.

$$D(\vartheta, \varphi)_{\text{reseau_2D}} = D(\theta, \varphi)_{\text{reseau_1D}} \times |F(\varphi)| \quad V-3$$

$$F(\varphi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{Nkd \sin \varphi - N\beta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd \sin \varphi - \beta}{2}\right)} \right| \quad V-4$$

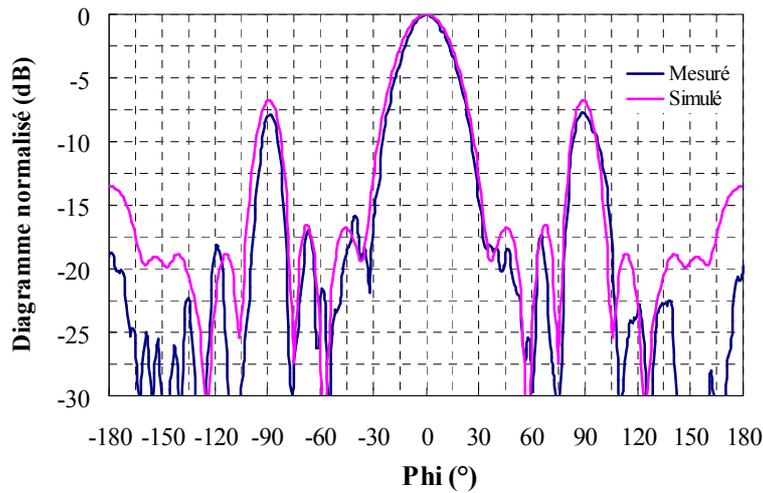


Figure V.8 Diagrammes de rayonnement en azimut du réseau élémentaire de 4 fil-plaques

Ces résultats en rayonnement qui sont conformes à la théorie indiquent une faisabilité du pointage électronique à partir d'un réseau de fil-plaques. Toutefois, il conviendrait de modifier la structure et notamment la disposition des éléments pour parvenir à l'exigence de 23 dB sur une ouverture de 30°. Après cette étude en rayonnement, nous allons maintenant évaluer l'influence du dépointage sur l'adaptation.

V.2.2.2. Influence du dépointage sur l'adaptation

La Figure V.9 indique les paramètres F qui traduisent la puissance réfléchie au niveau de chaque accès pour les différents cas de dépointage. Nous pouvons remarquer qu'en fonction des gradients de phase appliqués, l'adaptation du réseau est variable. Cette dernière est satisfaisante pour la position axiale car les paramètres antennaires ont été optimisés pour cette configuration, puis l'adaptation se dégrade progressivement pour les angles les plus extrêmes de dépointage. Pour un gradient de phase égal à 75° entre deux colonnes successives, les paramètres F sont inférieurs à -5 dB sur toute la bande 5,47 GHz - 5,725 GHz et ne sont donc pas satisfaisants pour l'application.

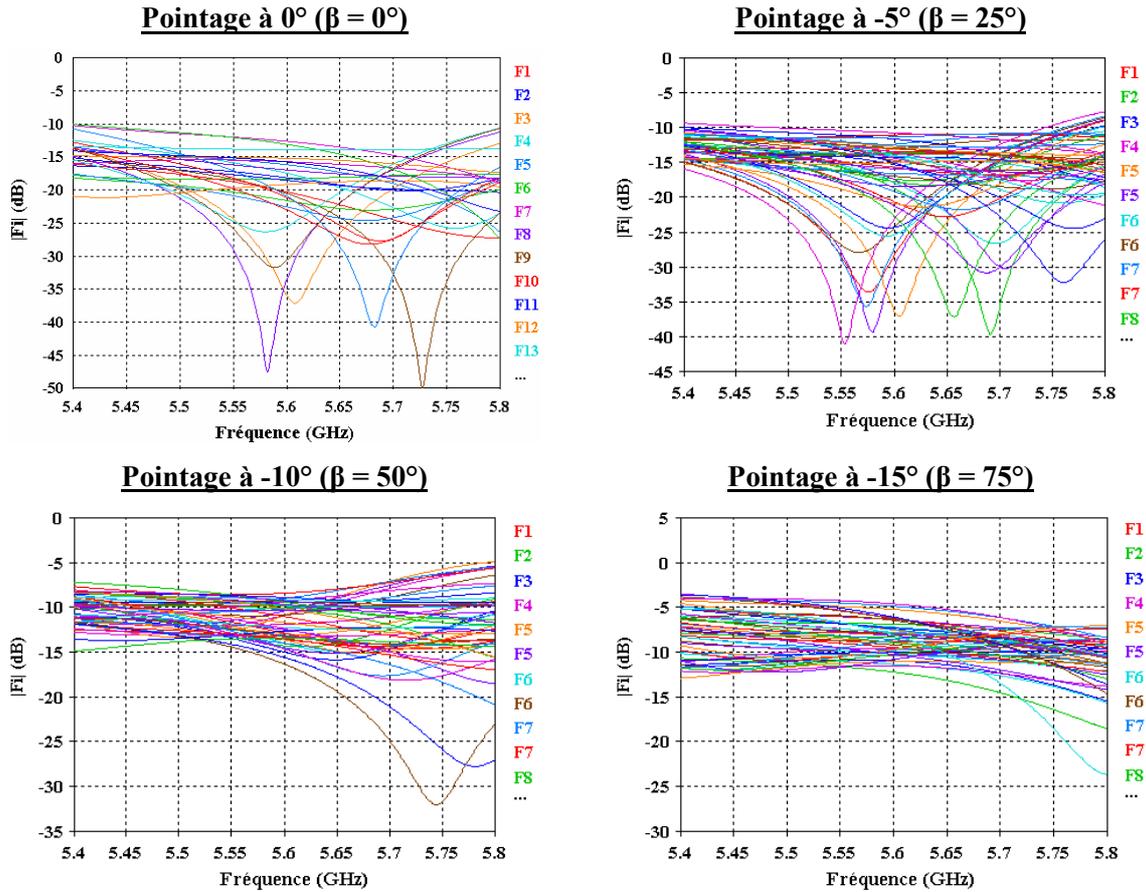


Figure V.9 Paramètres F du réseau pour différents cas de pointage

En définitive, l'antenne conserve une adaptation convenable pour un balayage du faisceau entre $\pm 5^\circ$. Pour expliquer cette variation de l'adaptation en fonction des différentes configurations, il convient de se référer à l'équation des paramètres F qui est donné en (V-5). Nous pouvons voir que ces derniers sont fonction d'une part des paramètres S qui sont invariants et propres à l'antenne et d'autre part des pondérations d'entrées qui sont quant à elles variables en phase suivant les cas de dépointage souhaités.

$$F_i = \sum_j S_{ij} \times P_j \quad \text{V-5}$$

Avec P_j : Pondération en amplitude et en phase sur l'accès j

Suivant la phase affectée aux accès, la combinaison linéaire des paramètres S donné sur la Figure V.10 peut être défavorable et peut conduire à une désadaptation de l'antenne, notamment si les couplages (S_{ij}) interfèrent de manière constructive avec les coefficients de réflexion (S_{ii}) au niveau des accès i .

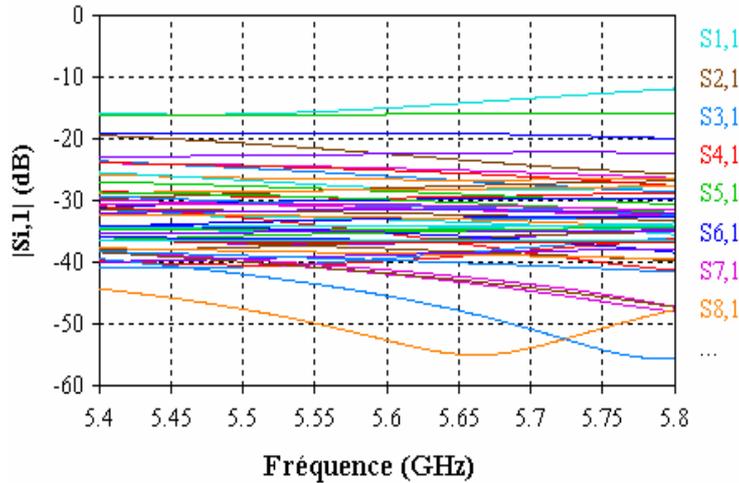


Figure V.10 Paramètres S du réseau de fil-plaques

En conséquence, il conviendrait d'éliminer totalement les couplages ou d'optimiser l'antenne pour chaque configuration de pointage afin d'obtenir un dispositif adapté pour tous les cas. Bien que les résultats en rayonnement indiquent une faisabilité du pointage électronique à partir d'un réseau de fil plaques, l'adaptation non satisfaisante nous ont conduit à étudier une nouvelle solution. Nous nous sommes donc orienté vers un système multifaisceaux à commutation afin de couvrir un angle 30° dans le plan horizontal.

V.3. Système antenne à commutation

Afin de satisfaire le cahier des charges qui impose un gain important de 20 dB sur une large ouverture de 30° dans le plan horizontal, l'idée simple est de discrétiser cette zone objectif en plusieurs secteurs qui seront chacun couvert par un faisceau différent. Il est donc nécessaire de concevoir un système antenne à multiples faisceaux dont les directions seront différentes et réparties dans l'angle d'ouverture de 30° avec un niveau de recoupement des lobes supérieur à 20 dB de gain. Nous avons pu noter dans le paragraphe précédent, les limites d'un système à faisceau agile qui nécessiterait une ré-optimisation de l'antenne pour chaque configuration de pointage. Par conséquent, nous nous sommes orientés vers un dispositif à faisceaux fixes commutables. Le principe est d'associer plusieurs antennes à faisceau axial, de les orienter suivant les directions de rayonnement souhaitées et d'utiliser un commutateur pour sélectionner le secteur angulaire souhaité. En se basant sur les études du chapitre précédent qui consistaient à définir une antenne qui rayonne un faisceau directif et axial à l'horizon, nous avons pu constater la très faible ouverture du lobe principal dans le

plan horizontal. En effet, cette dernière avoisinait les 5° à mi-puissance que ce soit, pour le réseau de 48 fil-plaques ou pour le réseau de 12 Yagi fil-plaques et ceci pour un gain maximal de l'ordre de 23 dB pour les deux antennes. Pour satisfaire l'exigence de 20 dB sur une ouverture de 30° , il conviendrait donc d'utiliser un système à commutation qui intègre six antennes dont les faisceaux se recouperaient à -3 dB du maximum (Figure V.11).

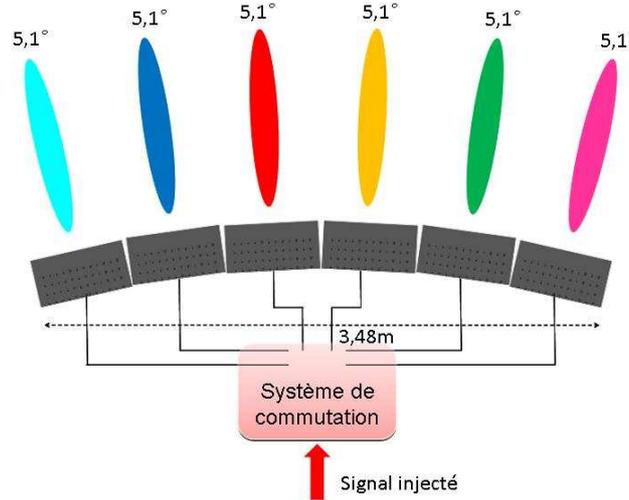


Figure V.11 Système de commutation pour couvrir 30° dans le plan horizontal

L'inconvénient majeur de cette structure réside dans sa largeur trop importante puisque celle-ci est proche de 3,5m qui n'est pas compatible avec une intégration sur le toit d'un train. En effet, l'encombrement latéral de chacune des antennes constituant le système qui est de 58cm ainsi que le nombre élevé de faisceaux condamnent cette géométrie. Pour résoudre ce problème, nous proposons, dans le paragraphe suivant, d'étudier un réseau de fil plaques à configuration différente avec un nombre de colonnes réduit, pour d'une part, augmenter l'ouverture angulaire dans le plan horizontal et d'autre part, diminuer l'encombrement latéral de l'antenne.

V.3.1. Conception du réseau de fil-plaques élémentaire

V.3.1.1. Premières démarches à partir d'un réseau existant

A partir du réseau de fil-plaques conçu dans le chapitre 4 qui est rappelé sur la Figure V.12, nous avons effectué des modifications de manière à augmenter l'ouverture angulaire du lobe de rayonnement dans le plan horizontal tout en conservant un gain similaire.

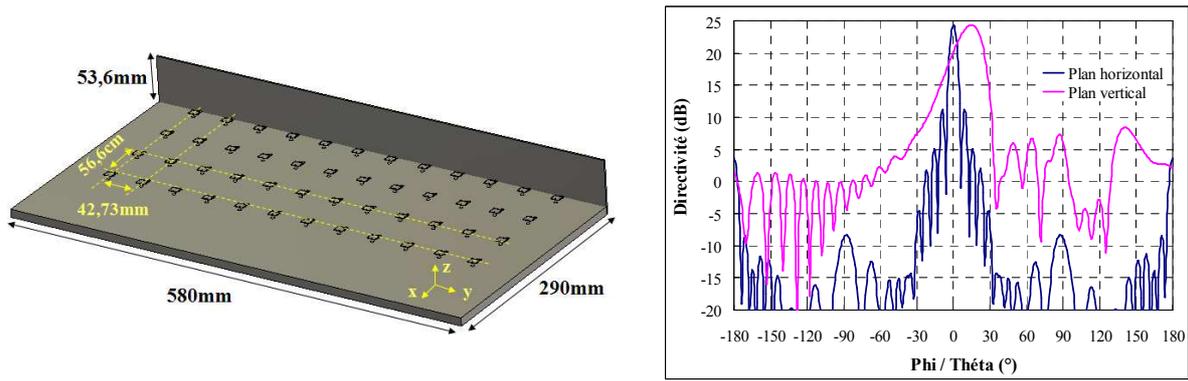


Figure V.12 Réseau de 48 Fil-plaques conçu dans le chapitre IV

Ce réseau bidimensionnel (M,N) était caractérisé par un nombre important de colonnes ($M = 12$) qui conduisait à un lobe de rayonnement très pincé dans le plan horizontal (le nombre de lignes est plus réduit avec une valeur N égale à 4). Selon la théorie des réseaux, il convient de répartir différemment les 48 fil-plaques pour moduler la forme du diagramme tout en conservant un gain identique. Afin d'élargir le lobe principal dans le plan horizontal et de réduire la largeur de l'antenne, nous avons donc divisé de moitié le nombre de colonnes et doublé le nombre de lignes pour conserver le même nombre d'éléments. Cette nouvelle disposition de 6 colonnes et de 8 lignes a engendré une réoptimisation des paramètres de l'antenne dont les valeurs finales sont indiquées sur la Figure V.13.

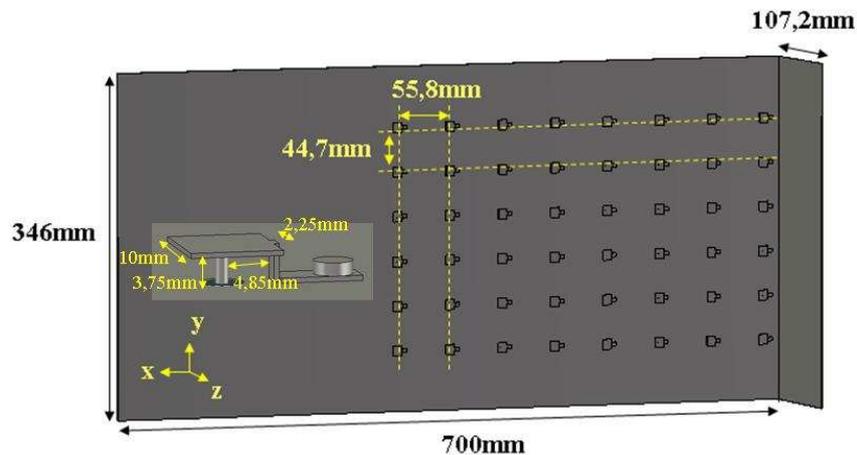


Figure V.13 Nouvelle géométrie du réseau 48 fil-plaques (8 lignes, 6 colonnes)

La modification la plus remarquable concerne la hauteur du réflecteur qui a été doublée avec une valeur de 107,2 mm, à cause de la multiplication par deux du nombre de lignes. En effet, nous avons vu dans les chapitres précédents que la fonction du plan réflecteur était de réfléchir le rayonnement arrière des fil-plaques de manière à ce que les champs soient redirigés de manière constructive vers l'avant de l'antenne et ainsi augmenter la directivité.

Cette nouvelle configuration qui engendre une distance plus importante entre le plan réflecteur et les lignes les plus extrêmes nécessite donc une hauteur de réflecteur plus grande de manière à conserver le même angle d'interception. Cette condition a donc entraîné une limitation sur le nombre de lignes du réseau qui est, au final, de huit. Il est donc extrêmement difficile de concevoir un réseau de fil-plaques fort gain avec un lobe à large ouverture angulaire dans le plan horizontal tout en ayant une hauteur de réflecteur réduite.

Cette structure a été simulée sous CST Microwave Studio en appliquant une pondération de $(1,0^\circ)$ sur chacun des 48 accès de l'antenne. Nous pouvons voir sur la figure V.14 que l'antenne est correctement adaptée car les paramètres F de l'antenne sont inférieurs à -10 dB sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz.

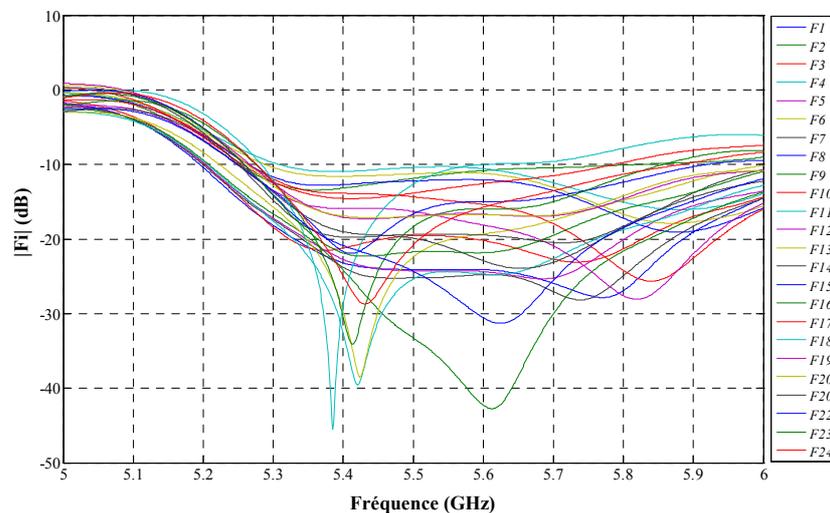


Figure V.14 Paramètres F

Le diagramme de rayonnement à 5.6 GHz qui est illustré sur la figure V.15 indique un lobe directif avec un gain maximal de 24.2 dB dans la direction de pointage qui est décalé de 14° par rapport à l'horizon dans le plan vertical. Le phénomène de dépointage qui est dû à la diffraction des arêtes du plan de masse, le gain maximum ainsi que le niveau des lobes secondaires proche de -15 dB sont conformes aux résultats obtenus avec le réseau précédent à 4 lignes et à 12 colonnes. Par contre, la nouvelle disposition des fil plaques a permis de modifier la forme du lobe qui est caractérisée par un élargissement de l'ouverture à -3 dB dans le plan horizontal qui est désormais de 10° . La Figure V.16 qui correspond à la duplication « idéaliste » dans le plan horizontal de ce lobe de rayonnement dans les directions à -10° et 10° , indique un niveau de recouplement des faisceaux à 21.2 dB.

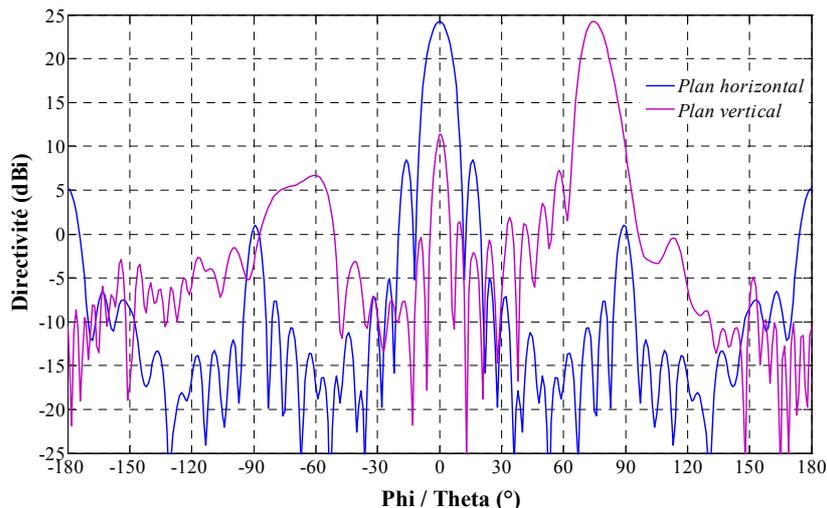


Figure V.15 Diagramme de rayonnement à 5.6 GHz dans les plans horizontaux et verticaux.

