



HAL
open science

Nouvelles architectures d'antennes à éléments parasites pour la polarisation circulaire : Application à la conception d'une antenne en bande X pour nanosatellite

Jamil Fouany

► To cite this version:

Jamil Fouany. Nouvelles architectures d'antennes à éléments parasites pour la polarisation circulaire : Application à la conception d'une antenne en bande X pour nanosatellite. Electronique. Université de Limoges, 2015. Français. NNT : 2015LIMO0125 . tel-01358007

HAL Id: tel-01358007

<https://theses.hal.science/tel-01358007>

Submitted on 30 Aug 2016

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

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

UNIVERSITE DE LIMOGES

ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année 2015

THESE

pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

Présentée et soutenue le 10 décembre 2015 par

Jamil FOUANY

Nouvelles architectures d'antennes à éléments parasites pour la polarisation circulaire. Application à la conception d'une antenne en bande X pour nanosatellite

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE, encadrée par Monsieur Marc THEVENOT

JURY :

Président

Monsieur Stéphane BILA

Chargé de recherche CNRS

Rapporteurs

Monsieur Raphaël GILLARD

Professeur, INSA de Rennes

Monsieur Robert STARAJ

Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

Examineurs

Monsieur Kevin ELIS

Docteur / Ingénieur antennes, CNES Toulouse

Monsieur Thierry MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges

Monsieur Marc THEVENOT

Chargé de recherche CNRS

Monsieur Anthony BELLION

Docteur / Ingénieur antennes, CNES Toulouse

Monsieur Luc DUCHESNE

Responsable R&D, MVG SATIMO industries

Dédicace

***A celle qui a attendu avec impatience les fruits
de sa bonne éducation ...***

À MA MÈRE

***A celui qui m'a indiqué la bonne voie en me
rappelant que la volonté fait toujours les
grands hommes ...***

À MON PÈRE

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué à l'Université de Limoges – Faculté des Sciences et Techniques – au sein du laboratoire XLIM dans le département OSA (Ondes et Systèmes Associés), dirigé par Mr Alain REINEIX.

J'adresse tout d'abord tous mes remerciements à Monsieur **Thierry MONEDIERE**, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche, pour avoir assuré la direction de cette thèse et aussi pour la confiance qu'il m'a accordée.

Mes mots seront insuffisants pour remercier Monsieur **Marc THEVENOT**, chargé de recherche au CNRS pour son soutien moral, ces remarques très pertinentes ainsi que pour les échanges qui ont enrichi mes connaissances en électromagnétisme, je le remercie aussi pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée pendant ces trois années. Je me laisse cacher mes meilleurs remerciements dans trois points de suspension...

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur **Stéphane BILA**, chargé de recherche au CNRS– laboratoire XLIM, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également toute reconnaissance à Monsieur **Robert STARAJ**, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis et Monsieur **Raphaël GILLARD**, Professeur à l'Université de Rennes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'être rapporteurs de ce mémoire.

Je remercie très sincèrement Monsieur **Kevin ELIS**, Ingénieur antennes au CNES à Toulouse, Monsieur **Anthony BELLION**, Ingénieur antennes au CNES et Monsieur **Luc DUCHESNE**, responsable R&D de la société MVG SATIMO industrie pour avoir accepté de faire partie de ce jury de thèse.

Je tiens à remercier vivement Monsieur **Eric ARNAUD**, Ingénieur d'études au CNRS, pour ses conseils techniques pour les réalisations et pour avoir bloqué son emploi du temps beaucoup de fois pour effectuer les différentes fabrications et mesures des prototypes d'antennes. Un grand merci également à Monsieur **Nicolas CHEVALIER**, ingénieur du CRT

CISTEME, pour les diverses réalisations de prototypes et sa disponibilité en ce qui concerne les ressources informatiques.

Je remercie également Monsieur **François TORRES**, chargé de recherche au CNRS, pour ses coups de mains dans la réalisation des prototypes antennaires.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à Madame **Patricia LEROY**, secrétaire du département OSA, pour sa grande disponibilité, sa patience hors norme, sa bonne humeur et son soutien moral durant toute cette thèse.

Mes pensées se tournent vers l'ensemble du personnel du labo et mes collègues avec qui j'ai partagé des bons moments : Moctar, Miguel, Thomas, Régis, Sébastien, Sylvain, Cyrille, ainsi que tous ceux et celles que j'ai oublié de citer.

Je tiens à remercier particulièrement ceux qui ont partagé avec moi le bureau : **Ali Seblini, Amel, Rammal** pour leur infini soutien pendant la période de rédaction. Je tiens également à associer mes remerciements à **Aymen Oueslati** le beau gosse tunisien (*mch 3aref ma3 min 3am t7ki*), qui m'a soutenu durant cette thèse et qui m'a fait confiance tout le temps, je lui souhaite une très bonne continuation dans sa vie.