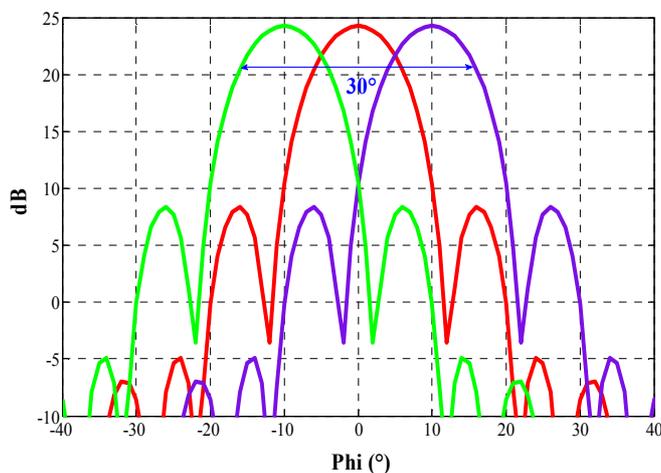


Figure V.16 : Couverture générée dans le plan horizontal par un système à 3 faisceaux

Par conséquent, l'utilisation d'un dispositif composé de 3 antennes orientées à -10° , 0° et 10° suffirait pour couvrir un secteur de 30° avec un gain minimum de 21.2 dB. Toutefois, chacune des 3 antennes nécessite un circuit de distribution une voie vers 48 pour alimenter avec la même amplitude et la même phase les différents accès. Le dispositif intégrera également un système de commutation commandé qui sera connecté aux 3 entrées des répartiteurs pour sélectionner le faisceau adéquat. Des prédimensionnements ont conduit au circuit de distribution à architecture parallèle indiqué sur la Figure V.17. Cette géométrie qui n'est pas symétrique ainsi que la proximité de certaines lignes ne sont pas favorables à un équilibre correct entre les différentes voies de sortie. De plus, les dimensions qui sont de 450 mm par 290 mm ne sont pas compatibles avec la graveuse d'XLIM. Bien que ces raisons ne soient pas irrémédiables, nous avons étudié une configuration d'antenne différente qui soit plus favorable à la conception et à la réalisation du circuit de distribution.

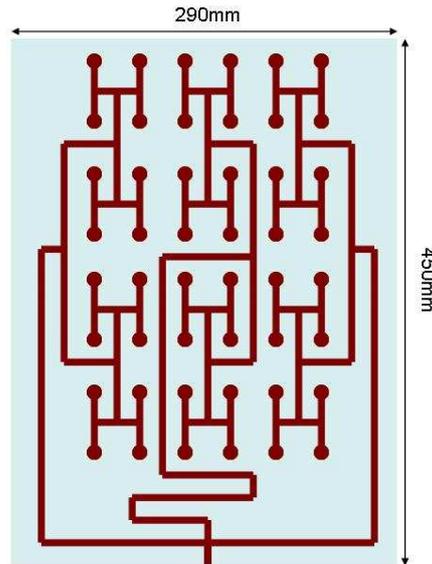


Figure V.17 Circuit de distribution pour le réseau de 48 fil-plaques à 8 lignes et 6 colonnes

L'objectif est d'une part réduire le nombre d'éléments de chaque antenne et d'autre part que la nouvelle valeur soit une puissance de deux pour faciliter la conception du circuit. Cette modification est confortée par le fait que le critère clé de cette application n'est pas le gain maximum mais le gain au niveau du recoupement des faisceaux.

V.3.1.2. Réseau de 32 antennes fil-plaques

V.3.1.2.a Première approche sans circuit de distribution

Etant donné que le gain maximum n'est pas le critère prépondérant de cette application, nous avons réduit le nombre de fil plaques du réseau élémentaire tout en visant un gain supérieur à 20 dB sur une ouverture de 10° qui permettrait d'aboutir à un système à 3 faisceaux couvrant 30° avec la spécification de gain requise. Pour y parvenir, nous avons diminué le nombre de colonnes à quatre qui permet conformément à la théorie des réseaux, d'élargir le lobe principal dans le plan horizontal. Cette augmentation de l'ouverture pourrait ainsi compenser la baisse du gain maximum causée par la réduction du nombre d'éléments. Le second avantage d'une configuration à 32 éléments (4 colonnes et 8 lignes) concerne la conception du circuit de distribution à architecture parallèle qui sera aisé car ce dernier sera uniquement constitué de simples diviseurs 1 voie vers 2 en cascade. A partir de la structure précédente à 48 éléments, un réseau à 32 fil-plaques répartis suivant 8 lignes et 4 colonnes a donc été conçu sous CST Microwave studio. La diminution du nombre de colonnes a

engendré une réoptimisation des paramètres qui a conduit aux dimensions données sur la Figure V.18.

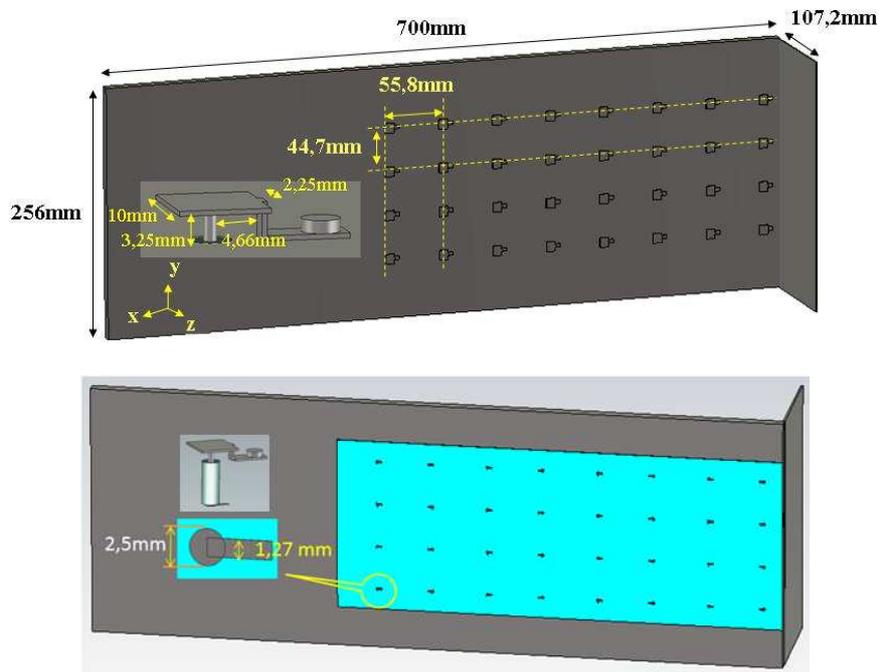


Figure V.18 Réseau 32 antennes fil-plaques (8 lignes, 4 colonnes) : vues de dessus et de dessous

A noter que cette antenne s'appuie sur les principes de fonctionnement qui ont été détaillés dans la partie II du chapitre 2 qui permettent de rayonner, à partir d'un réseau de fil plaques en présence d'un réflecteur, un lobe directif à l'horizon. Une pondération de $(1,0^\circ)$ a été appliquée sur chacune des 32 entrées de l'antenne qui sont, pour être compatible avec le futur circuit de distribution, des lignes microruban 50 ohms situées sous le plan de masse. Chacune des 32 transitions ligne – fil plaque est de type coaxial 50 ohms qui consiste en un cylindre de téflon de 4 mm de diamètre et une âme métallique de 0.94 mm de diamètre.

Nous pouvons voir sur la Figure V.19 que l'antenne est correctement adaptée car l'ensemble des paramètres F de l'antenne est inférieur à -10 dB sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz en sachant que la majorité des accès présente une valeur inférieure à -15 dB. En effet, seuls les 4 accès de la colonne la plus éloignée du réflecteur présentent une valeur moins satisfaisante car ils subissent le couplage de tous les éléments placés en amont.

Le diagramme de rayonnement obtenu à 5.6 GHz est exprimé en gain sur la Figure V.20 dans le plan horizontal (ou azimutal en fonction de φ pour $\theta = 76^\circ$) et dans le plan vertical (ou élévation en fonction de θ pour $\varphi = 0^\circ$).

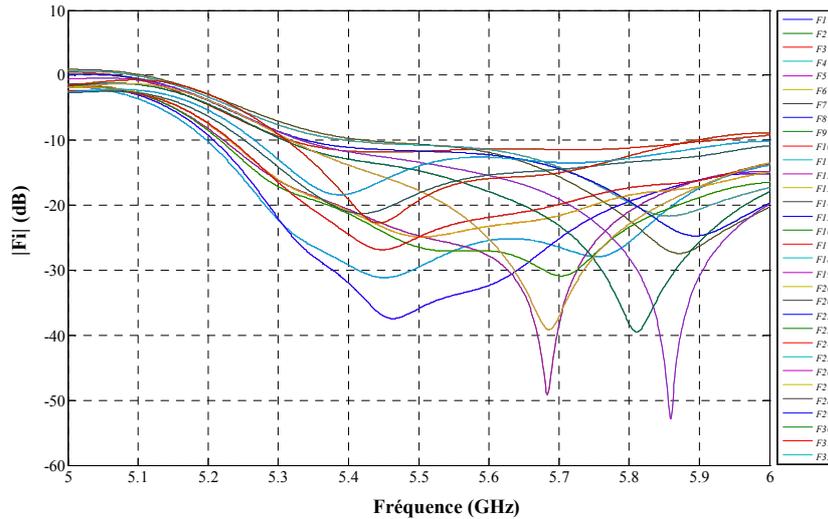


Figure V.19 Paramètres F du réseau de 32 fil-plaques

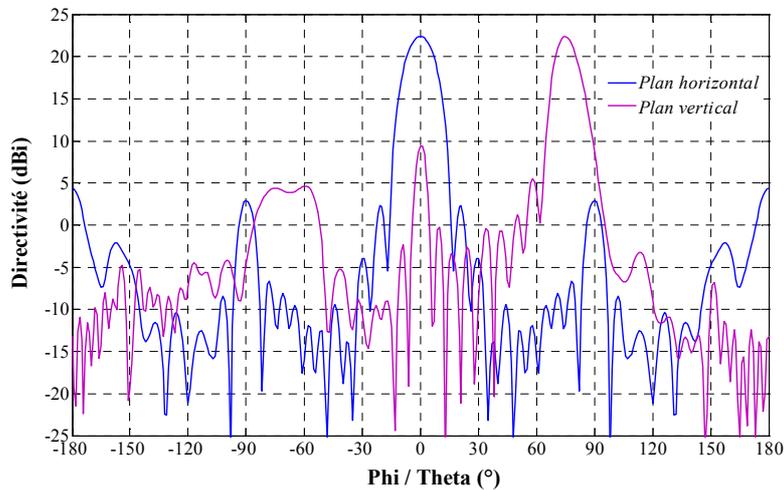


Figure V.20 Diagrammes de rayonnement exprimé en gain à 5,6GHz

Dans le plan d'élévation, nous pouvons observer un dépointage du lobe de 14° par rapport à l'horizon qui est causée par la diffraction des arêtes du plan de masse. Dans ce même plan, nous pouvons observer un lobe secondaire important à la normale de l'antenne ($\theta = 0^\circ$) qui provient de courants sur les toits des fil-plaques. Dans le plan horizontal, le gain est supérieur à 20 dB sur une ouverture angulaire du lobe principal qui est comprise entre $\pm 6^\circ$. Cette dernière valeur indique que trois faisceaux d'une ouverture de 10° seront nécessaires pour couvrir le secteur angulaire de 30° . Il faudra donc utiliser 3 réseaux de fil-plaques à 32 éléments qui seront orientés à $-10^\circ, 0^\circ$ et 10° phi pour satisfaire l'application. La duplication dans le plan azimutal $\theta = 76^\circ$ du lobe principal dans les directions précédemment citées permet d'aboutir à une estimation de couverture qui indique un niveau de recouvrement et donc un gain minimum de 21.2 dB (Figure V.21).

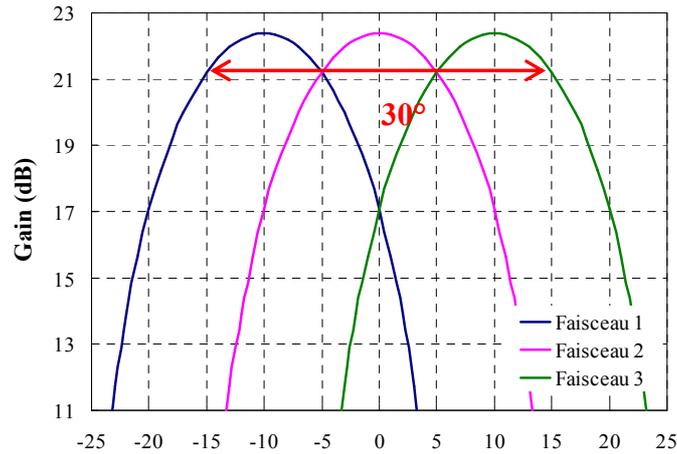


Figure V.21 Estimation de couverture en azimut

La directivité maximum, le gain maximum ainsi que le gain en bords des faisceaux qui a été relevé dans le plan $\theta = 76^\circ$ pour $\varphi = \pm 5^\circ$ sont représentés en fonction de la fréquence sur la Figure V.22.

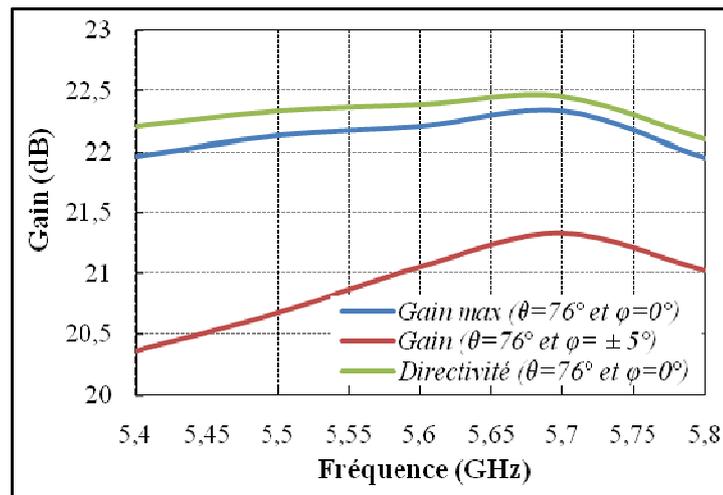


Figure V.22 Evolution du gain maximum et du gain en bords du faisceau en fonction de la fréquence

Nous pouvons voir que le gain maximum de l'antenne oscille entre 22.1 dB et 22.3 dB sur la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz. La différence avec la directivité est au maximum de 0.3 dB dont 0.15 dB sont attribués aux pertes diélectriques et métalliques. Quant au gain minimum sur le faisceau, il varie de 20.6 dB à 21.3 dB sur cette même plage fréquentielle. En considérant que le système multifaisceaux soit constitué de 3 réseaux de fil plaques identiques, le gain sur la couverture de 30° serait compris entre 20.6 dB et 22.3 dB sur la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz. Etant donné que ces valeurs satisfont le cahier

des charges, nous allons ensuite étudier le réseau de 32 fil-plaques en présence du circuit de distribution qui définira la structure élémentaire du système à commutation.

V.3.1.2.b Réseau de 32 fil-plaques avec le circuit de distribution

a) Circuit de distribution

Pour alimenter le réseau à 32 accès de manière équipondérée, nous avons conçu à l'aide de HPADS-Momentum un circuit de distribution 1 voie vers 32 en technologie microruban à architecture parallèle. Le substrat est un Duroid 6002 ($\epsilon_r=2,94$) de dimensions latérales égales à 176,6mm par 420mm, et d'épaisseur 508 μ m. Les principes de conception de ce type de circuit qui sont connus et similaires à ceux des circuits définis dans le chapitre précédent ne seront donc pas rappelés dans ce paragraphe. La forme et les dimensions du répartiteur 1 voie vers 32 sont détaillées sur la Figure V.23.

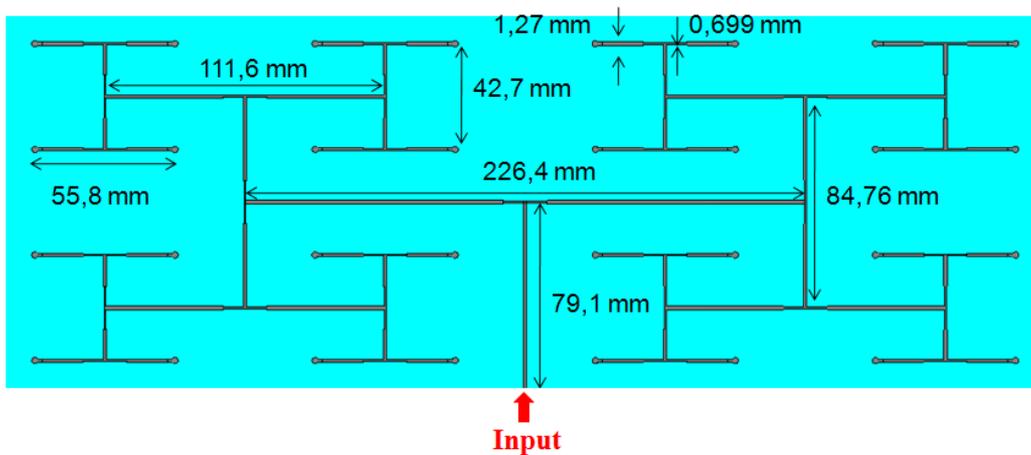


Figure V.23 Le circuit imprimé (1 voie vers 32) placé derrière l'antenne

Les paramètres S diviseur 1 vers 32 sont uniquement donnés en module sur la Figure V.24 car les paramètres en phase sont parfaitement identiques du fait de la géométrie du circuit. Si le circuit était parfaitement adapté et sans pertes, les poids en module devraient être de -15,05 dB sur chaque accès de sortie. De ce fait, les pertes (adaptation et intrinsèque) globales du circuit sont approximativement de 0.9 dB puisqu'en moyenne les paramètres $|S_{x1}|$ sont de l'ordre de -15.9 dB. Quant à l'ondulation entre les voies de sortie, elle est environ de 0.4 dB en module sur la bande de fréquence 5,47-5,725 GHz.

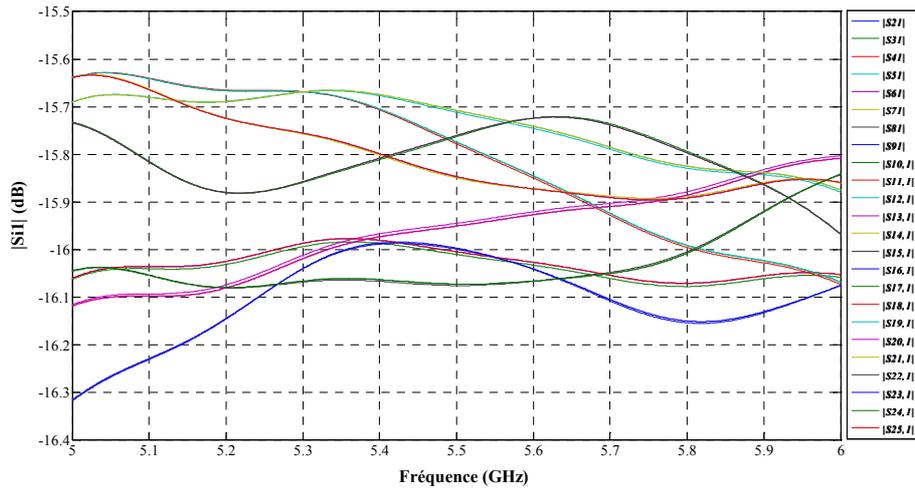


Figure V.24 Module des coefficients de transmission

b) Réseau de 32 fil- plaques avec circuit de distribution intégré

Le circuit de distribution à 32 sorties a été intégré sous le plan de masse du réseau de 32 fil-plaques comme indiqué sur la Figure V.25. Nous rappelons que les transitions circuit – antenne traversant le plan de masse sont de type coaxial 50 ohms qui consistent en un cylindre de téflon de 4 mm de diamètre et une âme métallique de 0.94 mm de diamètre

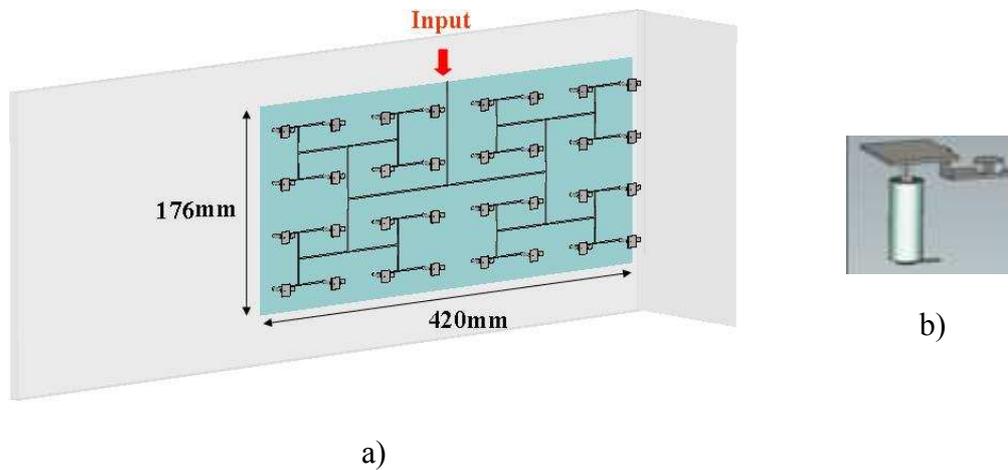


Figure V.25 : a) Réseau de 32 fil-plaques à circuit intégré b) transition coaxiale fil-plaque – ligne

Ce système a été simulé avec CST et le coefficient de réflexion à l’entrée qui est représenté sur la Figure V.26 indique une adaptation à -20 dB sur la bande 5.47 GHz -5.725 GHz. La Figure V.27 représente le diagramme de rayonnement obtenu à 5.6 GHz en fonction du gain dans le plan « horizontal » (ou azimutal en fonction de φ pour $\theta = 76^\circ$) et dans le plan vertical (ou élévation en fonction de θ pour $\varphi = 0^\circ$).