Je remercie aussi toute la communauté libanaise de Limoges, je cite Tarek, Rami, Majed, Oussama, Malak, Rim, Fatima, Ola, Maha pour leur bonne humeur et leur gentillesse. La liste est encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils méritent tous. De plus, je passe quelques mots à des personnes particulières. Je commencerai par **Ragheb hijazi**, l'ami fidèle qui a porté pour moi tout le temps la bonne intension et je le remercie à tous ses sacrifices. Je n'oublie pas **Karim yazbek** pour son soutien moral et pour ses motivations, je lui souhaite une très bonne continuation dans sa thèse et dans sa vie. Je n'oublie pas **Ali AKIL (2abousso)** la plus simple personne que j'ai rencontré en France, je lui souhaite une très bonne continuation à l'ENSIL.

Une thèse ne saurait être réduite à son aspect scientifique. Ce sont aussi des années de vie, au long desquelles l'amitié fut pour moi un carburant indispensable. De ce point de vue, je voudrais exprimer du fond du cœur mon immense joie de pouvoir compter sur mon frère **Jamal Rammal** qui m'a aidé et m'a supporté à traverser la thèse sans trop de séquelles. Merci pour ton aide, ta disponibilité et tes conseils. Je remercie **Mohammad ISSA** pour son déplacement de Toulouse vers Limoges pour participer à ma soutenance.

Pour finir, je tiens vivement à remercier tous les membres de ma famille pour leur soutien moral qui n'a pas de limite, pour m'avoir toujours poussé à la réussite dans toutes les situations dans ma vie. Je leur souhaite toujours le meilleur.

Introduction générale.....	1
Chapitre I. Antennes à éléments parasites : Architectures et fonctionnalités.....	5
I. Introduction	7
II. Etat de l’art sur les antennes à éléments parasites.....	8
II.1 Principe de fonctionnement	8
II.2 Les Architectures d’antennes à éléments parasites	10
II.2.1 AEP de type dipôles	10
II.2.2 AEP de type monopoles	12
II.2.3 AEP de type patch	13
II.2.4 AEP de type spirale	14
II.3 Fonctionnalisation des antennes à éléments parasites.....	15
II.3.1 AEP à polarisation circulaire.....	15
II.3.2 AEP reconfigurable	22
II.3.3 Autre fonctionnalité des AEP	26
II.4 Bilan sur l’évolution des antennes à éléments parasites	30
II.5 Les acquis du laboratoire au commencement de la thèse	31
III. Présentation du sujet.....	34
Chapitre II. Synthèse d’antennes à éléments parasites à polarisation circulaire	35
Introduction	37
I Objectifs et prérequis	37
II Ecriture du problème	38
II.1 Plateforme numérique	40
III Recherche d’un concept d’antenne YAGI à bande élargie en polarisation circulaire..	41
III.1 Etude préliminaire : caractéristique et performances de la spirale logarithmique	42
III.1.1 Règles de conception	42
III.1.2 Optimisation d’une antenne spirale logarithmique à 2.45 GHz.....	45
III.1.3 Association d’une spirale logarithmique avec un réflecteur plan.....	48
III.2 Mise en œuvre de l’antenne YAGI à polarisation circulaire	50
III.2.1 Analyse critique et constat	51
III.2.2 Architecture retenue pour l’antenne à éléments parasites-première synthèse	52
III.2.3 Finalisation du concept – seconde synthèse.....	58
III.2.4 Mise en œuvre d’un prototype	61
III.3 Validation expérimentale	67
IV Conclusion.....	73

Chapitre III. Conception d'une antenne Bande –X à polarisation circulaire et isoflux pour des applications Nano-Satellite	75
I Contexte de l'étude.....	77
I.1 Les Nano-Satellites	77
I.2 Présentation des objectifs de la R&T	79
I.2.1 Cahier des charges.....	79
I.2.2 Pertinence du problème à résoudre	81
I.2.3 Répartition des tâches entre les partenaires.....	83
II Optimisation d'une architecture d'antenne à éléments parasites	84
II.1 Optimisation de la face avant de l'antenne à éléments parasites	85
II.1.1 Dimensions du patch	85
II.1.2 Synthèse des charges à connecter sur chaque élément et validation numérique	87
II.1.3 Vérification du calcul par CST-MWS	90
II.1.4 Performances de l'antenne encastrée dans une plateforme 3U	92
II.1.5 Optimisation de la face avant de l'antenne à éléments parasites partiellement encastrée dans une plateforme Nanosat 3U	94
II.1.6 Réalisation des fonctions réactives par des modifications géométriques des dipôles	97
II.1.7 Performances de l'antenne encastrée dans une plateforme 6U	101
II.2 Conception du circuit d'excitation.....	103
II.2.1 Optimisation des impédances d'entrée du patch	104
II.2.2 Optimisation d'un circuit de distribution compact à excitation séquentielle	115
II.3 Co-simulation du circuit et de l'antenne	125
III Conclusion.....	129
Chapitre IV. Prototypage et mesure de l'antenne à éléments parasites pour Nano-satellites	131
Introduction	133
I Finalisation du circuit : optimisations des terminaisons et de la connectique.....	134
I.1 Optimisation des terminaisons 50Ω	134
I.2 Conception d'une connectique	135
I.3 Performance du circuit complet	137
I.4 Co-simulation du circuit et de l'antenne	139
I.4.1 Schéma de chainage	139
I.4.2 Identification numérique de la répartition des pertes	143
II Prototypage et finalisation de l'antenne	147