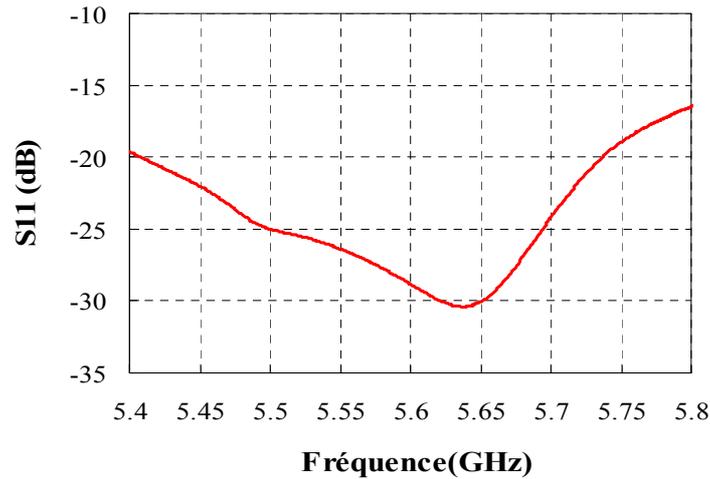


Figure V.26 Adaptation du réseau de 32 fil-plaques avec circuit de distribution

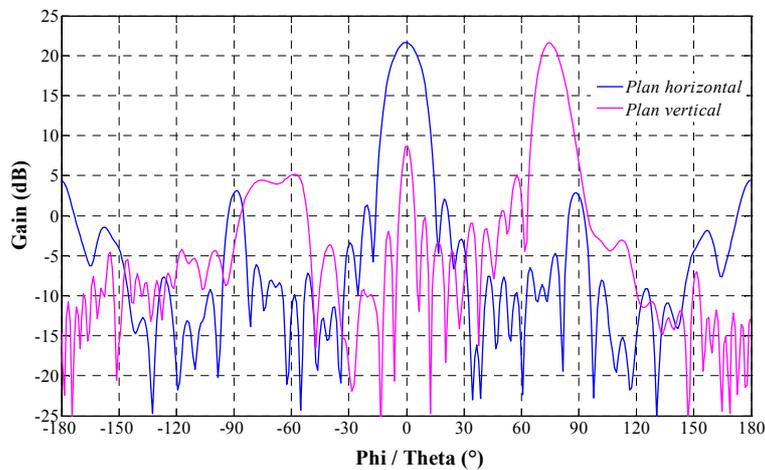


Figure V.27 Diagrammes de rayonnement exprimé en gain à 5,6GHz

La forme des diagrammes de rayonnement est quasi conforme à celle obtenue sans le circuit de distribution indiquant ainsi que les pondérations effectives délivrées à l'antenne sont bien équilibrées. Ceci est dû à l'adaptation correcte et homogène des différents accès de l'antenne ainsi que la qualité suffisante du circuit. Seul le niveau de gain maximum est affecté avec une diminution de l'ordre de 0.9 dB causée essentiellement par les pertes du circuit de distribution.

Cette diminution de 0.9 dB du gain maximum est visible sur l'ensemble de la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz puisque celui est désormais compris entre 21.2 dB et 21.45 dB (Figure V.28). Nous pouvons également noter que la directivité est similaire à celle obtenue sans circuit de distribution indiquant la qualité de ce dernier. Le gain en bord de faisceau c'est-à-dire pour le point ϕ égale à 5° (ou -5°) relevé dans le plan $\theta = 76^\circ$ est supérieur à 19.75

dB sur l'ensemble de la bande qui est proche de la spécification de 20 dB. Par conséquent, ce réseau de fil-plaques à circuit de distribution intégré peut être utilisé comme élément de base du système multifaisceaux à commutation. En effet, trois structures orientées suivant les directions $-10^\circ, 0^\circ$ et 10° permettrait de satisfaire le cahier des charges à savoir couvrir un secteur de 30° avec un gain minimum proche de 20 dB. Le paragraphe suivant est dédié à l'étude de ce système multifaisceaux à commutation composé de 3 réseaux de fil plaques à direction de pointage différente.

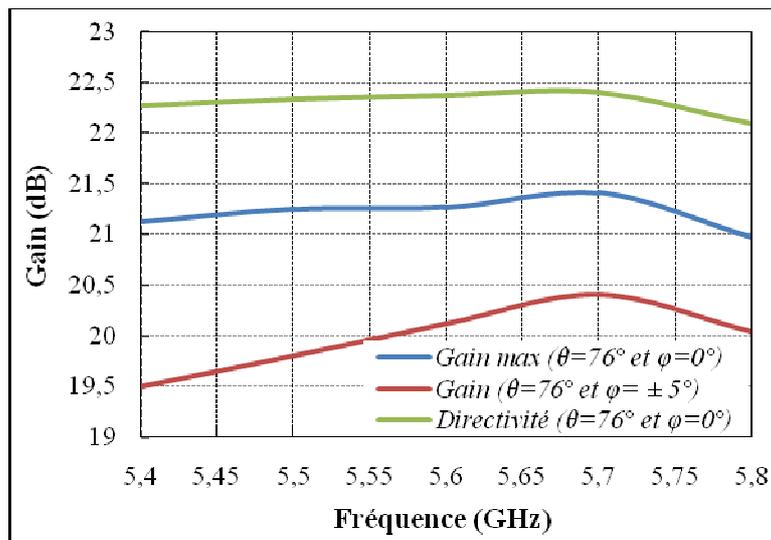


Figure V.28 Evolution du gain maximum et du gain en bordure de faisceau en fonction de la fréquence

V.3.2. Système antennaire à commutation

Les études précédentes ont montré que le dispositif élémentaire à savoir le réseau de 32 fil-plaques à circuit de distribution intégré permettait d'obtenir dans le plan azimutal un gain proche de la spécification de 20 dB sur une ouverture de 10° . Par conséquent, le système global doit intégrer 3 antennes orientées suivant des directions différentes qui sont de $-10^\circ, 0^\circ$ et 10° pour assurer la couverture du secteur de 30° . De plus, ce système multifaisceaux nécessite un commutateur commandé qui permettra la sélection du faisceau approprié. L'objet de ce paragraphe est donc d'étudier ce système global en gérant les perturbations entre les différents réseaux pour aboutir à un dispositif qui satisfasse les spécifications de l'application. Etant donné la quantité prohibitive de mailles nécessaires aux simulations électromagnétiques, les études du système à 3 réseaux de fil-plaques ont été effectuées sans les circuits de distribution. En effet, l'impact de ce dernier a déjà été évalué dans le

paragraphe précédent et une diminution de l'ordre de 0.9 dB sur le gain avait été observée. De plus, l'étude sans les circuits de distribution permet de mieux caractériser l'influence des couplages puisque la perturbation entre les fil-plaques est directement observable.

V.3.2.1. Etude du système antennaire à 3 réseaux de 32 fil-plaques

Afin de couvrir 30° en azimut, trois réseaux de 32 fil-plaques identiques à celui étudié dans le paragraphe précédent ont été juxtaposés en respectant des orientations de -10° , 0° et 10° . Le système qui est illustré sur la Figure V.29 permet d'identifier les trois secteurs A, B et C qui correspondent chacun à un réseau de 32 fil-plaques. Les dimensions globales de la structure sont approximativement de 1m par 0.7m par 0.1 m alors que les grandeurs intrinsèques des 3 antennes ont été détaillées dans le paragraphe V.3.1.2.

Nous avons étudié le comportement du secteur B en présence des 2 autres antennes en excitant les 32 fil-plaques du secteur B avec une pondération de (1, 0°) et en chargeant les 64 fil-plaques des autres secteurs sur 50 ohms. Une étude sur le secteur A qui a engendré des conclusions similaires à celle du secteur B est détaillée en Annexe V.

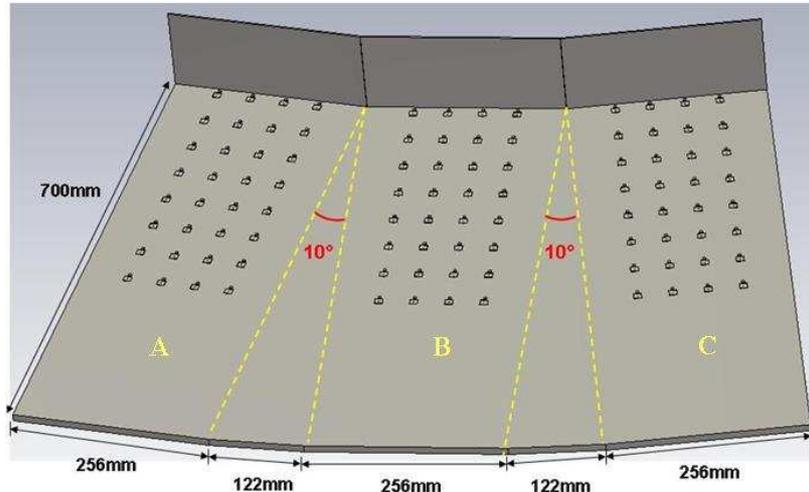


Figure V.29 Système à 3 réseaux de 32 fil-plaques

Les diagrammes de rayonnement exprimés en gain du secteur B à 5.6 GHz sont comparés à ceux obtenus par l'antenne élémentaire sur la Figure V.30 dans le plan azimutal (en fonction de ϕ pour $\theta = 76^\circ$) et sur la Figure V.31 dans le plan d'élévation.

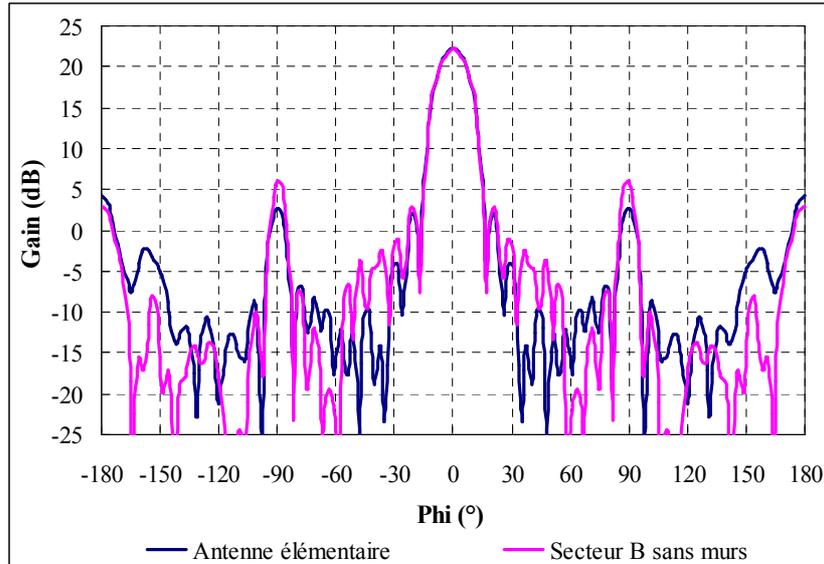


Figure V.30 Comparaison à 5,6 GHz du rayonnement dans le plan azimutal $\theta = 76^\circ$

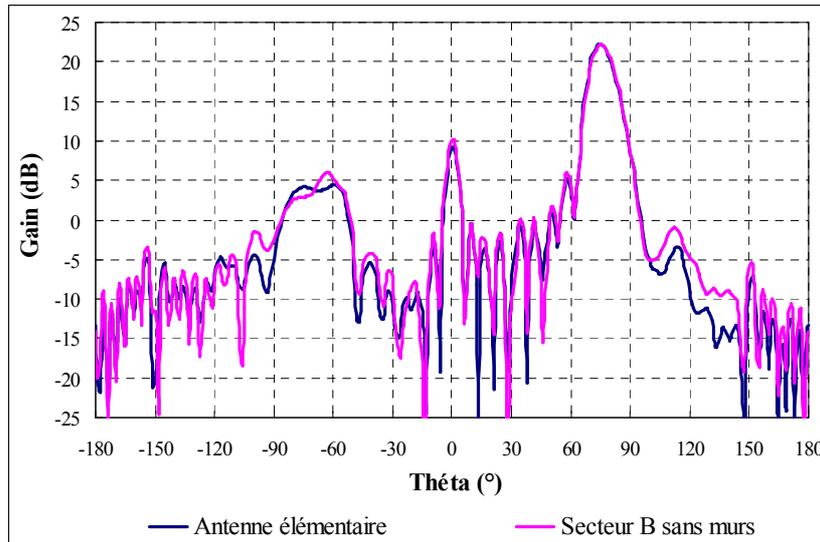


Figure V.31 Comparaison à 5,6 GHz du rayonnement dans le plan d'élévation $\varphi = 0^\circ$

Nous pouvons noter une très légère modification des diagrammes de rayonnements qui se caractérise par une remontée des lobes secondaires de 3 dB dans le plan azimutal pour $\varphi = \pm 90^\circ$. Dans le plan d'élévation, les résultats sont quasi conformes et le dépointage de 14° causé par la diffraction des arêtes du plan de masse est toujours visible. Par conséquent, la perturbation engendrée par la présence des secteurs A et C reste très limitée sur les performances en rayonnement à 5.6 GHz. Par contre, les effets sur les paramètres F sont moins négligeables comme cela est montré sur la Figure V.32. En effet, nous pouvons noter une désadaptation de certains accès sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz avec des modules qui peuvent atteindre un niveau de -8 dB. Au-delà des pertes engendrées, la désadaptation de

certain accès entraîne un problème plus pénalisant qui est la forte variation de niveau entre les différents paramètres F . Ceci entraînera un fort déséquilibre en amplitude des poids délivrés à l'antenne lorsque celle-ci sera connectée au circuit de distribution. De plus, une mauvaise conjugaison des paramètres S de l'antenne et du circuit, (notamment pour les accès désadaptés), conduira à une modification en phase des poids délivrés. Par conséquent, la directivité de l'antenne sera affectée car les fil-plaques ne seront plus excités avec la même phase et le même module. Il est donc indispensable que les accès de l'antenne soient adaptés et il convient donc de limiter les perturbations entre les secteurs qui sont illustrées sur la cartographie en amplitude du champ E_z à 5.6 GHz (Figure V.33). Pour parvenir à découpler les différents secteurs, nous avons effectué des études en intégrant dans le système des murs verticaux.

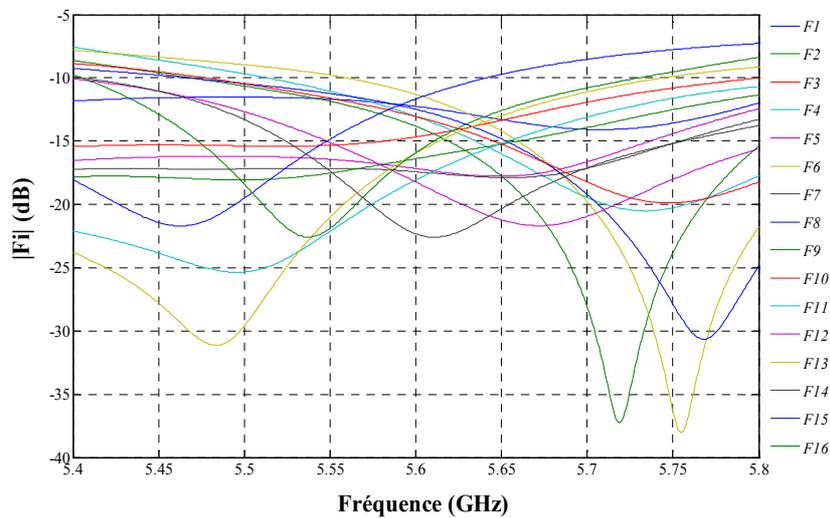


Figure V.32 Paramètres F du secteur B

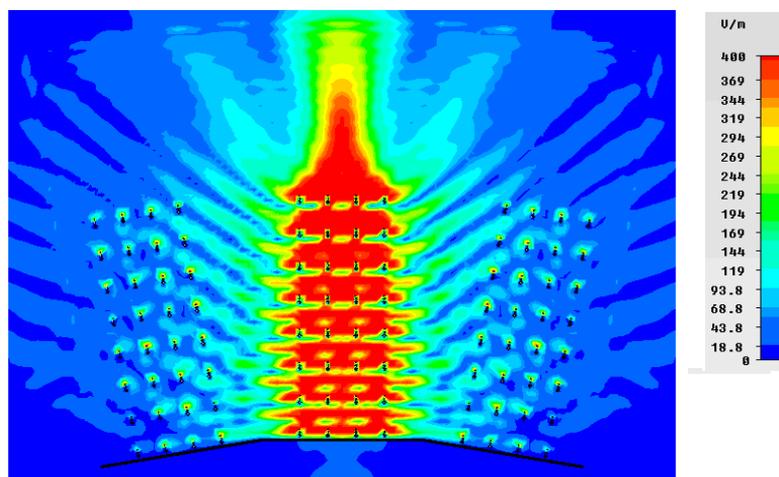


Figure V.33 : Cartographie du champ E_z à 5,6GHz en amplitude

V.3.2.2. Intégration des murs métalliques verticaux

Afin de limiter les perturbations entre les différents secteurs qui affectent l'adaptation et qui compromettent l'intégration satisfaisante des circuits de distribution, nous avons inséré des murs verticaux de découplage entre les réseaux de fil-plaques (Figure V.34).

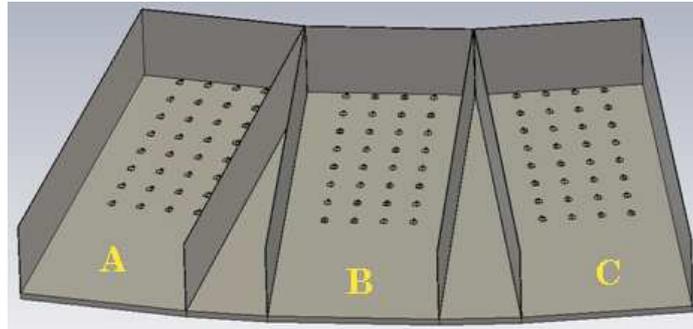


Figure V.34 Insertion des murs métalliques entre les antennes

Par conséquent, chaque secteur est refermé latéralement par deux plaques parallèles de hauteur identique à celle du réflecteur à savoir 107 mm. Nous pouvons voir sur la cartographie représentant le module du champ E_z à 5.6 GHz que les secteurs ne se perturbent pas et ceci quel que soit le réseau de fil plaques excité (Figure V.35). Pour les deux configurations A et B, nous rappelons que les 32 fil-plaques du secteur considéré sont alimentées avec une pondération de $(1, 0^\circ)$ tandis que les 64 autres éléments sont chargés sur 50 ohms.

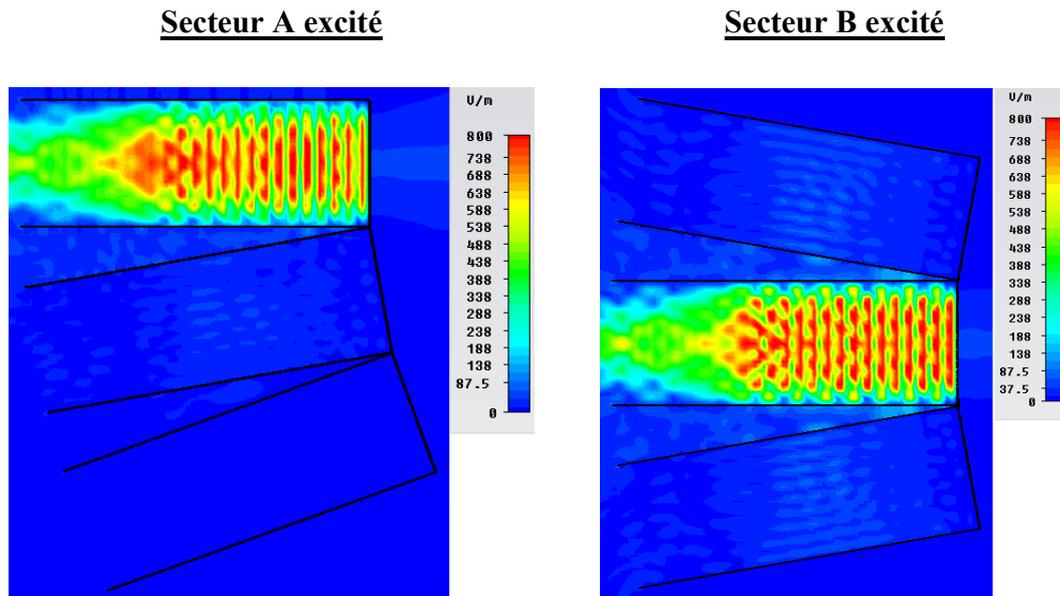


Figure V.35 Cartographies du module du champ E_z à 5,6GHz suivant le secteur excité

Pour chaque secteur excité, nous avons relevé les paramètres F au niveau des 32 fil-plaques considérées. Sur la Figure V.36, une comparaison des résultats concernant les réseaux A et B est proposée. Nous pouvons voir que les modules des paramètres F sont quasi identiques pour les deux cas et ils sont inférieurs à -10 dB sur la bande 5,47-5,725GHz. La présence des murs permet donc de limiter les perturbations entre les secteurs qui se traduit par une adaptation correcte des antennes constituant le système.

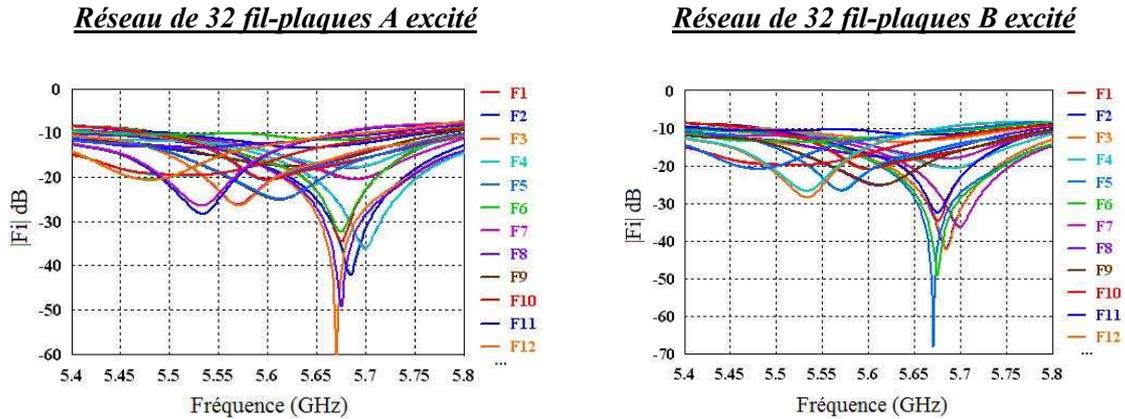


Figure V.36 : Paramètres F au niveau des 32 fil plaques suivant le réseau excité

La mise en place des murs permet également d'améliorer les diagrammes de rayonnement comme cela est visible sur la Figure V.37 pour le secteur A et sur la Figure V.38 pour le secteur B. En effet, nous pouvons observer dans le plan azimutal une réduction des lobes secondaires de l'ordre de 6 dB dans les directions latérales de l'antenne ($\varphi \pm 90^\circ$ dans le plan $\theta = 74^\circ$ pour le secteur B).