II.1	Prototypage	147
II.1.1	Sensibilité des propriétés du patch à la permittivité du substrat.....	147
II.1.2	Sensibilité des performances du circuit à la permittivité du substrat	149
II.1.3	Définition de l'ensemble des véhicules de test qui sont prototypés	151
II.2	Fabrication et assemblage des différents composants de l'antenne.....	154
II.2.1	Fabrication des différents circuits.....	154
II.2.2	Assemblage des différents composants de l'antenne.....	155
III	Mesure des prototypes.....	157
III.1	Mesure au laboratoire XLIM	157
	Paramètre S	158
	Diagramme de rayonnement	159
III.2	Mesure dans la base SATIMO	163
IV	Conclusion.....	172
	Conclusion générale	175
	Bibliographie	178
	ANNEXES	187
Annexe I	Etude préliminaire sur la conception des antennes réseau à diagramme isoflux	190
Annexe II	Effet des corrugations sur le rayonnement du patch et justification des dimensions	194
Annexe III	Définition d'un critère de maillage spécifique	200
Annexe IV	Méthodologie pour l'association des coupleurs	210
Annexe V	Validation du circuit par CST-MWS.....	214

Introduction générale

Les nouveaux schémas de développements économiques et culturels de nos sociétés modernes reposent en grande partie sur les capacités des nouvelles technologies de transport et de traitement de l'information. Hier le GSM et l'internet, l'ADSL et le Wifi, aujourd'hui la fibre et la 4G et demain..., la 5G et bien d'autres progrès que notre imagination n'a pas encore conceptualisé. Le formidable essor de ces technologies du numérique se traduit par des bouleversements sociétaux : le « e-commerce » se substitue petit à petit aux commerces traditionnels ; le courrier, la publicité, les banques et les médias tendent à se dématérialiser tout comme la culture, l'éducation ou encore les services de nos administrations. On pourrait encore énumérer beaucoup de domaines aussi différents que la chirurgie, l'industrie ou encore le tourisme qui voient leurs pratiques changées par les technologies de l'information et de la communication. Notre appétit de consommation de services numériques, de vidéo et de culture à la demande semble insatiable. Tous ces changements et toutes ces aspirations sont (et seront) supportés par les capacités des réseaux de communication à échanger des volumes de données toujours plus gros, toujours plus vite. Cette constante course aux débits concerne aussi bien les réseaux dits câblés que les chaînes de communication des systèmes nomades.

Ces derniers utilisent des liens radios qui les rendent tributaires des ressources allouées par les autorités de régulation du spectre électromagnétique. Ainsi l'augmentation des capacités de ces réseaux devra se faire par une montée en fréquence et un maillage densifié des zones de couverture pour diffuser les services. Pour les futurs réseaux 5G par exemple, les antennes se placent au centre des préoccupations des architectes du réseau car elles jouent un rôle majeur. Les débits étant conditionnés par le gain des antennes, celles-ci devront réaliser des faisceaux directs, avoir des fortes efficacités de rayonnement, être facilement intégrables dans les équipements et avoir des temps de développements courts et pourquoi pas être adaptatives c'est-à-dire capables de moduler leur diagramme pour s'adapter à la charge du réseau et au canal de propagation. Les innovations à venir seront probablement à la fois technologiques pour accompagner la montée en fréquence et conceptuelles pour concilier les exigences de performances et d'intégration.

Depuis quelques années le laboratoire Xlim a remis au jour les concepts d'antennes à éléments parasites (AEP) et nous investiguons les potentialités de ces concepts par le développement de méthodes et d'outils de synthèses. Ces travaux sont destinés à permettre d'imaginer de façon rationnelle des nouvelles structures antennaires répondant à des objectifs fonctionnels précis et complexes. Les richesses des AEP sont la simplicité des structures et la très grande liberté sur les formes, le nombre et la distribution des éléments parasites dans l'espace. Tous ces éléments parasites et leur organisation sont vus comme autant de degrés de libertés qui peuvent être utilisés pour résoudre des objectifs de rayonnements en tenant compte de contraintes d'intégration. Elles ont généralement la particularité d'offrir de très bonnes efficacités de rayonnement. Ces concepts ont été validés dans une première thèse soutenue au laboratoire en 2013 [intro-1]. Une seconde thèse qui sera soutenue en 2015 [intro-2] démontre l'intérêt des éléments parasites pour concevoir des réseaux « hybrides » agiles, à mi-chemin entre les réseaux lacunaires et les AEP.

Dans le travail rapporté dans notre manuscrit nous allons montrer que les concepts d'antennes à éléments parasites vont pouvoir permettre d'aider à la conception d'antennes à polarisation circulaire. Ce travail constitue une étape supplémentaire dans le développement des méthodes de synthèse pour les AEP.

Le manuscrit s'organise en 4 chapitres :

Le premier chapitre présente nos recherches bibliographiques sur les antennes à éléments parasites et les manières dont leurs conceptions sont abordées dans la littérature. Ces recherches permettent d'évaluer le positionnement de ces familles d'antennes et le niveau d'exigence de performances pour lesquelles elles sont utilisées. Il permet également de positionner notre travail.

Le deuxième chapitre met en œuvre les méthodes de synthèse pour concevoir une antenne à polarisation circulaire directive associant une spirale logarithmique avec des éléments parasites. Par cette conception, il s'agit ici de réaliser la démonstration que la synthèse d'un diagramme de rayonnement en polarisation circulaire par une antenne à éléments parasites est maîtrisée. La mise en œuvre d'un prototype permettra de conclure de l'efficacité de la stratégie.

Les chapitres trois et quatre mettent en application les concepts AEP pour imaginer une antenne bande X embarquée sur Nano-Satellite. Cette antenne est destinée à remplacer les antennes UHF/VHF sur des plateformes de type Cube-Sat pour augmenter les débits de la liaison. Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une action de R&T contractée par le Centre National d'Etudes Spatiales et pour laquelle Xlim et Satimo se sont associés comme partenaires.

Après avoir précisé le contexte de l'étude et le cahier des charges, le chapitre trois pose le concept d'une antenne à éléments parasites compacte en bande X et à polarisation circulaire et à rayonnement isoflux. Cette antenne a pu être optimisée grâce aux techniques de synthèse développées au laboratoire. La complexité du défi tient dans la contrainte d'intégration sur la plateforme qui s'est avérée difficilement conciliable avec les exigences de performances. L'utilisation d'éléments parasites a fourni les degrés de libertés qui ont permis d'optimiser le taux d'ellipticité dans l'ouverture du diagramme isoflux. Une partie délicate du travail d'optimisation a porté sur la conception d'un circuit d'alimentation compact gravé sur la face arrière de l'antenne. L'antenne connectée à son circuit d'alimentation a pu être simulée pour évaluer les performances théoriques.

Le chapitre quatre décrit les solutions techniques qui ont été choisies pour prototyper l'antenne conçue au chapitre trois. Plusieurs conceptions ont été déclinées pour tenir compte des impondérables dispersions de fabrication liées aux permittivités des substrats et à la précision de gravure des pistes du circuit. L'antenne a été fabriquée et mesurée par Xlim et par Satimo. Les résultats des mesures sont comparés aux performances théoriques de l'antenne.

Finalement, nous concluons sur les principaux résultats obtenus pendant la thèse et sur l'intérêt des développements.

Bibliographie

[intro-1].F. FEZAI, “Synthèse d’architectures d’antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux – application au projet Remote Wake Up (RWU),”Dec 2013.

[intro-2].A. OUESLATI, “Nouveau concept simplifié d’antennes reconfigurables utilisant les couplages inter-éléments – Mise en œuvre d’un réseau hybride,” a soutenir en Dec 2015

Chapitre I. Antennes à éléments parasites :

Architectures et fonctionnalités

I. Introduction

Une antenne à éléments parasites ressemble à une antenne réseau car elle est formée de plusieurs éléments rayonnants ou motifs élémentaires (patch, monopole,...). A la différence d'une antenne réseau qui nécessite d'exciter tous les éléments par un circuit de distribution ou par des circuits actifs associés tel que des amplificateurs, des déphaseurs et des circulateurs une antenne à éléments parasites ne présente qu'un seul élément alimenté et les autres sont excités par couplage. Les motifs non alimentés (éléments parasites) doivent permettre de perturber suffisamment le rayonnement de l'élément actif pour agir intelligemment sur le rayonnement global de la structure. Ces éléments parasites sont considérés comme des degrés de liberté pour adresser un objectif de rayonnement spécifié. Le principe de fonctionnement de ce type d'antenne est basé sur une bonne connaissance des couplages électromagnétiques.