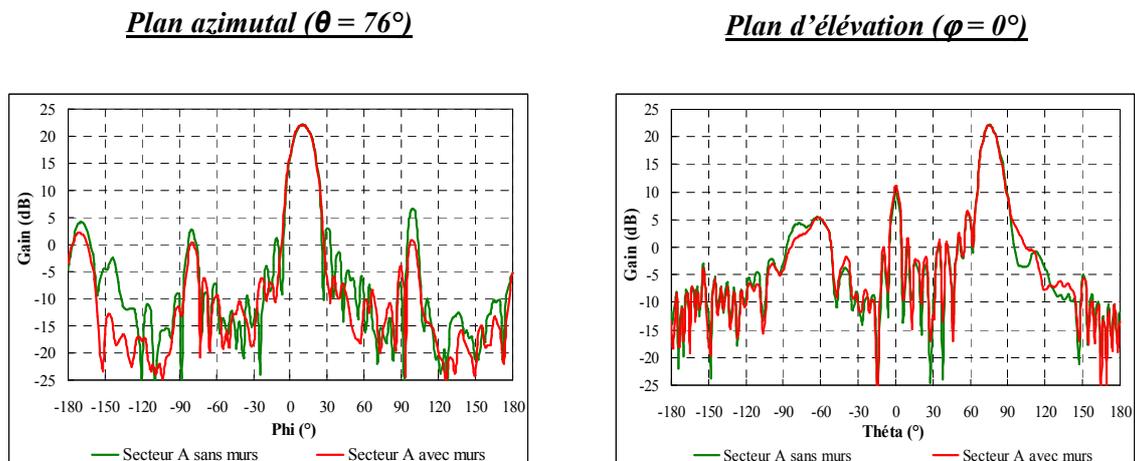


Figure V.37 Effet de la mise en place des murs sur le rayonnement du secteur A à 5.6 GHz

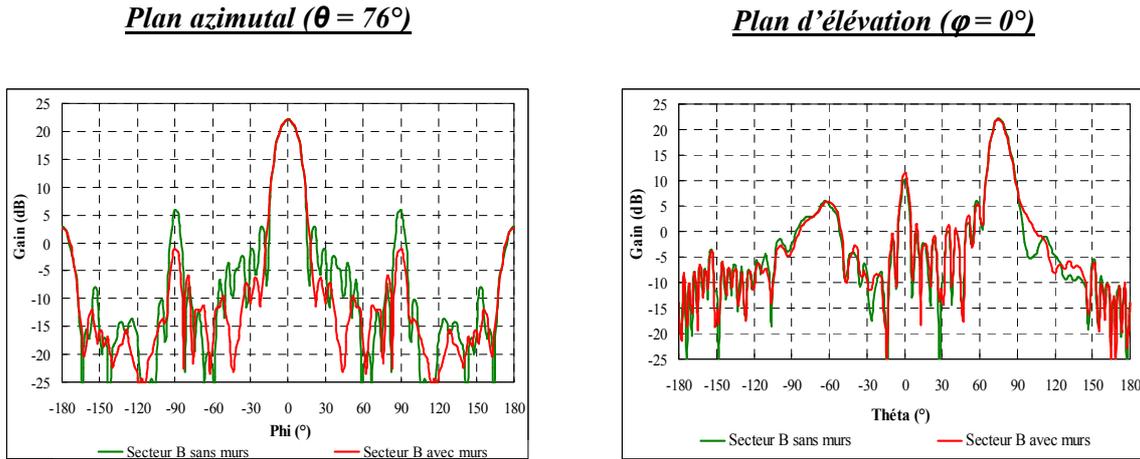


Figure V.38 Effet de la mise en place des murs sur le rayonnement du secteur B à 5.6 GHz

Cette amélioration permet même d’aboutir à des diagrammes de meilleure qualité que ceux obtenus par un réseau seul car les murs latéraux réduisent le rayonnement latéral. Après cette étude sur le découplage par le biais de murs, nous avons modifié la forme de ces derniers pour optimiser les performances du système à 3 antennes.

V.3.2.3. Système final à 3 antennes avec des murs optimisés

Afin d’améliorer les performances du système, nous avons rectifié la forme des murs métalliques de manière à élargir l’ouverture en sortie des réseaux de fil-plaques. L’idée de base était d’augmenter transversalement la répartition de champs émergente afin d’accroître la directivité et donc le gain de chaque secteur. Nous pouvons voir sur la Figure V.39 que les murs métalliques ont été inclinés au niveau de la dernière rangée de fil – plaques et ceci pour chacun des trois secteurs composant le système.

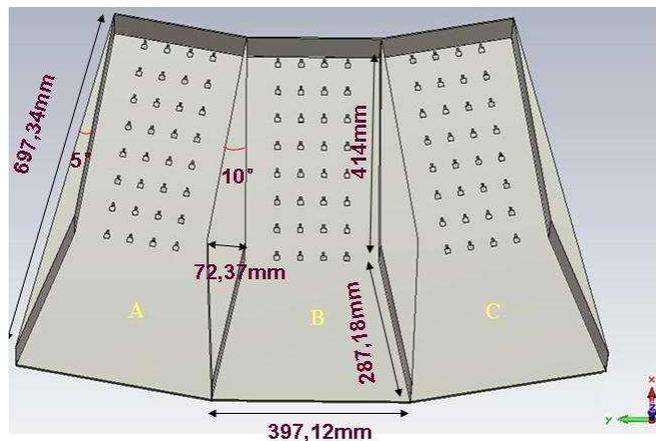


Figure V.39 Système à 3 secteurs avec des murs rectifiés

Les secteurs A et B ont été successivement excités en alimentant identiquement avec une pondération de $(1, 0^\circ)$ les 32 fil-plaques concernées tandis les 64 autres éléments ont été chargés sur 50 ohms. Nous pouvons voir sur la Figure V.40 que la rectification de la forme des murs entraîne peu de modification de l'adaptation car les paramètres F sont toujours inférieurs à -10 dB sur la bande 5,47 GHz -5,725GHz et ceci quel que soit le secteur excité.

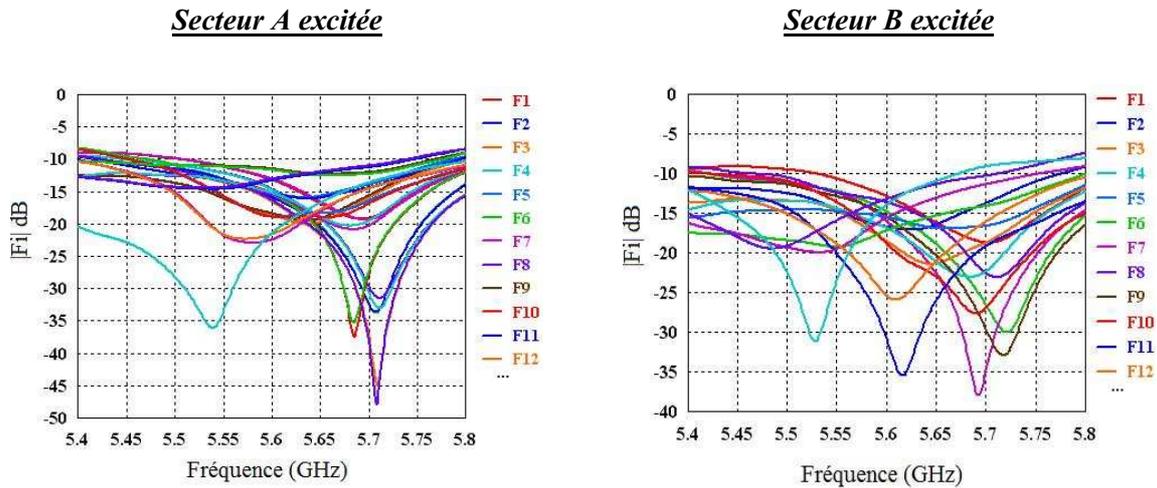


Figure V.40 Paramètres F au niveau des 32 fil-plaques suivant le secteur excité

Nous pouvons voir l'effet de la rectification des murs sur les diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz sur la Figure V.41 pour le secteur A et sur la Figure V.42 pour le secteur B. Pour les deux cas, nous pouvons observer une augmentation du gain maximal de l'ordre de 0,7 dB qui provient essentiellement de la réduction de l'ouverture angulaire du lobe principal.

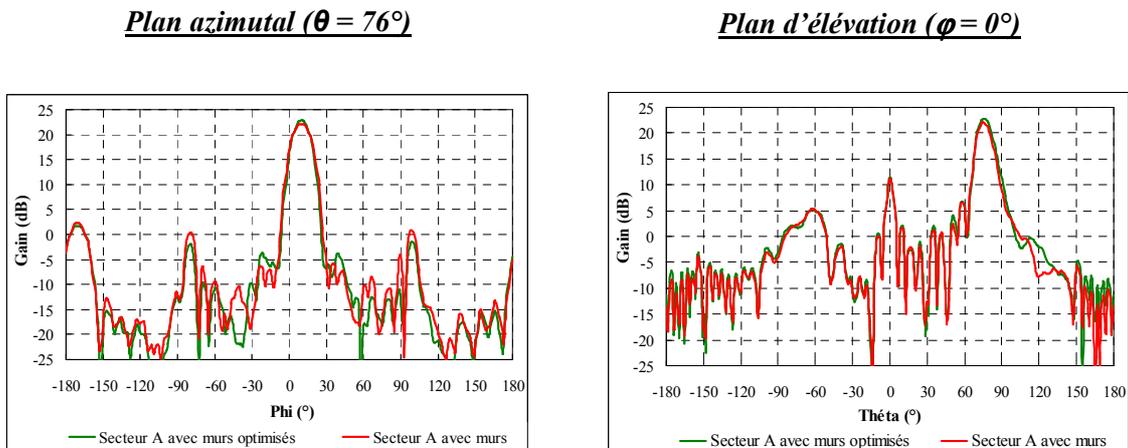


Figure V.41 Effet de la rectification des murs sur le rayonnement du secteur A à 5.6 GHz

Plan azimutal ($\theta = 76^\circ$)

Plan d'élévation ($\varphi = 0^\circ$)

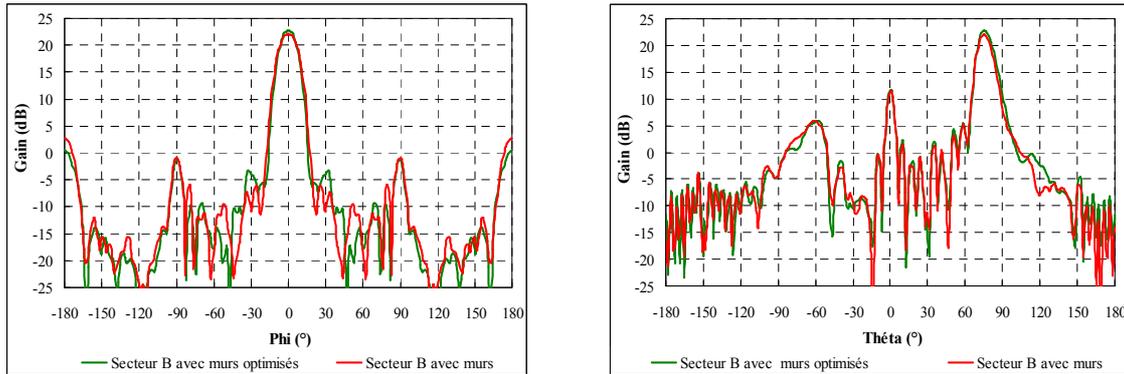


Figure V.42 Effet de la rectification des murs sur le rayonnement du secteur B à 5.6 GHz

D'après une comparaison des cartographies du module du champ Ez à 5,6GHz donnée sur la Figure V.43, l'augmentation de la directivité ne semble pas provenir d'un élargissement de la répartition de champ mais d'une meilleure homogénéité de ce dernier. L'évasement semble limiter des réflexions parasites sur les parois métalliques latérales qui induisent des interférences avec les champs directs.

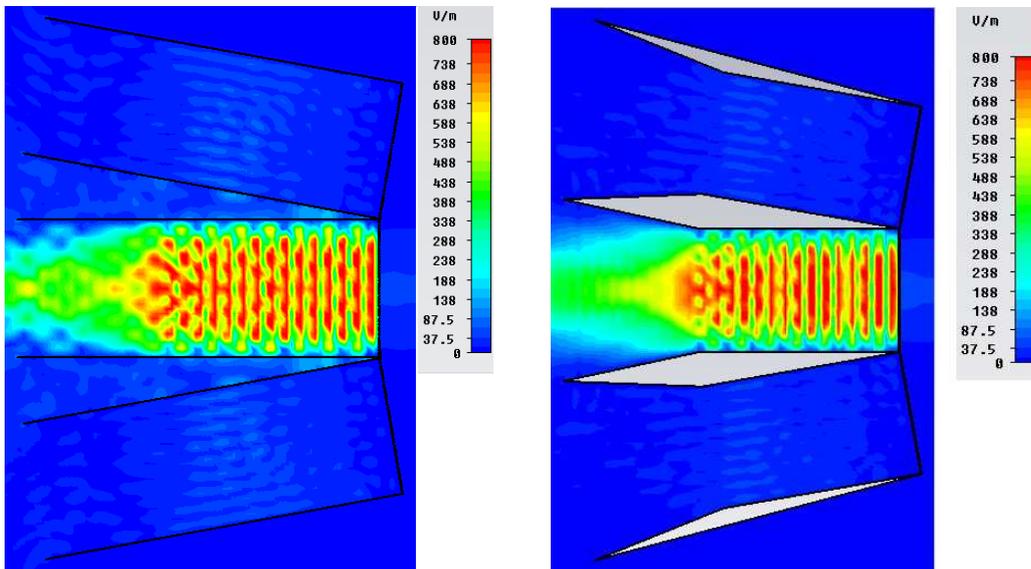


Figure V.43 Comparaison des cartographies du module du champ Ez à 5,6GHz

Sur la Figure V.44, les diagrammes de rayonnement attribués aux 3 secteurs sont donnés à 5.6 GHz dans le plan azimutal $\theta = 74^\circ$. Les 3 faisceaux permettent d'obtenir, sur le secteur de 30° d'ouverture, un gain compris entre 21.3 dB et 22.8 dB qui satisfait le cahier des charges. Toutefois, la structure étudiée n'intègre pas les circuits de distribution nécessaires à l'alimentation des antennes fil – plaques.

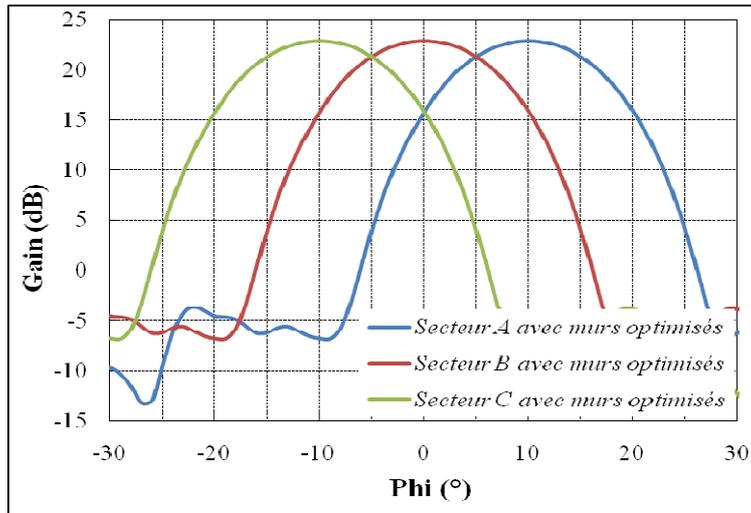


Figure V.44 Diagrammes de rayonnement des secteurs A, B et C à 5,6GHz dans le plan azimutal

Etant donné qu'il a été impossible de simuler l'ensemble de cette structure à cause d'un nombre prohibitif de mailles, nous avons évalué les performances du dispositif représenté sur la Figure V.45.

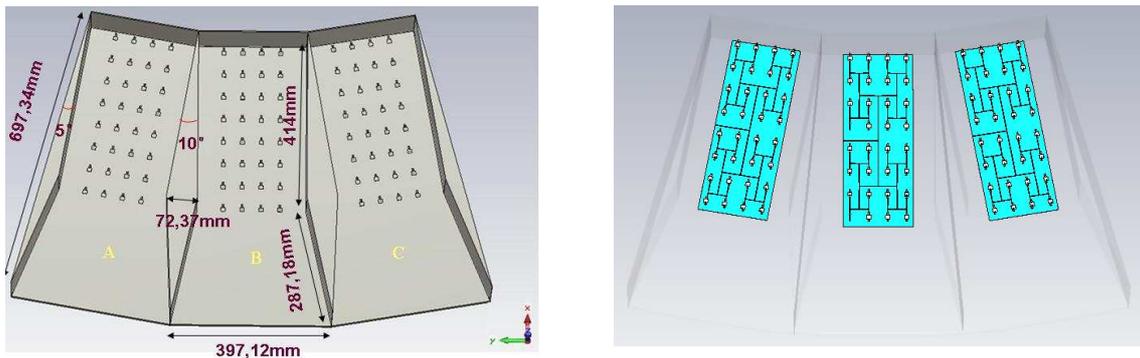


Figure V.45 : Système final à 3 secteurs avec circuits de distribution.

En se basant sur les études du secteur élémentaire à circuit de distribution intégré (paragraphe V.3.1.2.b), nous avons pu observer que ce dernier induisait des pertes de l'ordre de 0.9 dB. Par conséquent, nous avons considéré cette valeur pour estimer la couverture dans le plan azimutal qui serait générée à 5.6 GHz par le système à 3 secteurs avec circuits de distribution (Figure V.46). En considérant les pertes de ces derniers, le gain en azimut est compris à 5.6 GHz entre 20.4 dB et 21.9 dB. Nous avons relevé pour différentes fréquences, d'une part, le gain maximum sur la couverture de 30° qui apparaît pour les directions de pointage des faisceaux et d'autre part, le gain minimum sur la couverture de 30° qui se situe au niveau de recoupement des faisceaux (Figure V.47).

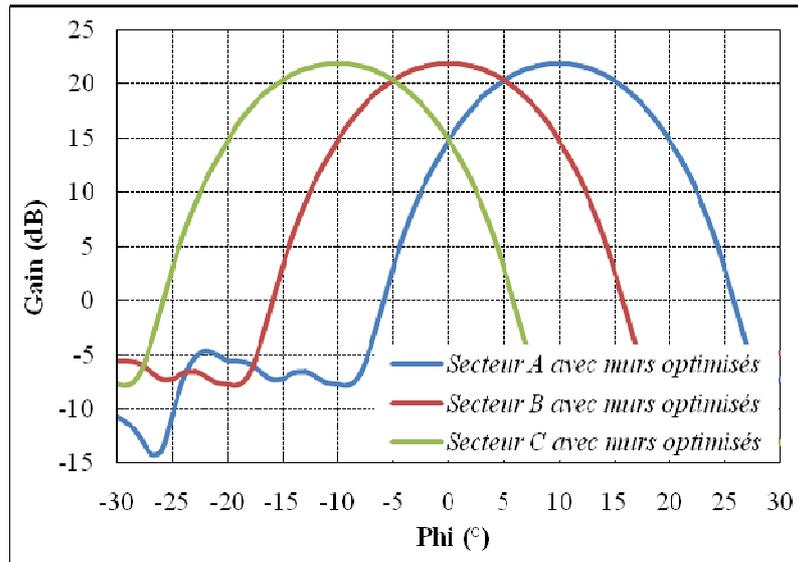


Figure V.46 : Couverture estimée à 5.6 GHz par le système à 3 secteurs avec circuit de distribution

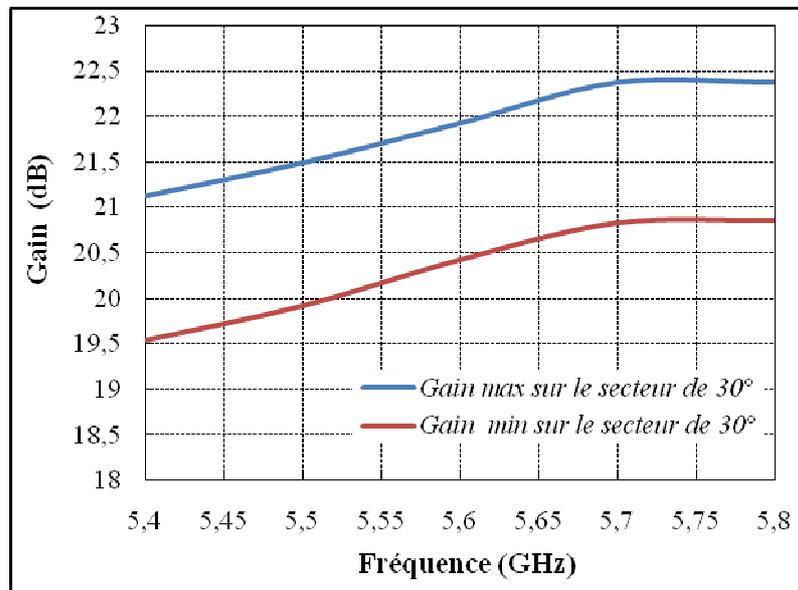


Figure V.47 : Gain en fonction de la fréquence sur le secteur de 30° en azimut

En conclusion, le système à 3 secteurs permet d'assurer sur l'ouverture de 30° requise par le cahier des charges, un gain compris entre 19.75 dB et 22.4 dB sur la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz. Les résultats obtenus sont conformes aux spécifications mise à part pour les fréquences comprises entre 5.47 GHz et 5.52 GHz où le gain est légèrement inférieur à 20 dB.