A cet égard, nous allons donc dresser dans ce chapitre un état de l'art sur les antennes à éléments parasites. Ce chapitre est divisé en deux parties. La première partie s'intéresse aux architectures d'antennes à éléments parasites destinées à atteindre les performances d'une antenne Yagi (directive à polarisation linéaire). Dans la deuxième partie nous nous intéressons aux architectures permettant de générer la polarisation circulaire sur des bandes passantes élargies. Puis nous donnerons quelques exemples de structures d'antennes à éléments parasites reconfigurables en diagramme et en fréquence.

Un bref état de l'art sur les méthodes de conception permettra ensuite de montrer les limitations liées à ces méthodes. Finalement, nous présenterons l'objectif de la thèse en s'appuyant sur les travaux antérieurs du laboratoire.

II. Etat de l'art sur les antennes à éléments parasites

Les antennes à éléments parasites sont des structures très intéressantes. Elles sont d'apparence très simple et peuvent être fabriquées à faible coût. L'antenne à éléments parasites la plus répandue est l'antenne Yagi-Uda qui équipe l'ensemble de nos foyers pour capter la télédiffusion (Figure I-1). Cette antenne a été inventée par l'ingénieur japonais Shintaro UDA de l'université Tohoru de Sendai (Japon), qui allait immortaliser le nom de son professeur de l'époque Hidetsugu Yagi[1]-[2]. Les radioamateurs commencèrent à l'expérimenter dès 1934. Cette antenne fut largement utilisée pendant la Seconde Guerre mondiale pour les radars. Ces antennes peuvent atteindre des gains élevés avec des faibles rayonnements arrière pour de très bons rendements. Leur simplicité de fabrication et leur faible cout ont largement contribué à leur succès.



Figure I-1 :L'antenne Yagi-Uda qui équipe l'ensemble de nos foyers pour capter la télédiffusion

Depuis son invention par Yagi et Uda dans les années 20, cette antenne a suscité beaucoup d'intérêt dans le domaine de la télédiffusion et de la radiodiffusion terrestre. Elle a également été déclinée dans des versions imprimés[3]-[6] pour des gammes de fréquences millimétriques.

II.1 Principe de fonctionnement

Une antenne à éléments parasites (AEP) est formée par un élément alimenté et un ou plusieurs éléments isolés non alimentés nommés « éléments parasites ». Ces derniers sont excités par couplage électromagnétique et sont appelés réflecteurs et directeurs selon leur position. La Figure I-2 montre les principaux éléments constituant une antenne Yagi et leurs positions par rapport à l'élément excité.

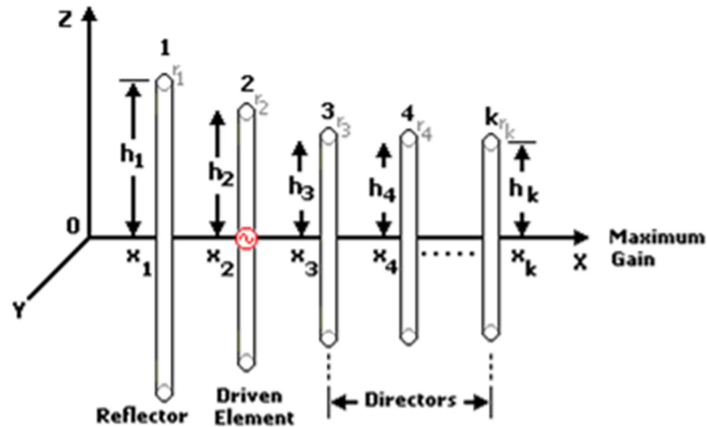


Figure I-2 : Illustration d'une antenne à éléments parasites (YAGI_UDA)

Le principe de fonctionnement de cette antenne est le suivant : le courant électrique qui circule dans l'élément actif « driving element » produit un champ électromagnétique qui induit des courants dans les autres éléments parasites « directeurs et réflecteurs ». Le courant induit dans ces éléments parasites produit à son tour d'autres champs re-rayonnés qui induisent du courant dans les autres éléments y compris l'élément actif. Finalement le courant qui circule dans chaque élément est le résultat de l'interaction entre tous les éléments. Le couplage des éléments non alimentés (réflecteurs et directeurs) est lié à la distance entre ces derniers et l'élément actif. Pour fonctionner efficacement, les éléments parasites doivent être fortement couplés. En effet, un déphasage est créé selon la position et les dimensions de ces éléments par rapport à l'élément excité.

Le champ électromagnétique rayonné par l'antenne sera la somme des champs rayonnés par chacun des éléments dans une direction donnée. Le diagramme résultant dépend des ondes couplées sur les différents brins (Équation I-1). Ces ondes de puissances (\mathbf{a}_i) sont réagies par les interactions entre les brins réactifs et le brin excité.

$$\Phi(\theta_{obj}, \varphi_{obj}) = \begin{pmatrix} a_1 & \cdots & a_g & \cdots & a_n \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_g \\ \vdots \\ \Phi_n \end{pmatrix} \quad \text{Équation I-1}$$

La configuration minimum pour une antenne YAGI correspond à un dipôle accompagné d'un seul élément parasite « réflecteur ».