Les travaux futurs consisteront à intégrer le commutateur et à étudier son impact sur le fonctionnement du dispositif. Les pertes ainsi que les impédances, notamment à l'état off (charge 50 ohms ou court circuit), sont des caractéristiques qu'il faudra considérer pour

définir un système opérationnel. Un deuxième aspect concerne la réalisation de ce dispositif antenne avec les insertions d'un radome de protection et d'un mécanisme d'inclinaison pour compenser le dépointage occasionné par la diffraction des arêtes du plan de masse. En effet, il est primordial dans cette application que le système multifaisceaux rayonne à l'horizon. Toutefois, ce dernier point est fonction de l'intégration sur le toit du train dont les parties métalliques peuvent influencer le dépointage. Les travaux précédemment cités seront effectués dans la prochaine phase du projet avec plusieurs collaborateurs tels que A3Design pour la partie radome, Radiall pour la partie commutateur, SNCF ou Alstom pour la partie intégration, CISTEME pour les études de propagation et PrototiG pour la réalisation.

**CONCLUSION GÉNÉRALE ET
PERSPECTIVES**

Les travaux de cette thèse ont été effectués dans le cadre du projet THDT qui consiste à fournir du très haut débit dans les trains afin que les passagers bénéficient des services Internet durant leur voyage. Cette solution purement terrestre est basée sur une liaison Wimax mobile entre le train et des stations de base situées le long des voies ferrées. Un deuxième élément de ce système est une liaison WIFI point-multipoints à l'intérieur des rames qui permet la fourniture d'accès aux passagers. L'étude de faisabilité de ce nouveau concept a été effectuée sur deux lignes ferroviaires limousines qui sont la liaison Brive-Tulle et la liaison Limoges-Guéret. Les travaux de cette thèse consistaient à définir et à concevoir les antennes à intégrer sur le toit du train de manière à optimiser la communication WIMAX avec les stations de base. Ces développements sont primordiaux pour le projet puisque la viabilité et la rentabilité de ce dernier sont fonction du nombre de cellules nécessaire et donc des performances de l'aérien sur le train. Tout d'abord, le contexte d'utilisation à savoir l'intégration sur le toit engendrait des contraintes de compacité, de rigidité et un fonctionnement sur plan de masse. En considérant ces spécifications, l'enjeu était de parvenir à obtenir un rayonnement à l'horizon avec des gains très importants pour obtenir un bilan de liaison satisfaisant avec des stations de base espacées de plus de cinq kilomètres. Par conséquent, nous avons développé des systèmes antennaires nouveaux et appropriés qui s'articulent autour des associations de fil plaques avec réflecteur. Dans ce manuscrit, nous avons décrit, au cours des différents chapitres, le contexte de l'étude, les principes de fonctionnement, les méthodes de conception et les différentes étapes de développements qui ont permis d'aboutir à des antennes satisfaisant les deux applications du projet THDT.

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord présenté les différents systèmes permettant de fournir Internet dans les trains. Nous avons pu voir les limitations du procédé à composante spatiale qui offre des débits très limités avec des coûts de revient importants. Puis, nous avons détaillé le système par voie hertzienne terrestre qui utilise un principe multicellulaires avec une liaison de type WIMAX mobile. En effet, des stations de base sont localisées le long de la voie ferrée et communiquent avec le train par le biais d'ondes électromagnétiques émises par les antennes. Nous avons ensuite détaillé le projet THDT qui s'appuie sur ce principe terrestre par voie hertzienne et qui a pour champ d'application les voies ferroviaires Brive-Tulle et Limoges-Guéret. En considérant la topologie du terrain, les couvertures désirées (distance supérieure à 5 km entre stations de base), les contraintes liées à l'utilisation du WIMAX (PIRE, matériels), le contexte d'utilisation, nous avons défini les

cahiers des charges des antennes à intégrer sur le train. Pour les deux applications, nous avons abouti à des antennes compactes (hauteur < 10 cm) et rigides qui rayonnent à l'horizon avec des gains supérieures à 20 dB sur la bande de fréquence 5.47 GHz – 5.725 GHz. Suite à la définition de ces spécifications, un état de l'art sur les antennes existantes a été effectué. Nous avons notamment pu voir que les antennes à ouvertures rayonnantes équivalentes souffraient de leur encombrement important ou que les antennes à base de monopoles étaient insuffisamment directives. En se basant sur cet état de l'art, nous avons en dernier lieu, justifié les développements qui ont été menés durant cette thèse autour des structures à pluralités de fil-plaque en présence d'un réflecteur.

Dans le 2^{ème} chapitre, nous avons tout d'abord détaillé l'antenne fil plaque qui peut s'apparenter à un patch court-circuité. La capacité existante entre le toit et le plan de masse produit avec l'effet selfique sur le fil de retour, une résonance parallèle à une fréquence inférieure de celle du mode fondamental du patch. Cette structure de très faible hauteur possède un rayonnement mono polaire du fait de l'accumulation de courant sur le fil de court – circuit. Une étude paramétrique sur les différents éléments de l'antenne fil – plaque a été ensuite proposée et a conduit à la conception d'une structure adaptée à notre application en terme de hauteur, de rigidité et de bande passante. Afin d'augmenter le gain qui est une spécification prépondérante du projet, nous avons associé à l'antenne fil plaque un réflecteur afin d'interdire le rayonnement arrière. Un espacement proche de $\lambda/4$ a permis d'obtenir des résultats satisfaisants car les ondes réfléchies interfèrent en phase avec les ondes directes. Une augmentation de la directivité maximale (c'est-à-dire à l'avant de la structure dans le plan horizontal) proche de 5 dB a été constatée pour aboutir à une valeur de 10 dB. Toutefois, un réflecteur plan nécessite une hauteur minimale de $\lambda/2$ pour obtenir ces résultats alors qu'avec des antennes court -circuités ou un matériau BIE à toit capacitif, cette hauteur peut être réduite à $\lambda/10$. Le prix à payer étant un encombrement longitudinal bien plus important et un rayonnement arrière accru dans le cas des éléments court circuités. Après les études sur le type de réflecteur, nous avons montré que la forme était prépondérante. En effet, en adoptant des parties inclinées à 45° ou une forme parabolique, la valeur de la directivité maximale a été augmentée jusqu'à 13.5 dB. En effet, ces formes particulières permettent de rediriger vers l'avant, plusieurs directions de rayonnement arrière de l'antenne (une seule avec les réflecteurs plans). Les inconvénients de ces formes particulières qui « englobent » l'antenne est qu'elles dégradent légèrement l'adaptation car la surtension de champs est plus importante et qu'elles ne sont pas forcément compatibles avec une mise en réseau.

Dans le troisième chapitre nous avons caractérisé l'influence d'un plan de masse fini sur les performances d'une antenne fil plaque à rayonnement monopolaire. Nous avons montré en utilisant la méthode de la Théorie Uniforme de la Diffraction que la diffraction des arêtes conduisait inévitablement à un dépointage et à une baisse du gain à l'horizon de 6 dB. Nous avons également constaté qu'une augmentation de la longueur du plan de masse induisait une direction de rayonnement de plus en plus proche de l'horizon ainsi que des interférences de plus en plus nombreuses et marquées. Cependant, ces dernières peuvent conduire à un gain supérieur à celui qui serait obtenu sur plan de masse infini. Toutefois, cette amélioration est moins significative quand la structure antennaire est directive car les effets de la diffraction sont plus limités. Nous avons également montré à l'aide de simulations électromagnétiques que la variation de l'épaisseur conduisait à peu de changement, à condition que celle-ci n'excède pas $\lambda/2$. En définitive, les effets du plan de masse liés à la diffraction des arêtes qui ont été caractérisés rigoureusement dans ce chapitre sont inévitables et un moyen de les limiter est d'adopter un plan de masse de très grandes dimensions.

Le quatrième chapitre a été consacré à la conception de l'antenne train dans le cadre de l'application Limoges-Guéret du projet THDT. Tout d'abord, un réseau linéaire de 4 fil-plaques en présence d'un réflecteur plan a été conçu puis réalisé. Nous avons vu que les différents éléments devaient être séparés d'une longueur d'onde de manière à ce que les ondes interfèrent en phase à l'horizon dans la direction d'alignement des fil-plaques. Conformément aux études du chapitre deux, le premier élément a été situé à une distance quart d'onde du réflecteur induisant ainsi un écart également favorable de $n\lambda + \lambda/4$ pour les autres fil-plaques. Le principe de fonctionnement de ce réseau linéaire a été validé par les mesures mais un système d'inclinaison a dû être intégré au prototype pour compenser le dépointage occasionné par la diffraction. Afin d'augmenter le gain et améliorer la compacité, des réseaux bidimensionnels à circuit de distribution intégré sous le plan de masse ont été ensuite conçus. Tout d'abord, un prototype de 16 fil-plaques avec un répartiteur à lignes microruban a été réalisé et a permis d'obtenir un gain mesuré supérieur à 17.5 dB sur la bande de travail 5.47 GHz – 5.725 GHz. En se basant sur ce système, nous avons conçu le réseau final à 48 fil-plaques qui a permis en simulation de satisfaire le cahier des charges à savoir, obtenir un gain supérieur à 23 dB dans une direction de l'horizon sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz. Finalement, nous avons étudié une topologie antennaire différente qui consiste en un réseau linéaire de Yagi composé de fil-plaques. Le principe était d'utiliser des éléments court-circuités dont l'excitation s'opère par couplage électromagnétique dans le but de

réduire le nombre d'accès et ainsi faciliter le circuit de distribution. Toutefois, il n'a pas été possible d'obtenir le gain souhaité avec une seule Yagi fil plaque car l'adaptation et la montée en gain deviennent très difficiles à partir de 5 directeurs. Il convient également de noter que les différentes fil-plaques doivent être à géométrie et à espacement variables pour obtenir des résultats convenables sur une bande de 6%. Afin de satisfaire le cahier des charges, nous avons finalement conçu un réseau linéaire de 12 Yagi à circuit de distribution intégré. Ce dernier permet d'obtenir des performances proches du réseau de 48 fil plaques tout en ayant un nombre de transition réduit et un circuit de distribution simplifié. Cependant, la qualité des diagrammes de rayonnement est moindre avec des lobes secondaires plus importants.

Le cinquième chapitre a été consacré à la conception du dispositif antennaire dédié à la deuxième application du projet THDT qui concerne la liaison Brive-Tulle. Des études de couverture en fonction de la position des stations de base ont indiqué qu'un gain de 20 dB sur une ouverture angulaire de 30° était nécessaire pour avoir des bilans de liaison satisfaisants. L'objectif principal de cette étude a été de s'affranchir du plateau tournant mécanique permettant le pointage vers les stations de base et donc d'assurer par l'antenne, une couverture fort gain sur un secteur très important de 30° . Pour obtenir conjointement ces deux spécifications, nous avons étudié différentes structures multifaisceaux qui étaient soit à pointage électronique soit à commutation. Tout d'abord, nous avons montré que le réseau linéaire de Yagi n'était pas adapté au pointage électronique car les éléments court-circuités ont une géométrie et une disposition qui sont valables uniquement pour une seule direction de rayonnement. Par contre, en utilisant un réseau bidimensionnel de fil plaques, le balayage d'un faisceau d'une directivité supérieure à 22 dB a pu être obtenu sur une plage angulaire de 30° . Toutefois, nous avons pu observer une désadaptation suivant les pondérations affectées aux accès qui sont variables suivant la direction de rayonnement souhaitée. En effet, les couplages peuvent dégrader les paramètres F si les phases des poids incidents ne sont pas favorables. Pour éviter ce problème, nous avons donc étudié des structures multifaisceaux à commutation qui consistent en des antennes orientées suivant des directions différentes. Pour définir le secteur élémentaire adéquat, nous avons effectué des travaux sur des réseaux bidimensionnels de fil plaques en caractérisant le nombre et la répartition les plus favorables. Nous avons finalement abouti à une structure de 32 fil plaques avec une répartition limitée transversalement (avec uniquement quatre colonnes) de manière à avoir un lobe fort gain avec une « large » ouverture angulaire dans le plan horizontal. En effet, cette dernière étant de 10° , le secteur angulaire objectif de 30° a pu être couvert avec seulement trois faisceaux.

De plus, cette répartition à 32 éléments qui est une puissance de deux est favorable à un circuit de distribution à architecture parallèle simple composé uniquement de diviseurs 1 voie vers deux. Par contre, le nombre de colonnes réduit a conduit à un nombre important de lignes (à savoir huit) afin d'obtenir le gain souhaité. Cette hausse a engendré une augmentation de la hauteur du plan réflecteur pour que le rayonnement arrière des fil-plaques les plus extrêmes soit intercepté. Finalement, nous avons étudié le système final composé de 3 réseaux de 32 fil plaques qui a indiqué un couplage entre les secteurs dont les effets ont été limités en intégrant des murs verticaux. La forme de ces derniers a été optimisée de manière à obtenir une répartition de champ plus homogène en sortie de chaque secteur favorisant ainsi la directivité. Finalement, un gain supérieur à 19.7 dB a été obtenu sur 30° d'ouverture et sur la bande 5.47 GHz-5.725 GHz avec ce système à 3 faisceaux composés de 3 réseaux de fil plaques à circuit de distribution intégré et à murs de découplage. Le dispositif ainsi conçu satisfait les exigences liées à la couverture de la liaison Brive-Tulle du projet THDT mais les caractéristiques du commutateur n'ont pas été considérées dans ces études.

Les futurs travaux consisteront à intégrer le commutateur et à étudier son impact sur le fonctionnement du dispositif multifaisceaux. Les pertes ainsi que les impédances, notamment à l'état off (charge 50 ohms ou court circuit), sont des caractéristiques qu'il faudra considérer pour finaliser le système antenne dédié à la liaison Brive-Tulle du projet THDT. Un deuxième aspect concerne l'étude de l'environnement dans lequel seront intégrés les antennes. En effet, le toit du train (phénomènes de diffraction...) ainsi que le sol peuvent affecter les performances de ces antennes qui rayonnent un lobe directif dans le plan horizontal. Un troisième point consisterait à réduire la hauteur du réflecteur en considérant les études du chapitre deux dans la conception des structures fort gain avec une multitude de fil plaques. Finalement, des études liées aux réalisations qui concernent notamment les radomes et les systèmes d'inclinaison restent également à être menés. Les travaux précédemment cités seront effectués dans la prochaine phase du projet THDT avec plusieurs collaborateurs qui pourraient être A3Design pour la partie radome, Radiall pour la partie commutateur, SNCF ou Alstom pour la partie intégration, CISTEME pour les études de propagation et PrototiG pour la réalisation.

ANNEXE

ANNEXE I**Analyse des champs électromagnétiques**

Les cartographies des champs électromagnétiques sont tracées dans deux plans perpendiculaires. Le premier plan P1 (XoZ) est vertical et coupe le toit de l'antenne selon une de ses médianes. Le second plan P2 (XoY) est horizontal, parallèle au toit et se situe à mi-hauteur d'antenne. La position du toit et des fils dans chacun des plans ainsi définis est présentée sur la figure 1.

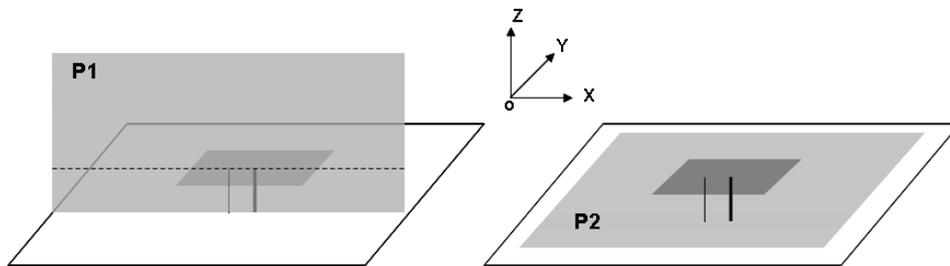


Figure 1 Définition des plans d'analyse cartographiques des champs électromagnétiques

Deux cartographies sont systématiquement comparées. Elle témoigne toutes deux de l'évolution spatiale du module des champs électromagnétiques à la fréquence du mode fondamental. Ceci permet alors de visualiser directement les modifications apportées par le fil de masse.

a) Champs électriques

Les cartographies des champs électriques $|E|$ dans les plans P1 et P2 (figure 2 et figure 3) montrent la prédominance du champ $|E_z|$, normal aux éléments métalliques. Les champs $|E_x|$ et $|E_y|$ n'existent, que l'antenne comporte ou pas de fils de masse, qu'au niveau des arêtes du toit. Ces champs prennent naissance au niveau du circuit ouvert et témoignent de l'accumulation de charges sur les arêtes du toit.

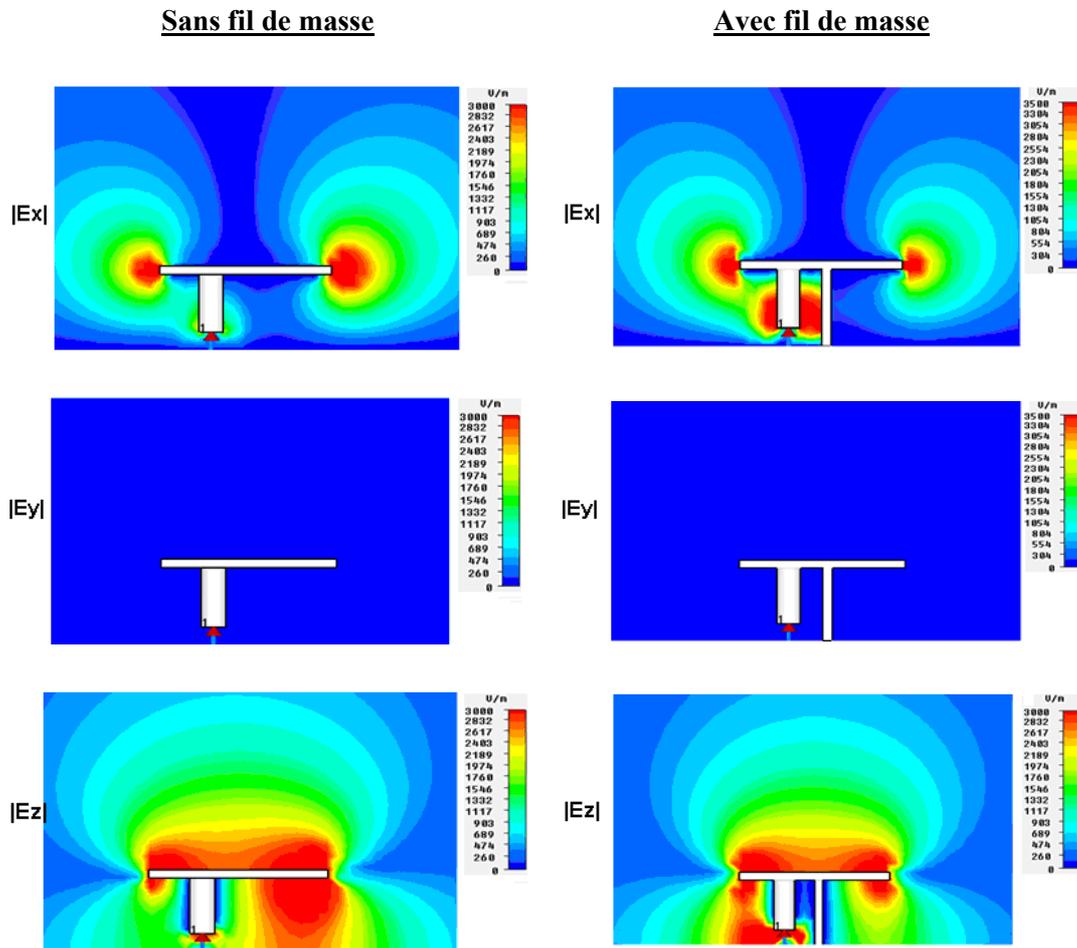


Figure 2 Comparaison des champs électriques dans le plan vertical P1

Ainsi, l'introduction du fil de masse ne modifie pas la répartition des charges sur les bords du toit de l'antenne, mais uniquement en son centre où un déficit de charges est visible sur la composante de champ $|E_z|$. Ce déficit de charges s'explique alors par l'évacuation de celles-ci par le fil de masse vers le plan de masse. Les quantités de charges présentes sur le toit de l'antenne avec et sans fil de masse sont quasi semblables. En dessous du toit, le champ électrique $|E_z|$ est évacué par le fil de retour à la masse.