Dans la suite de ce travail nous allons nous concentrer sur les architectures de ces antennes, leurs fonctionnalités et les méthodes de conceptions utilisées.

II.2 Les Architectures d'antennes à éléments parasites

Le concept AEP est déclinable à une infinité de compositions et de technologies de fabrication. Elles peuvent associer des éléments de toutes natures dans la limite où les couplages inter éléments sont significatif (motifs imprimés, brins rectilignes, boucles ...). Les architectures à base de motifs imprimés (dipôles, monopoles, patchs, spirales...) ont suscité beaucoup d'intérêt pour des raisons de simplicités de faible cout et de qualité de réalisation. Ce paragraphe réalise un inventaire issu de la littérature de quelques antennes à éléments parasites imprimées sur substrats diélectriques. Tous ces exemples sont à polarisation linéaire et offrent une bande de travail étroite.

II.2.1 AEP de type dipôles

La géométrie la plus fréquemment rencontrée dans la conception des antennes à éléments parasites imprimées se compose de dipôles. C'est une géométrie de type Yagi. En effet, de nombreuses configurations ont été étudiées au cours des 15 dernières années[8]-[11]. Un exemple d'AEP de type dipôles imprimés[7] est présenté sur la Figure I-3. L'antenne est conçue pour fonctionner à 2.45 GHz avec un gain de 9 dBi et un faible rayonnement arrière. Cette structure se compose d'un élément actif, de 3 directeurs, et d'un réflecteur réalisé par le plan de masse.

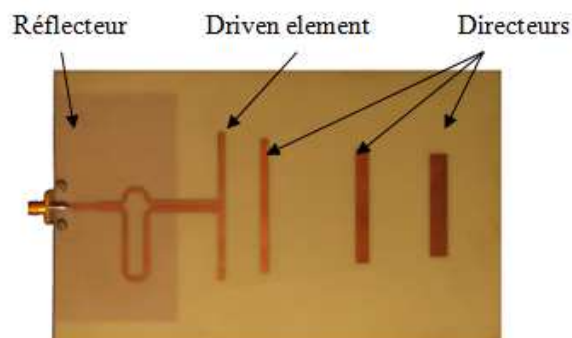


Figure I-3 : Exemple d'une antenne YAGI 5 éléments en version imprimée [7]

Cette structure est munie d'un balun d'adaptation d'impédance entre le connecteur SMA et le dipôle actif. La Figure I-4 montre deux autres architectures imprimées d'AEP [8],[9]. Les éléments parasites (directeurs et réflecteurs) sont des dipôles. Ces deux architectures sont des antennes YAGI. Le rôle des motifs parasites est d'augmenter le gain dans la direction d'alignement des brins pour une fréquence de travail. Ces deux antennes (a) et (b) diffèrent par la nature de l'antenne d'excitation : un dipôle pour l'exemple présenté sur la Figure I-4.a et une antenne patch pour l'exemple présenté sur la Figure I-4.b.

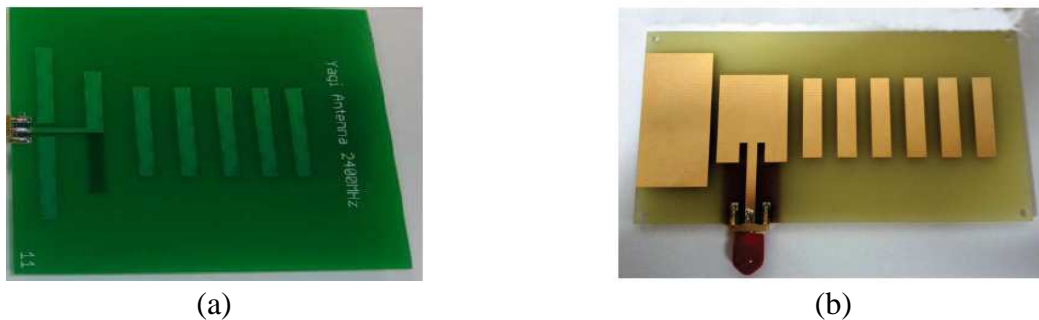


Figure I-4 : (a) Antenne YAGI constituée de 7 dipôles [8] et (b) antenne YAGI excitée par un patch[9].

Toutes les antennes présentées jusqu'à présent sont des antennes imprimées sur un seul substrat. En 2010 Karmer[12] a proposé une version d'antennes Yagi- Uda en $2D^{1/2}$ composée de 5 dipôles imprimés sur 5 substrats différents et un réflecteur métallique. Cette structure est construite en empilant l'ensemble des éléments les un au-dessus des autres comme la montre la Figure I-5.