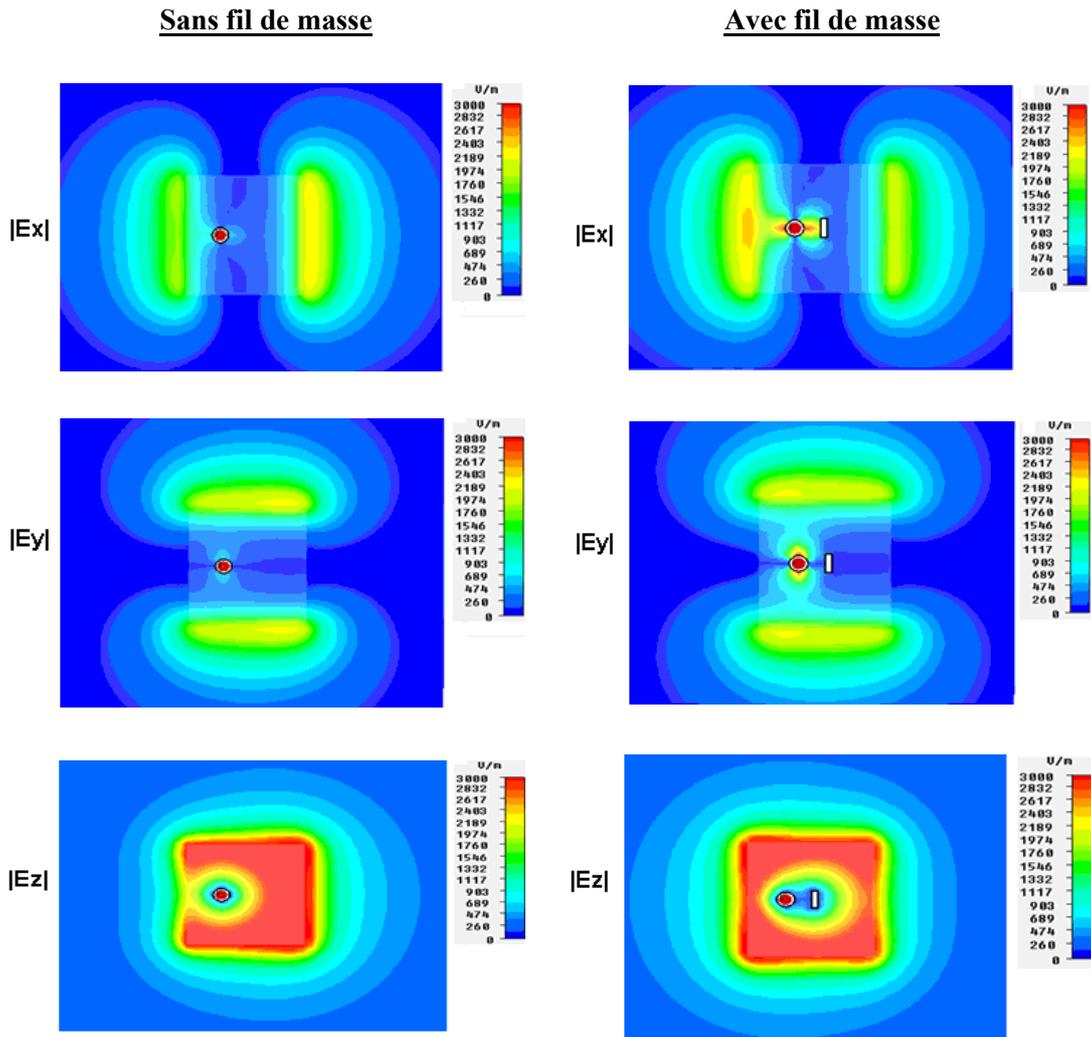


Figure 3 Comparaison des champs électriques dans le plan horizontal P2

Ainsi, les cartographies de champs électriques montrent clairement le rôle du fil de masse, ainsi que la répartition du champ électrique. L'énergie électrique se trouve principalement concentrée au niveau des arêtes du toit, principalement par l'intermédiaire du champ E_z traduisant le comportement capacitif de l'antenne (capacité par effet de bord).

b) Champs magnétiques

Les cartographies des champs magnétiques $|H|$ dans les plans P1 et P2, (figure 4 et figure 5), montrent l'existence unique des champs orthoradiaux $|H_x|$ et $|H_y|$ au niveau des fils.

La stabilité des champs magnétiques observée le long des fils dans le plan vertical montre que la densité de courant qui circule sur les fils est constante. Ceci s'explique par la faible longueur des fils comparée à la longueur d'onde associée à la fréquence d'étude des champs ($\lambda_0/10$).

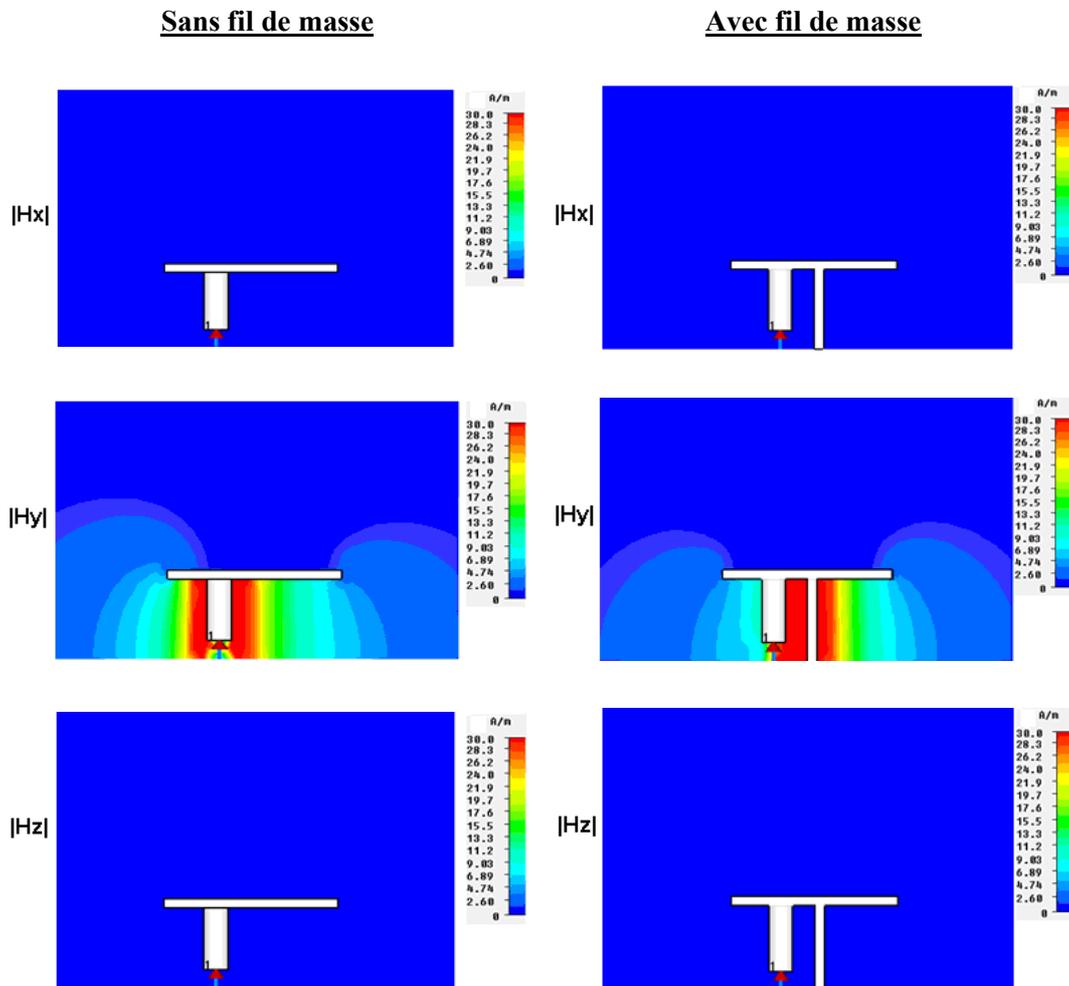


Figure 4 Comparaison des champs magnétiques dans le plan vertical P1

L'introduction du fil de masse concentre l'ensemble des densités de courant sur lui, au détriment du fil d'alimentation. Les cartographies dans le plan horizontal montrent le même phénomène, prouvant ainsi que l'énergie magnétique se concentre uniquement au niveau du fil de masse. Ces cartographies montrent ainsi le comportement inductif de l'antenne lié à l'introduction du fil de masse.

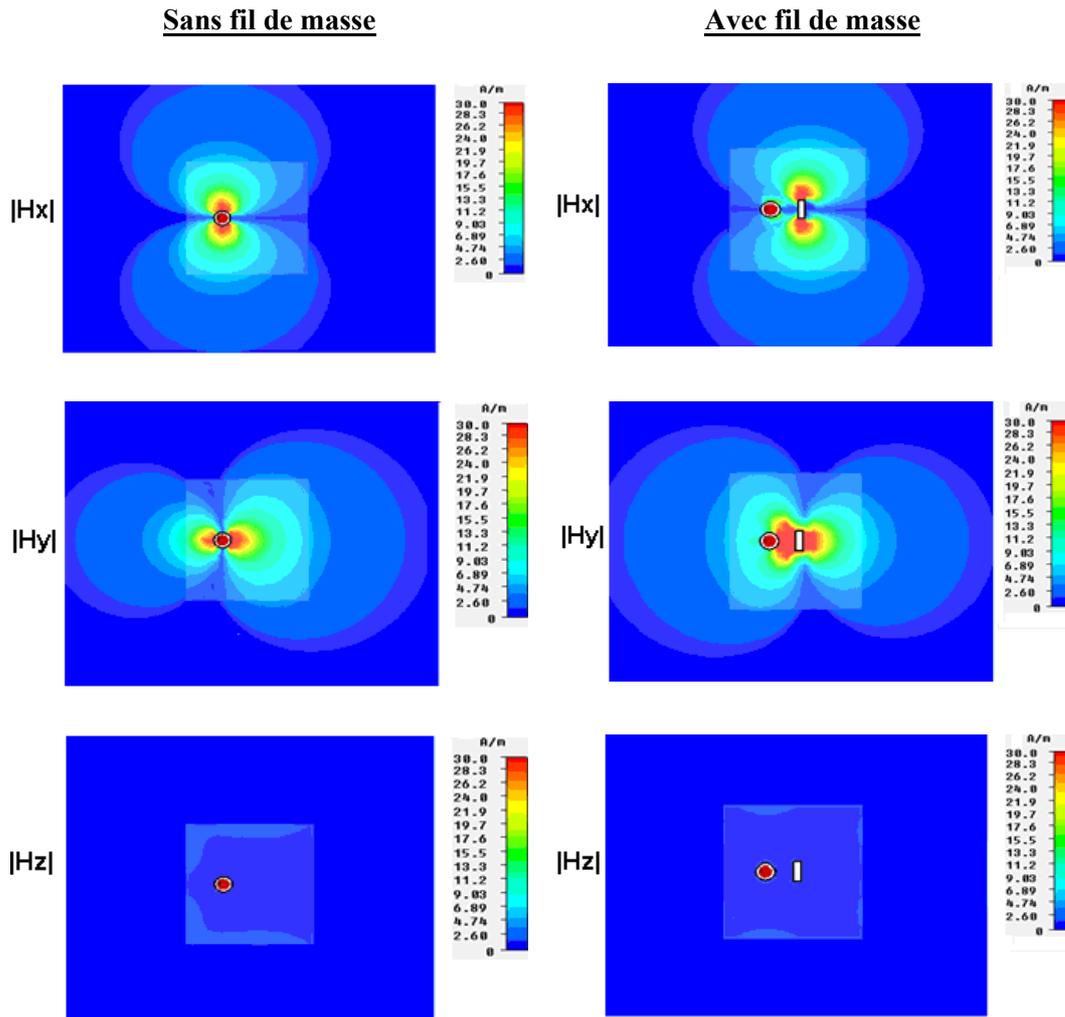


Figure 5 Comparaison des champs magnétiques dans le plan horizontal P2

Deux effets importants concernant les cartographies des champs électriques et magnétiques ont été observés. Ils résultent des conditions de murs électriques présentées par le toit et le plan de masse, et des conditions de murs magnétiques dans les plans perpendiculaires au toit. Les conditions de haute impédance à la périphérie du toit signifient que le champ électrique parallèle aux arêtes est maximum, alors que le champ magnétique y est minimum. La présence de fils se traduit par un champ électrique parallèle aux fils nul et un champ magnétique fort.

Ainsi, le comportement capacitif de l'antenne est apparu avec la prédominance des champs électriques $|E_z|$ répartis au niveau des bords du toit de l'antenne. Egalement, le

comportement selfique de l'antenne a été montré avec la concentration des champs magnétiques orthoradiaux au niveau des fils, et notamment sur le fil de masse lorsque celui-ci est présent. Ceci témoigne du courant important qui circule sur le fil de masse, comparé au courant sur le fil d'alimentation. La présence du fil de masse montre une diminution d'accumulation de charge au niveau du toit de l'antenne (principalement en son centre) qui explique alors l'apparition d'un fort courant sur celui-ci, puisqu'il évacue les charges vers le plan de masse.

ANNEXE II**Etude de réflecteur court circuité de l'antenne fil-plaque**

L'utilisation de principe des antennes Yagi qui incorporent une ou plusieurs antennes court circuitées en arrière de l'élément excité pour rediriger les champs vers l'avant. Ces éléments non alimentés qui sont généralement disposés respectivement 16mm et 17mm sont appelés des réflecteurs. Pour bien remettre le champ dans l'axe nous avons augmenté 0,3mm sur la hauteur de réflecteur par rapport à l'antenne fil plaque excitée. Dans le cadre de notre étude, nous avons donc utilisé une et deux antennes fil plaque court-circuitées en arrière de l'antenne fil plaque alimentée (figure 6).

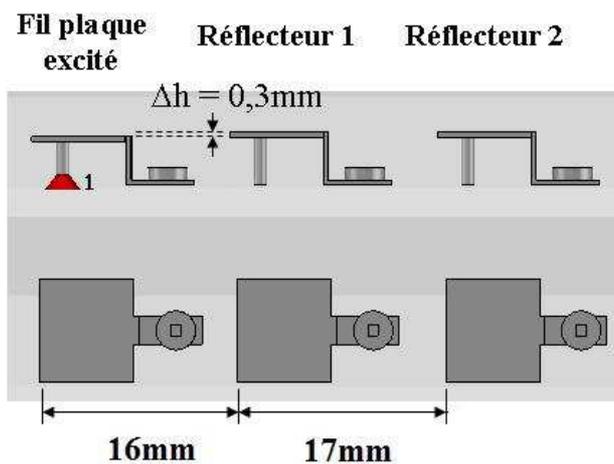


Figure 6: 1 et 2 antennes fil-plaque court circuitées

Nous pouvons voir sur la figure 7 illustre, l'antenne fil plaque en présence des réflecteurs courts circuités sont adaptées sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz. Par contre, la bande passante de ces dispositifs sont réduites par rapport à celle d'une fil-plaque seule.

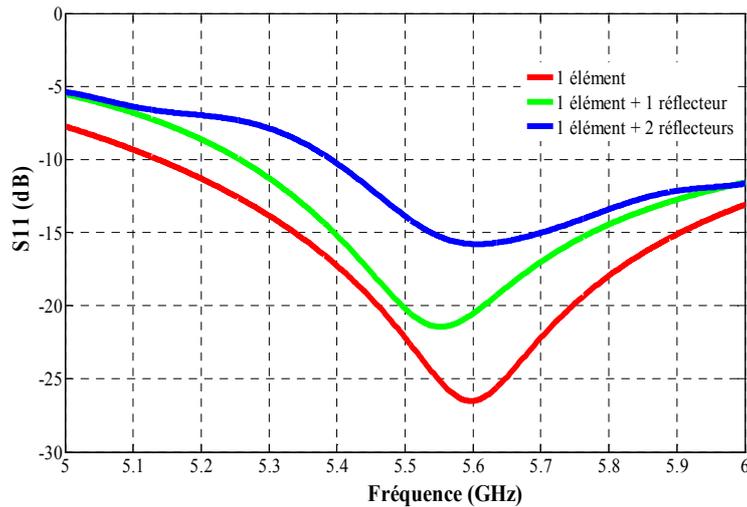


Figure 7: Comparaison des modules de S11

Une comparaison des diagrammes de rayonnement à 5.6 GHz dans le plan vertical XoZ et le plan azimutal XoY est proposée sur la figure 8. Nous remarquons que la mise en place des réflecteurs court circuités a permis de diminuer la distribution de rayonnement en arrière de l'antenne, et d'augmenter respectivement de 2,6dB et 3,8dB en directivité dans l'axe par rapport à celle de l'antenne fil-plaque.

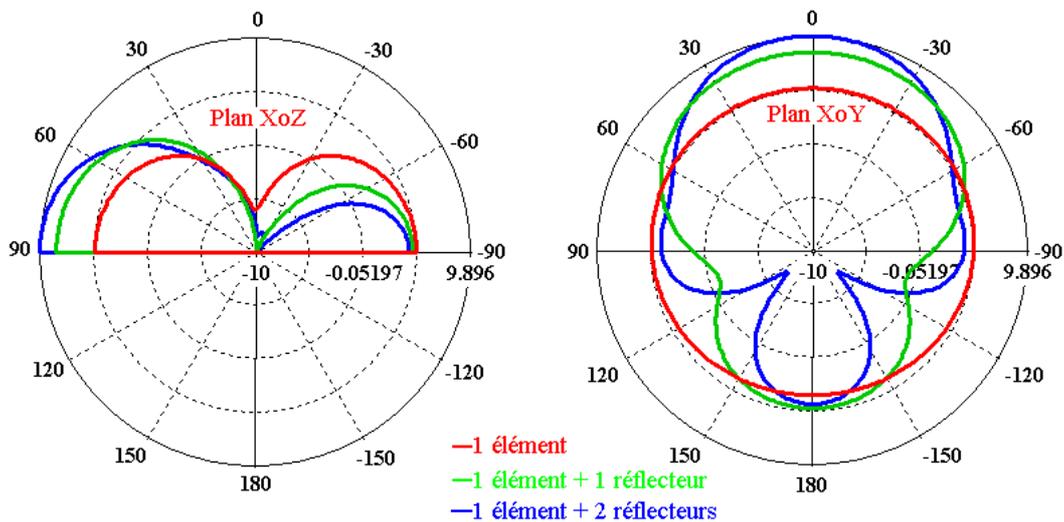


Figure 8: Diagrammes de rayonnement de l'antenne avec et sans réflecteurs courts circuités

ANNEXE III**Conception de fonctionnement du circuit de distribution**

De nombreuses études ont montré qu'une ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique), c'est-à-dire les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation.

L'impédance caractéristique de la ligne dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant. Nous trouvons dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée [79]. Ces équations utilisent les paramètres suivants :

- Z_0 impédance caractéristique de la ligne
- W largeur de la piste
- t épaisseur du diélectrique
- h épaisseur du diélectrique
- ϵ_r constante diélectrique du matériau isolant (permittivité relative).

a) Coefficient de vitesse d'un microruban

Dans une ligne microruban, la vitesse de propagation de l'onde dépend du matériau isolant et est inférieure à sa vitesse dans l'air :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

où c est la vitesse de la lumière.

La longueur d'onde λ_g dans la ligne microruban est donc plus petite que la longueur d'onde dans l'air λ_0 :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \lambda_0$$

où le terme $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ est le coefficient de vitesse.

b) Lignes quart d'onde

On appelle ligne quart d'onde une ligne d'impédance caractéristique Z_0 dont la longueur est égale à un quart de la longueur d'onde λ_g dans la ligne (λ_0 dans l'air, corrigée par le coefficient de vitesse de la ligne).

c) Déphaseur

Nous n'utiliserons qu'un type de déphaseur en technologie microruban dans la conception du circuit de distribution : c'est un déphaseur passif qui est une ligne de transmission à retard de phase.

La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Pour créer un retard de phase θ avec une ligne microruban par rapport à une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire ΔL (**figure 9**) de telle manière que :

$$\Delta L = \theta \frac{\lambda_g}{360} \lambda_0$$



Figure 9 : Déphaseur de lignes microruban

d) Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde

Pour coupler deux sources avec un système fréquentiel, on utilise la propriété du quart d'onde électrique qui permet de transformer l'impédance présente sur son entrée (Z_{01}) en une autre à sa sortie (Z_{02}) (**figure 10**). La valeur de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne quart d'onde est donnée par la relation suivante :

$$Z_c = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}$$

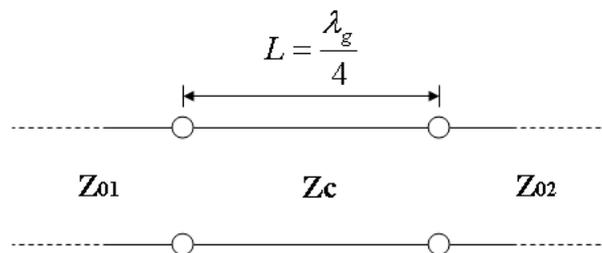


Figure 10 : Transformateur de l'impédance à ligne quart d'onde

e) Diviseur de jonction T

Un diviseur de jonction T présente 3 accès (figure 11) [80]. 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.

Il répartit, également sur les accès 2 et 3, la puissance d'entrée injectée sur l'accès 1. L'entrée et les sorties sont supposées être connectées à des lignes transmission avec impédances caractéristique, respectivement, Z_0 , Z_2 et Z_3 . Bien que dans la figure, nous avons attribué une longueur δ aux deux ports de sortie, pour l'analyse du diviseur de puissance basique, nous supposons que $\delta \downarrow 0$.

La puissance entrée est égale à P_1 . Les puissances sorties aux, respectivement port1 et port2 sont notées P_2 et P_3 . La division de puissance est telle que :

$$P_2 = P_3 = \frac{P_1}{2}$$

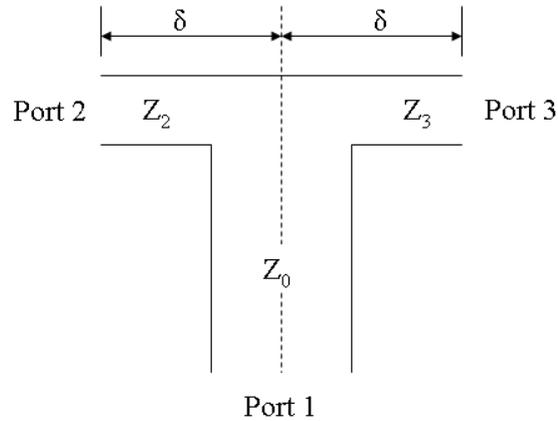


Figure 11 : Diviseur de puissance

Car, à la jonction, les impédances caractéristiques sont liées à des niveaux de puissance par :

$$\frac{Z_2}{Z_3} = \frac{P_2}{P_3} = 1$$

$$\frac{Z_2}{Z_0} = \frac{P_1}{P_0} = 2$$

Afin que nous puissions relier les impédances Z_2 et Z_3 à Z_0 par :

$$Z_2 = Z_3 = 2Z_0$$

Alors, les valeurs de l'impédance caractéristique de chaque ligne quart d'onde doit être égale à $\sqrt{Z_0 Z_2}$ ou $\sqrt{Z_0 Z_3}$. Nous avons donc:

$$Z_C = \sqrt{2Z_0 Z_0} = \sqrt{2}Z_0$$

ANNEXE IV**Etude de performances de l'antenne Yagi fil-plaque linéaire avec les directeurs identiques**

Cette annexe présente l'étude de l'antenne Yagi fil-plaque linéaire avec les directeurs identiques à l'élément excité avec un pas constant. Nous effectuons des études sur plan de masse infini en utilisant un réflecteur plan de largeur égale à 2λ et de hauteur égale à λ . Le principe de l'antenne est donné sur la figure 12.