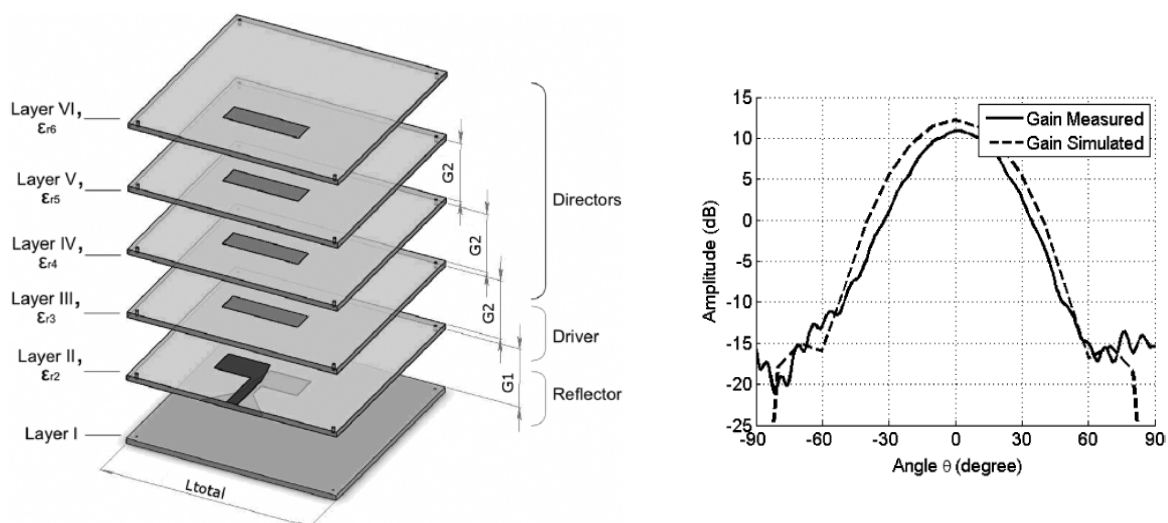


Figure I-5 : Version $2D^{1/2}$ d'une antenne YAGI de type dipôles (à gauche) [12], gains mesuré et simulé de l'antenne (à droite)

L'élément excité est imprimé sur un substrat Rogers RT/Duroïd 5870($\epsilon_r=2.2$) et les éléments parasites sont imprimés sur des substrats de même nature mais de permittivité $\epsilon_r=3.8$ et $\epsilon_r=10.2$. Cette antenne offre un gain 12 dBi à 5.8 GHz, cette performance est en grande partie due à la surface du plan de masse. Elle reste plus encombrante et plus complexe à réaliser que les deux antennes précédentes (Figure I-3, Figure I-4) mais la méthode de conception reste très classique. Pour optimiser ces structures, les concepteurs ont eu recours à une phase de paramétrage.

II.2.2 AEP de type monopoles

D'autres architectures avec d'autres motifs imprimés ont été étudiées dans la littérature. Une topologie d'antenne YAGI-UDA de type monopoles imprimés est proposée par Nascimento[13]. Cette structure est un concept faible cout avec une taille réduite par rapport à l'antenne YAGI classique. Cette antenne offre un gain de 5.5 dB à 1.7 GHz. Elle nécessite l'usage d'un plan de masse qui permet de simplifier l'alimentation. La Figure I-6 montre la structure étudiée et ses performances en rayonnement. Cette antenne est conçue pour rayonner dans l'élévation $\theta=60^\circ$. Une étude similaire est présentée par Yoon[14] afin de répondre à une application sur la bande W ($f=100$ GHz).

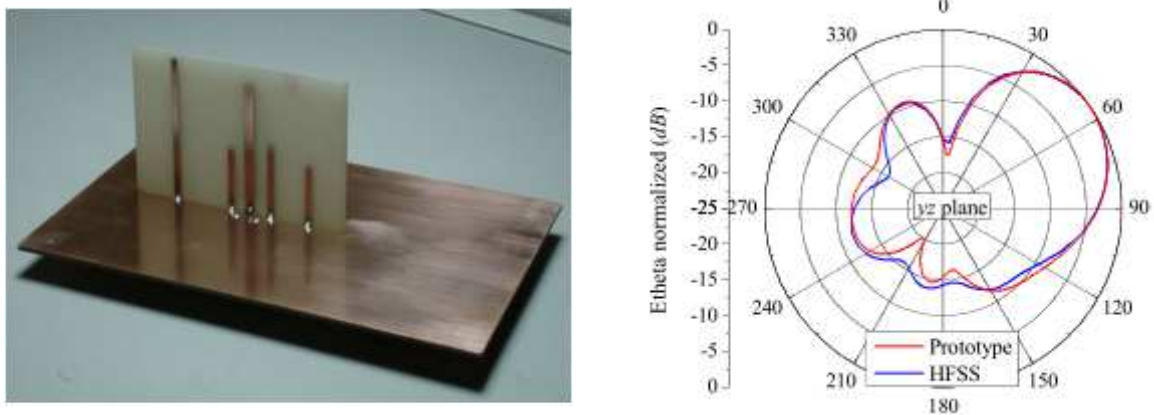


Figure I-6 : AEP de type monopole (à gauche), diagramme de rayonnement normalisé dans l'azimute (à droite)[13].