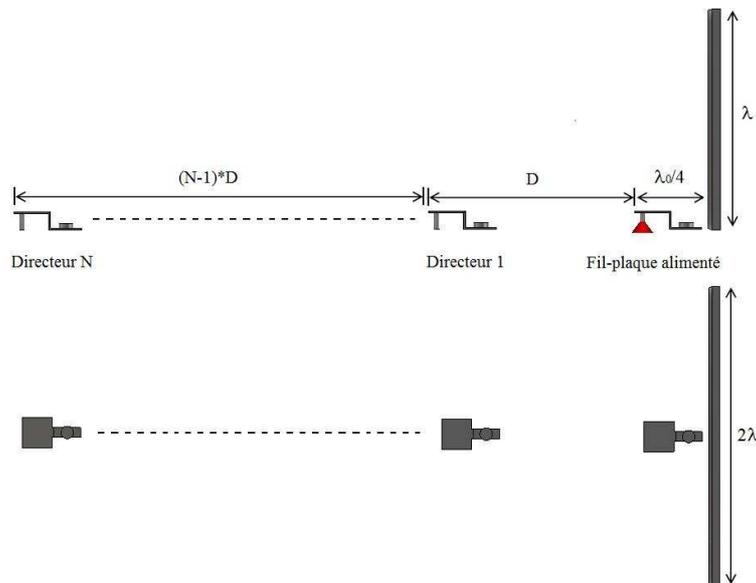


Figure 482: Antenne Yagi fil-plaque avec les directeurs et pas identiques

Nous avons simulé cette structure à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Le nombre de directeurs est pris de 0 à 6. Le pas entre les éléments est respectivement pris à $0,5\lambda$, $0,75\lambda$ et λ . L'adaptation et le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal XoY sont fournis en fonction du nombre de directeurs sur la figure 13 – figure 21.

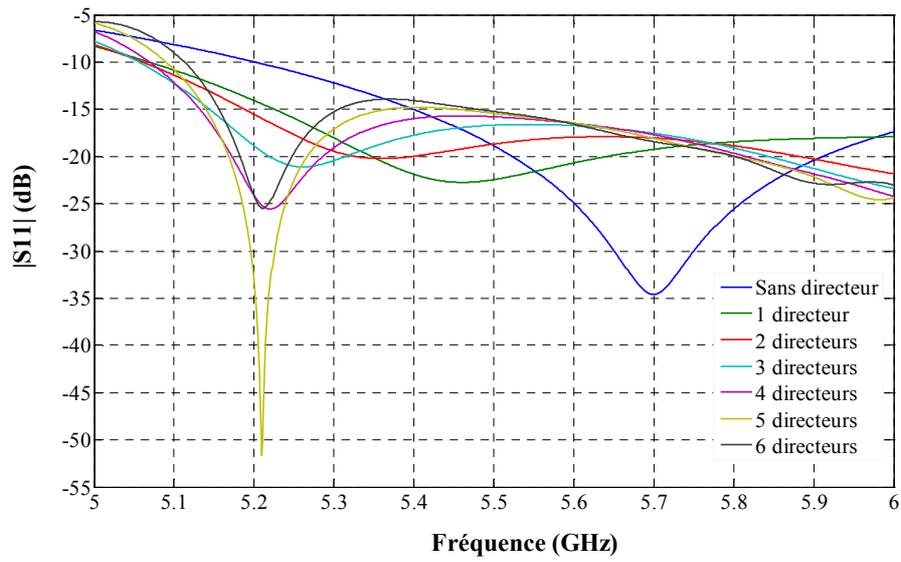


Figure 13: Adaptation de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,5\lambda$

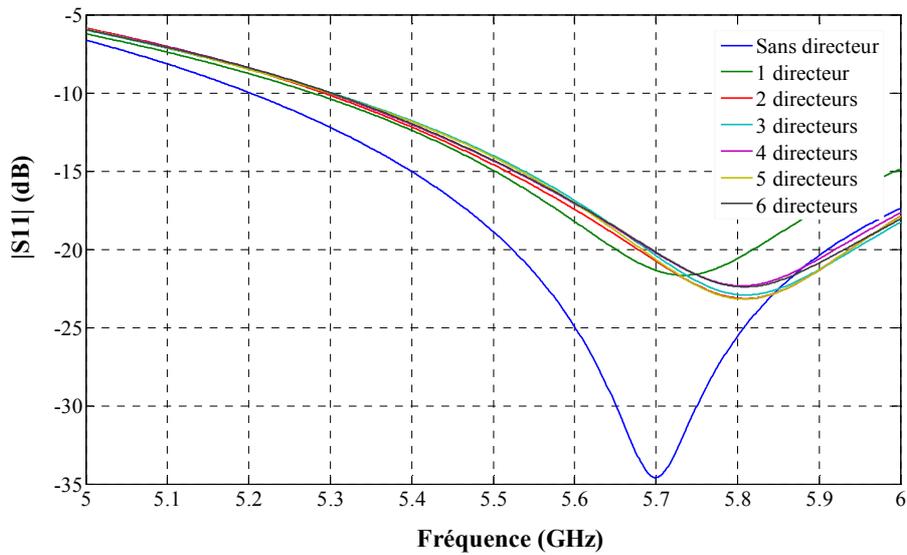


Figure 14: Adaptation de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,75\lambda$

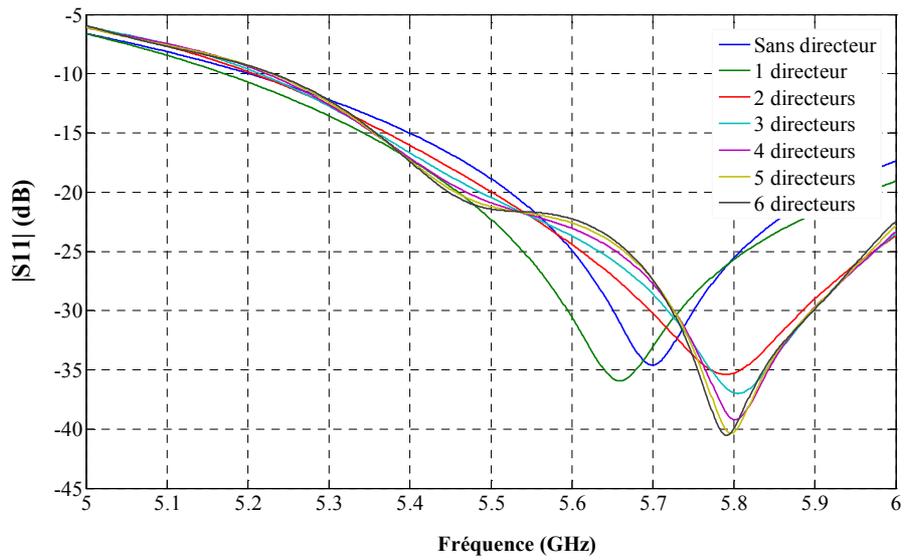


Figure 15: Adaptation de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=\lambda$

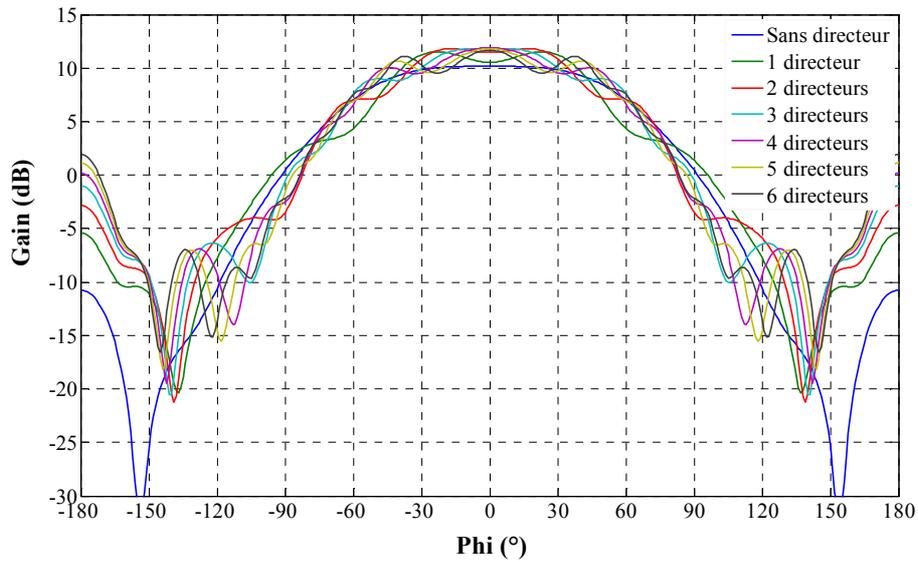


Figure 16: Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,5\lambda$ sur le plan horizontal

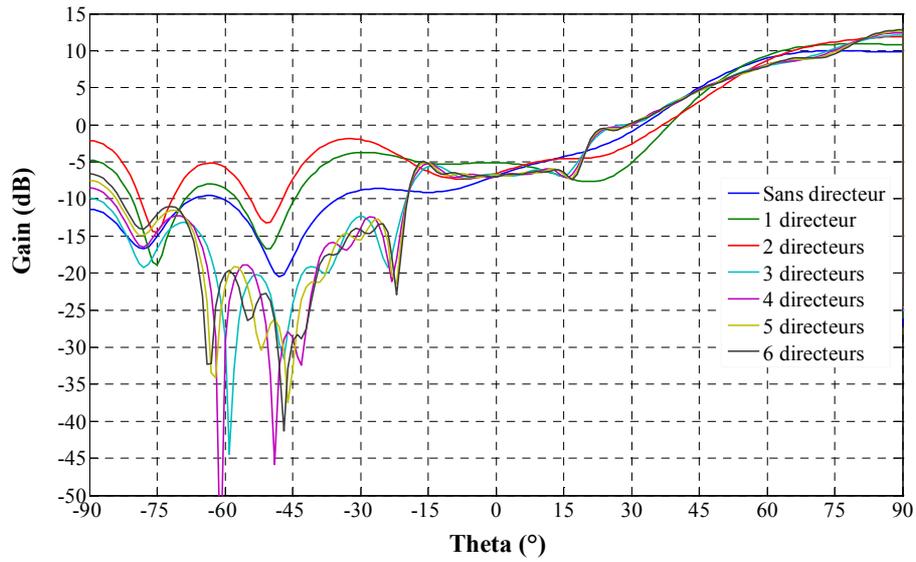


Figure 17 : Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,5\lambda$ sur le plan vertical

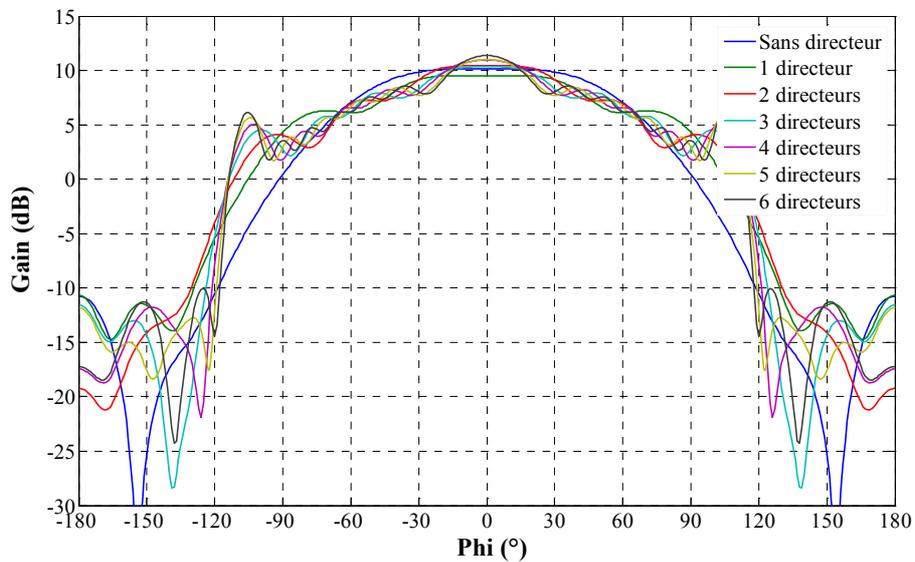


Figure 18: Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,75\lambda$ sur le plan horizontal

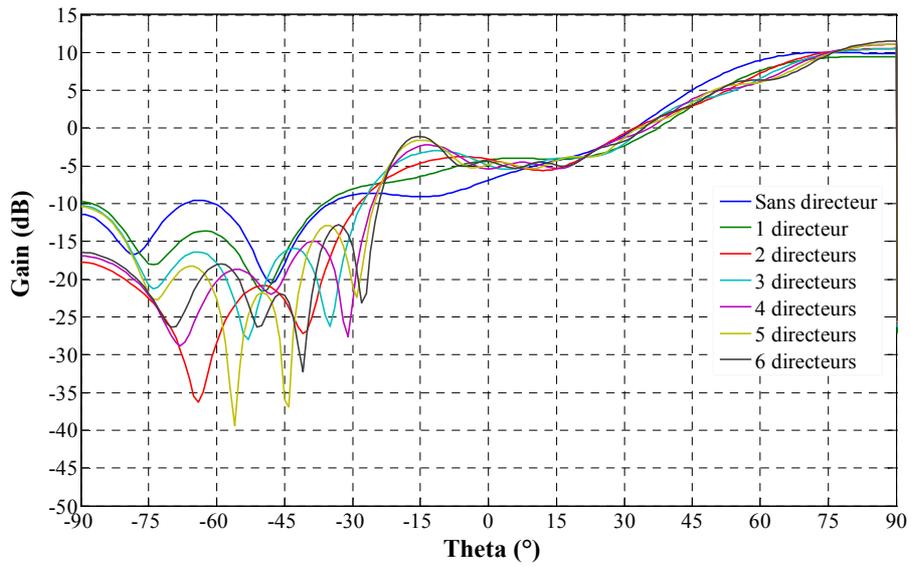


Figure 19: Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=0,75\lambda$ sur le plan vertical

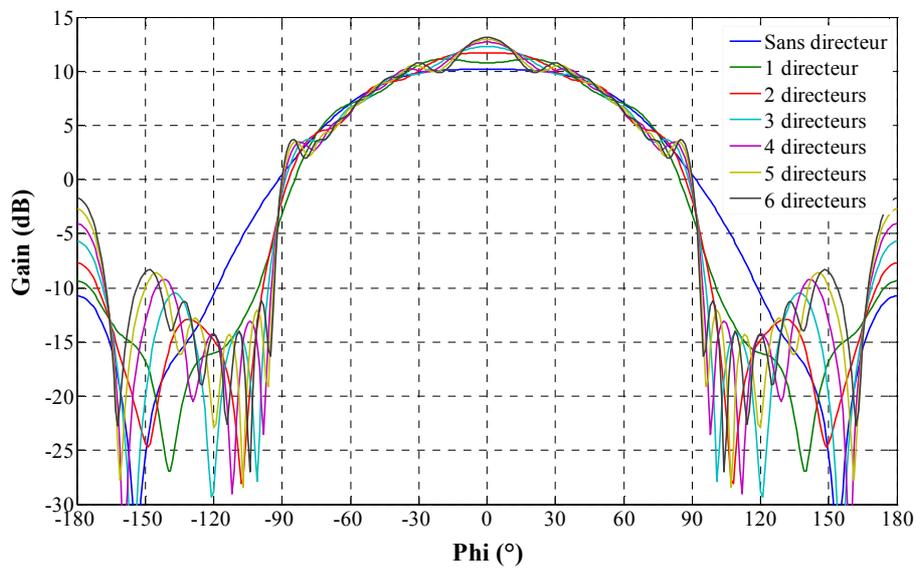


Figure 20: Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D=\lambda$ sur le plan horizontal

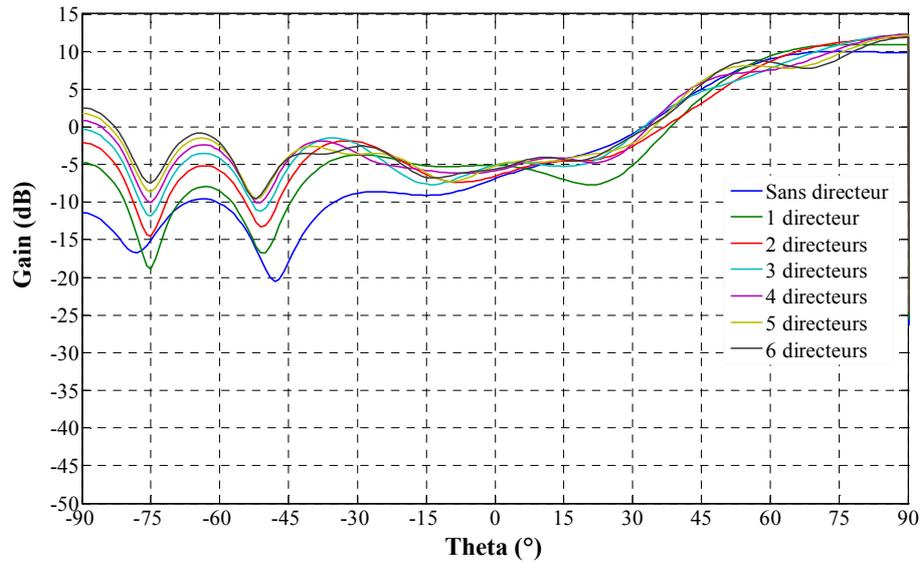


Figure 21: Diagramme de rayonnement de l'antenne Yagi fil-plaque avec $D = \lambda$ sur le plan vertical

Ces études nous ont montré que les coefficients de réflexion dans chaque cas sont inférieurs à -10 dB sur toute la bande 5,47 GHz – 5,725 GHz. Ils ont nous montré ainsi qu'il n'était pas possible d'obtenir une montée en directivité intéressante tout en ayant une structure adaptée. Avec 6 directeurs, un gain de seulement 12,5 dB a pu être obtenu.

ANNEXE V**Etude du secteur A du système antenne à 3 réseaux de 32 fil-plaques**

Cette annexe présente le comportement du secteur A en présence des 2 autres antennes. Nous excitons les 32 fil-plaques du secteur A avec une pondération de $(1, 0^\circ)$ et en chargeant les 64 fil-plaques des autres secteurs sur 50 ohms (figure 22).

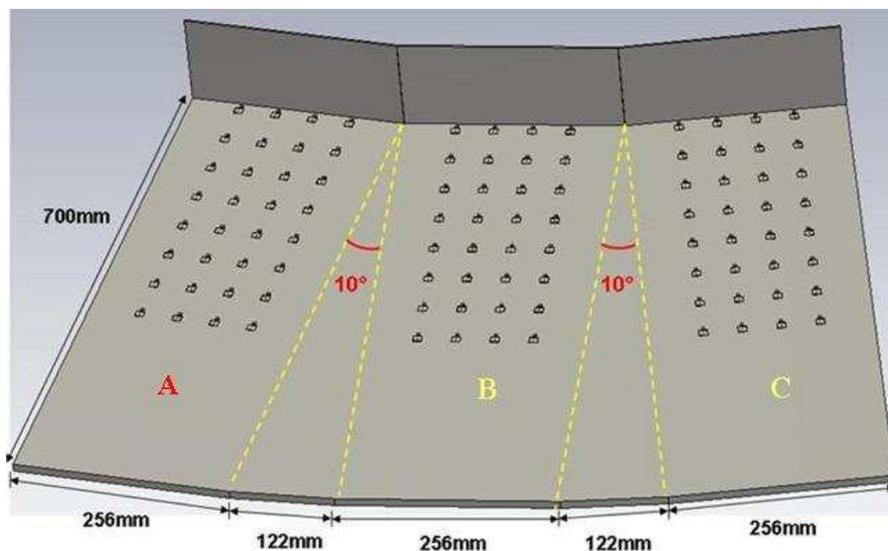


Figure 22 : Système à 3 réseaux de 32 fil-plaques

La cartographie en amplitude du champ E_z à 5.6 GHz est illustrée sur la figure 23. Le champ créé par la source active, malgré son évanescence suivant le plan horizontal, atteint les sources inactives adjacentes et leur cède une partie de l'énergie apportée. L'asymétrie de la distribution de champs, à cause de la diffraction par les arêtes, est également notable

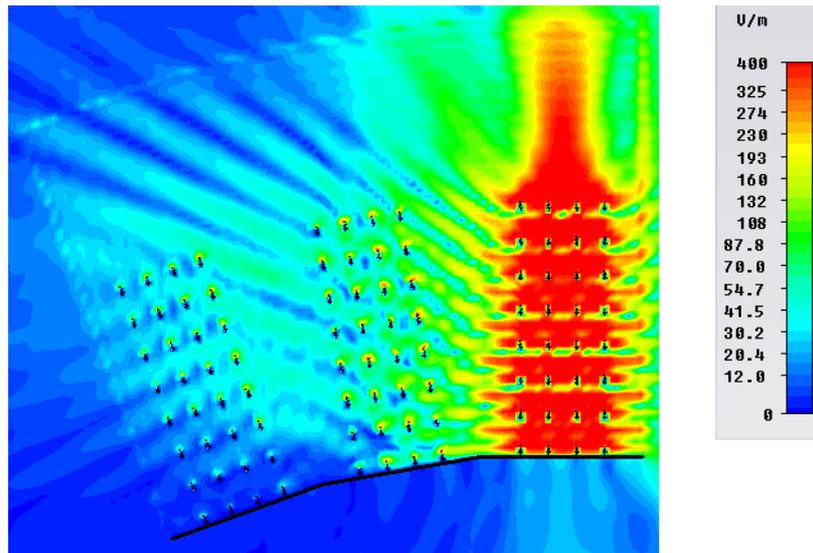


Figure 23 : Cartographie du champ E_z à 5,6GHz en amplitude

Les diagrammes de rayonnement exprimés en gain du secteur A à 5.6 GHz sont comparés à ceux obtenus avec l'antenne élémentaire sur la figure 24 pour le plan azimutal (en fonction de φ pour $\theta = 76^\circ$) et sur la figure 25 pour le plan d'élévation.

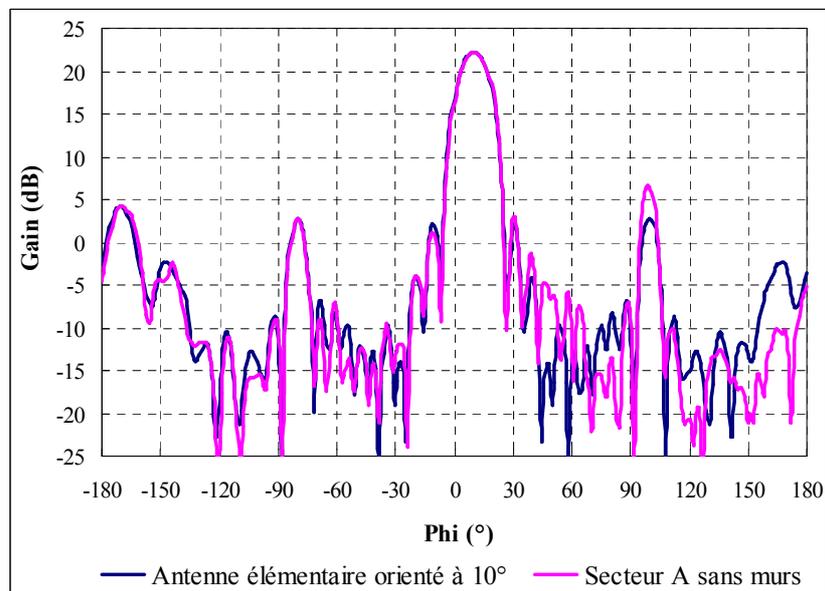


Figure 24 : Comparaison à 5,6 GHz des diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal $\theta = 76^\circ$

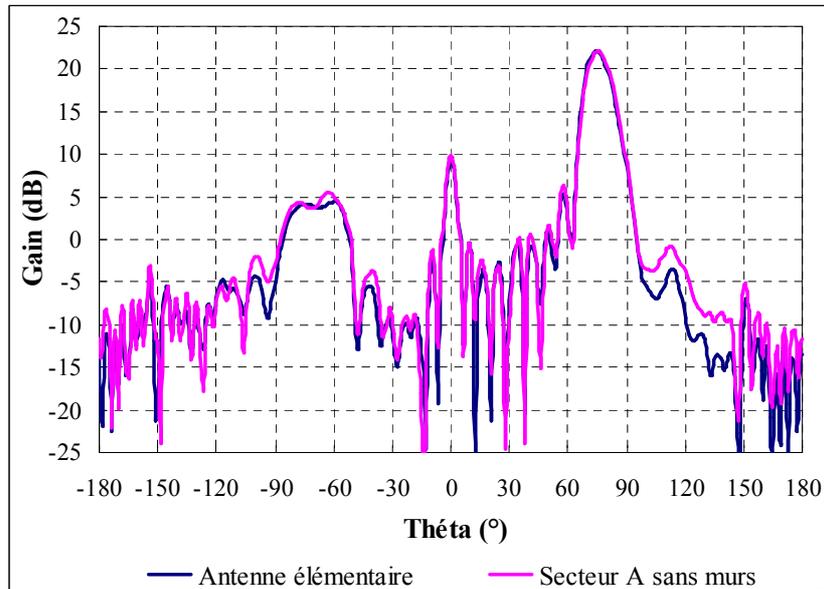


Figure 25 : Comparaison à 5,6 GHz des diagrammes de rayonnement dans le plan d'élevation $\varphi = 0^\circ$

Nous pouvons noter une très légère modification des diagrammes de rayonnements qui se caractérise par une remontée de 4 dB des lobes secondaires dans le plan azimutal pour $\varphi = 102^\circ$. Dans le plan vertical, les résultats sont quasi conformes et le dépointage de 14° dû à la diffraction des arêtes du plan de masse est toujours visible. Par conséquent, la perturbation engendrée par la présence des secteurs B et C n'est pas remarquable sur les performances en rayonnement à 5.6 GHz. Par contre, les effets sur les paramètres F sont moins négligeables comme cela est montré sur la figure 26.

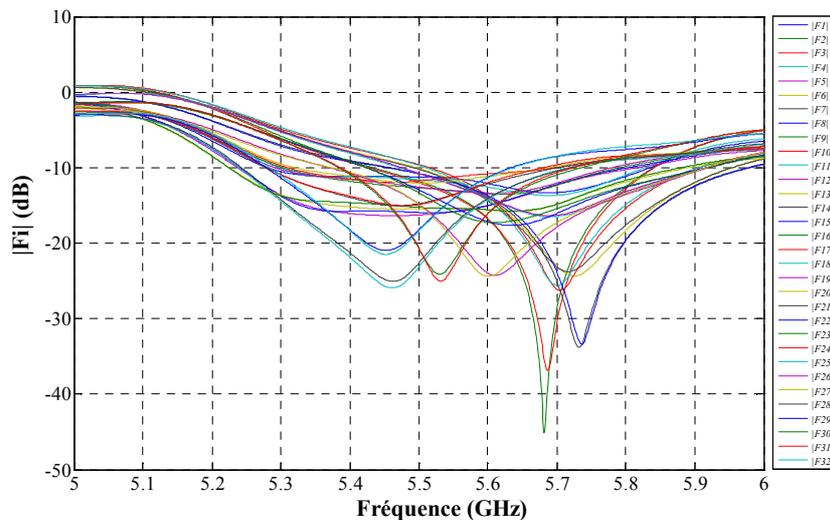


Figure 26 : Paramètres F du secteur B

En effet, nous pouvons noter une désadaptation de certains accès sur la bande 5.47 GHz – 5.725 GHz avec des modules qui ne peuvent pas atteindre un niveau de -10 dB. Au-delà des pertes engendrées, la désadaptation de certains accès entraîne un problème plus pénalisant qui se traduit tout d’abord, par une forte variation de niveau entre les différents paramètres F. Ceci entraînera un fort déséquilibre en amplitude des poids délivrés à l’antenne lorsque celle-ci sera connectée au circuit de distribution.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] NEMMAN.P “In search of the all-IP mobile network” Communications Magazine, IEEE, Issue date: Dec. 2004 Volume: 42 Issue :12, on page(s): S3 - S8
- [2] D. Sabattier, “Première commerciale : Internet à bord du train !”, Magazine SVM, no. 274, Octobre 2008.
- [3] M. de Saint-Seine, “TGV s’essaie au Wi-Fi par satellite sur le réseau EST”, Journal JDN, 2008.
- [4] M. Lamelot, “Internet dans le TGV : comment ça marche”, URL : <http://www.presence-pc.com/tests/TGV-Internet-22741>, Décembre 2007.
- [5] P. Muhlethaler, “802.11 et les réseaux sans fil”, Eyrolles, 2002
- [6] D. Tse, P. Viswanath, “Fundamentals of Wireless Communication”, Cambridge University Press, 2005.
- [7] J.D. Gibson, “The Mobile Communications Handbook”, 2nd edition, CRC Press, 1998.
- [8] G.L. Stuber, “Principles of Mobile Communication”, 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [9] M. Schwartz, “Mobile Wireless Communications”, Cambridge University Press, December 2004.
- [10] WiMAX Forum, URL : <http://wimaxforum.org>.
- [11] K. Kahn, “Evolution of WiMAX Beyond Fixed Access Networks”, Intel Corporation, 2005.
- [12] “Maximizing the Wireless Network Evolution with WiMAX”, White Paper, Motorola Inc. 2007.
- [13] Wikipedia, URL: [http://www.wikipedia.org/wiki/wi-fi_\(protocole_de_communication\)](http://www.wikipedia.org/wiki/wi-fi_(protocole_de_communication))
- [14] Dina SERHAL, “Radiocommunication avec les véhicules terrestres par antennes sectorielles grand gain. Application aux liaisons haut débit avec les trains” Thèse de doctorat N°56-2009, U.E.R. des Sciences, Université de limoges, Octobre 2009
- [15] “RF Spectrum Utilization in WiMAX”, White Paper, Fujitsu Microelectronics America, Inc., November 2004.
- [16] Décision N° 05-1080 de l’ARCEP, décembre 2005, URL: http://www.arcep.fr/uploads/tx_gsavis/05-1080.pdf.

- [17] “IEEE Standards Interpretation for IEEE Std 802.16-2004”, URL: <http://standards.ieee.org/reading/ieee/interp/802.16.html>.
- [18] L. Boithias, “Propagation des ondes radioélectriques dans l’environnement terrestre”, Dunod, Paris, 1984.
- [19] M.A. Weissberger, “An initial critical summary of models for predicting the attenuation of radio waves by trees”, ESD-TR-81-101, EMC Analysis Center, Anapolis, MD, USA, 1982.
- [20] Littérature de mesure d’atténuation de végétation
- [21] Woosung Lee, Jaeheung Kim, Choon Sik Cho, Young Joong Yoon, “Beamforming Lens Antenna on a High Resistivity Silicon Wafer for 60 GHz WPAN” Antenna and propagation, IEEE, Page(s):706-713 Volume: 58 Issue: 3 Date: March 2010
- [22] Venkataraman, S.T, Kosta, S.P, Lakshmeesha, V.K, Mathur, R.S, “Use of spacecraft parabolic antenna reflector for obtaining electrical power”, Aerospace and electronic systems, IEEE, Volume: AES-14, Issue:1, Page(s): 209 - 213 , Publication Year: 1978
- [23] Lee, R.T, Smith, G.S, “A study of basic TEM horn antenna”, Antenna and propagation magazine, IEEE, Volume: 46, Issue:1 , Page(s): 86 - 92, Publication Year: 2004
- [24] Jamnejad, V, Hoorfar, A, Jet Propulsion Lab, California Inst. of Technol., Pasadena, CA, USA, “Design of corrugated horn antennas by evolutionary optimization techniques”, Antenna and Wireless Propagation letters, IEEE, Volume:3, On page(s): 276 – 279, 2004
- [25] P. Kittara, G. Yassin, S. Withington, and H. Smith, “A Pickett–Potter horn-reflector antenna for submillimeter-wave applications,” in Proc. 11th Int. Space Terahertz Technology Symp., May 2002, pp. 598–606.
- [26] E. Pointereau, “Etude d’antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimuth”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [27] Guerin, N, Enoch, S, Tayeb, G, Sabouroux, P, Vincent, P, Legay, H, “A metallic Fabry-perot directive antenna”, Antenna and Propagation, IEEE, Volume: 54, Issue: 1, Page(s): 220 - 224, 2006
- [28] Weily, A.R, Bird, T.S, Guo, Y.J, “A reconfigurable High-Gain Partially Reflecting Surface antenna” Volume: 56, Issue: 11, Page(s): 3382 – 3390, 2008
- [29] P. Strickland, F. Bacchus, “Microstrip base station antennas for cellular communications”, 41st IEEE Vehicular Technology Conference, St. Louis, USA, pp. 166-171, 1991.

-
- [30] J. Christ, M. Munk, H. Tell, U. Oehler, "Technology Concepts For Sector Antennas Used In Point-To-Multipoint Access", EuCAP, Nice, France, November 2006.
- [31] Antenne Yagi, URL: <http://fr.wikipedia.org/wiki/Yagi>
- [32] Antenne Yagi-Uda, <http://www.yagi-uda.com>
- [33] Nikolic, N, Weily, A.R, "Printed quasi-Yagi antenna with folded dipole driver", Antennas and Propagation Society International Symposium, On page(s): 1 – 4 Location: Charleston,SC ISSN : 1522-3965, June 2009
- [34] Antenne log-périodique, URL : http://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_log-p%C3%A9riodique
- [35] L. LIM, "Electrically Small, High gain, Multi-bands antennas using compact yagi and Artificial Magnetic Conductor Ground Plane", Hawaii center for advanced communications
- [36] K. FUJIMOTO, A. HENDERSON, K. HIRASAWA, J.R. JAMES, "Small Antenna", England: Resarch studies press, distributed by Wiley and Sons, Pages: 116-127, 1988
- [37] K. FUJIMOTO, J.R. JAMES, "Mobile antenna systems handbook", second edition, Artech house antennas and propagation library, page: 639, 2000
- [38] C.S. LEE, K.H. TSENG, "Size reduction of microstrip antennas", Electronic Letters, October 2001, Vol.37, N° 21
- [39] M. SANAD "Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas" IEEE Antennas and Propagation Symposium, Seattle, Washington, USA, 1994, Vol. 2, pp. 797.
- [40] Y. Okano, K. Cho, "Monopole antenna array arrangement for card-type mobile terminal", Radio and wireless conference, 2004, pages: 415-418
- [41] Y. Yoon, Bo Pan, J. Papapolymerou, M. M. Tentzeris and M. G. Allen "A Vertical W-band Surface-Micromachined Yagi-Uda Antenna" Eletronics letters, 24 July 2003, Volume: 39, Pages: 1096-1098
- [42] M. R. Kamarudin, P. S. Hall, F. Colombel and M. Himdi "Switchable Disk-Loaded Monopole Antenna Array with CPW Feeding System", Antennas and Propagations IEEE, 1997, Pages: 1024-1026
- [43] D. KIM, M. KIM, H. XIN, J. HACKER, "2GHz electromagnetic crystal reflector antenna" Eletronics letters, 24 July 2003, Volume: 39, Pages: 1096-1098

- [44] Dragoslav Dobričić, YU1AW, “Pillbox antenna for 5.6GHz Band”, *antenneX Issue No. 156 – April 2010*
- [45] T. MARUYAMA, T. FURUNO, Y. ODA, “Analysis and design of metamaterial reflectarray using combination of multilayer mushroom structure”, *Antenna and Propagations society*, 2010, Pages: 1-4
- [46] T. MARUYAMA, K. UHERA, K. KAGOSHIMA, “Rigorous analysis of a multi-sector monopole Yagi antenna with metallic fins” *Antenna and Propagations*, 1996, Volume: 152, Pages: 347-352
- [47] C. DELAVEAUD, P. LEVEQUE, B. JECKO “New kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna”, *Electronics Letters*, January 1994, Vol. 30, N° 1, pp. 1-2.
- [48] B. Jecko, C. Decroze, “The monopolar wire patch antenna concept”, *Antennas and Propagation*, 2007. *EuCAP 2007*, Volume: 4, Page(s): 1 – 5
- [49] C. Decroze, G. Villemaud, F. Torres, B. Jecko, “Single feed dual mode wire patch antenna”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002. *IEEE*, Page(s): 22 - 25 vol.1
- [50] D.H. SCHAUBERT, F.G. FARRAR, A. SINDORIS, S.T. HAYES “Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity”, *I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 29, n°1, January 1981,pp. 118-123.
- [51] M. SANAD, “Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas”, *Proc. of I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium*, Seattle, Washington, USA, 1994, Vol. 2, pp. 794-797.
- [52] P. Pinho, J.F Rocha Pereira, “Design of a PIFA antenna using FDTD and genetic algorithms”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, *IEEE*, Volume: 4, Publication Year: 2001 , Page(s): 700 - 703 vol.4
- [53] Zhan Li; Y. Rahmat-Samii, “Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs”, *Antennas and Propagation*, *IEEE Transactions*, Volume: 53, Publication Year: 2005, Page(s): 1770 – 1778
- [54] Young-Jun Cho, Soon-Ho Hwang, Ishida, O, Seong-Ook Park, “Dual-band internal antenna of PIFA type for mobile handsets and the effect of the handset case and battery”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, *IEEE* , Volume: 1A, publication Year: 2005 , Page(s): 487 - 490
- [55] C. DELAVEUD, “Etude d’une nouvelle classe d’antenne imprimée a rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 1996, page 92-106

- [56] Y.T.LO, S.W LEE, “Microstrip antenna”, Antenna handbook, theory, applications and design, Van Norstrand Reinhold company, New York USA,1988, page 27
- [57] Nakano, H., Soga, H., “Realization of wideband characteristics for a spiral antenna backed by a conducting plane reflector”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1989. AP-S. Digest , vol.3, Page(s): 1312 - 1315
- [58] B. Houshmand , S.W Lee, Y. Rahmat-Samii, P.T Lam, P.T, “Analysis of near-field cassegrain reflector: plane wave vs. element by element approach” Antennas and Propagation Society International Symposium, 1988. vol.1, Page(s): 124 - 127
- [59] W. Watson, “The field distribution in the focal plane of a paraboloidal reflector”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, Volume: 12, Publication Year: 1964, Page(s):561-569
- [60] M. Thévenot, A. Reineix, B. Jecko, “F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structures”, IOP Publishing Ltd, 1999.
- [61] M.S. Denis, “Contribution à l’étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaine des antennes imprimées”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1998
- [62] W. Wu, A. Lai, C. W Kuo, K.M Leong, T. Itoh, “Efficient FDTD method for analysis of mushroom-structure based left-handed materials”, Microwaves, Antennas & Propagation, IET, Volume : 1, On page(s): 100 – 107
- [63] A. Kwan, J.M. Dudley, E. Lantz, “Who really discovered Snell’s law?” Physics World15 (2002) Pages: 64-68.
- [64] James Clerk Maxwell, “Traité d’Electricité et de Magnétisme”, Gauthier Villars, tomeI- tomeII. Réédité par Jacques Gabay, 1989, ISBN 287647- 045-4
- [65] G.L. James, “Geometrical theory of diffraction for electromagnetic waves”, PETER EREGRINUS-1976
- [66] R.K. Luneberg, “Mathematical Theory of Optics”, Providence, RI :Brown Univ. Press, 1944
- [67] M. Kline, “An asymptotic solution of Maxwell’s equation”, Comm Pure Appl. Math., Vol. 2, No: 2-3, Pages: 225-263
- [68] J. Keller, “Geometrical theory of Diffraction”, JOSA, Vol: 52, Feb 1949
- [69] R.G Kouyoumjian, P.H Pathak, “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conduction surface”

- [70] N.N AJZENBERG, D. BUTAKOV, T.EH KRENKEL, YA.G KHARBASH, “Fonction de Fresnel et transformation de Fresnel pour des transformations linéaires non dégénérées Fresnel functions and Fresnel conversions for linear non-degenerated conversions”, Radioteknika i elektronika, Vol : 29, N° 4, Pages : 698-704, 1984
- [71] R. Luebbers, "Propagation Prediction for Hilly Terrain Using GTD Wedge Diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol:32, No 9, pp. 951–955, September 1984
- [72] R.G KOUYUMJIAN, P.H. PATHAK, “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface”, Proc IEEE, Vol: 62, Pages; 66-76, 1985
- [73] Patrick VAUDON “Contribution à l’étude de la théorie géométrique de la diffraction. Application à la conception et à l’optimisation d’une base de mesures d’antennes.” Thèse doctorale, Université de Limoges, 1991
- [74] E.L. Lehmann, G. Casella, “Theory of point estimation (2nd edition)”, 1998
- [75] Réseau d’antennes, URL: http://fr.wikipedia.org/wiki/reseau_d'antennes
- [76] P. VAUDON, “Réseau d’antennes”, Cours de master recherche de l’Université de Limoges
- [77] B. JECKO, Cours de 2^{ème} année de l’ENSIL
- [78] D. Pozar, Microwave Engineering, John and Wiley Sons, second edition, 1998
- [79] J. Fisk, “Microstrip Transmission Line”, Ham Radio, Jan 1978
- [80] HUBREGT J. VISSER, “Array and Phased Array Antenna Basics”, 2005, Pages: 150-173

**CONCEPTION, CARACTERISATION ET REALISATION DE
RESEAUX D'ANTENNES FIL-PLAQUE
APPLICATION A LA REALISATION D'ANTENNES POUR
TERMINAUX WIMAX MONTES DANS LES TRAINS**

Résumé:

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre du développement des communications terrestres avec les véhicules mobiles. Dans ce domaine en plein expansion, nous avons conçu les antennes à intégrer sur le toit du train de manière à optimiser la communication WIMAX avec les stations de base pour le projet THDT (Très Hauts Débits dans les Trains) en partenariat avec la région du Limousin et d'autres partenaires industriels. Le but de ce projet est de fournir du très haut débit dans les trains de la région en utilisant une liaison de type WiMAX mobile entre la station de base et le train. Les antennes proposées sont les réseaux d'antennes fil-plaques à fort gain. Elles répondent aux cahiers des charges particuliers que nous avons élaborés à partir des études sur le bilan de liaison et les contraintes d'environnement du train.

**DESIGN, CHARACTERIZATION AND REALIZATION OF WIRE-
PATCH ANTENNA ARRAYS
APPLICATION TO THE REALIZATION OF ANTENNAS OF WIMAX
TERMINALS IN TRAINS**

Abstract:

This Ph.D thesis takes place in the development of land communications with mobile vehicles. In this expanding field, we have designed the antennas to integrate on the roof of the train so as to optimize communication WIMAX with the base stations for the project VHDT (Very High Data-rates in Trains) in partnership with the region of Limousin and other industrial partners. The aim of this project is to provide high data rates in the trains in this region using a mobile WiMAX link between the base station and train. The proposed antennas are the high gain wire-patch arrays. They are designed to fulfill some particular requirements that we have developed from the studies in the link balance and environmental constraints of the train.

Discipline: Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Mots clés:

Antenne fort gain	WiMAX mobile
Antenne fil-plaque	Plan réflecteur
Diffraction	Yagi
Facteur de réseau	Antenne multifaisceaux

Adresse du laboratoire: XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas - 87060 Limoges