La bande passante peut être augmentée en plaçant un des éléments parasites à proximité de l'élément excité de manière à créer une résonance dans une zone de fréquence plus élevée que celle de l'élément excité. En 2002, Taguchi[15] a proposé une architecture de type monopole pour répondre à un besoin de bande passante.

II.2.3 AEP de type patch

Dans la littérature on trouve des AEP à base d'antennes patchs. Une première structure à base d'antennes plaquées a été proposée par Huang[16]-[18] en 1989, elle se compose de quatre patchs (un réflecteur, un élément excité, et deux directeur). Cette antenne a été proposée pour rayonner entre les élévations $\theta = 30^\circ$ et $\theta = 40^\circ$.

En 2006 Gerlada a publié une nouvelle architecture[19], qui peut aussi atteindre un gain élevé et un faible rayonnement arrière (Figure I-7). Une analyse paramétrique a été conduite sur cette structure afin d'évaluer l'importance des paramètres de conception qui affectent les performances de l'antenne. Cette antenne a été conçue pour atteindre un gain supérieur à 10 dB pour l'élévation $\theta = 40^\circ$ à la fréquence 5.2 GHz.

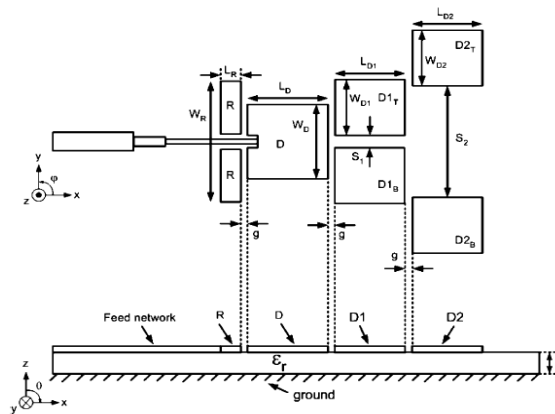


Figure I-7 : Structure d'antenne YAGI de type patch [19]

Un concept double YAGI imprimée pour des applications à ondes millimétriques multi-secteur autour de 30 GHz a été proposée par Dejean [20]. La conception est réalisée pour offrir un rayonnement directif (12dB) avec une ouverture angulaire de 40° et un rendement de l'ordre de 90%. Cette architecture qui reste faible coût intègre une topologie d'alimentation imprimée qui simplifie le processus de fabrication et une épaisseur réduite. La structure de l'antenne et le diagramme de rayonnement en azimut est présentée sur la Figure I-8.

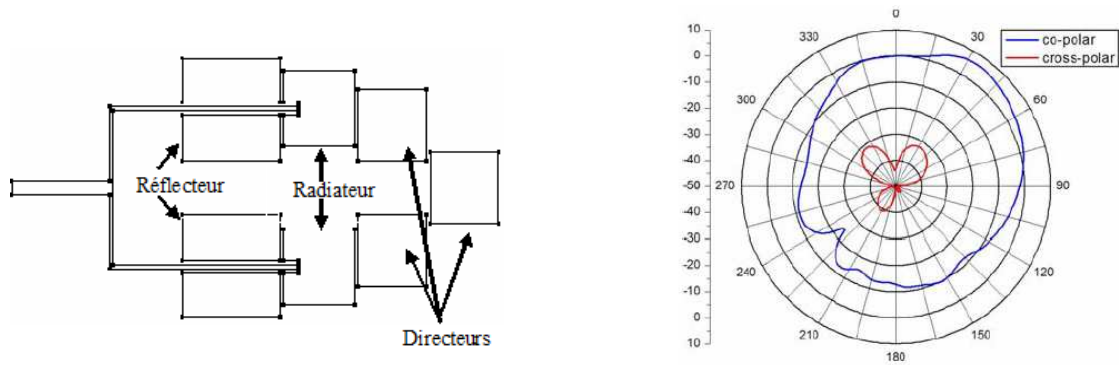


Figure I-8 : Structure de l'antenne double YAGI et son diagramme de rayonnement dans l'azimut[20].

II.2.4 AEP de type spirale

Pour répondre à des applications qui nécessitent des antennes directives et compactes, Jonathan[21] a publié en 2012 une nouvelle structure qui introduit un nouveau motif élémentaire imprimé. Ce motif est une spirale d'Archimède compacte à double bras, polarisée linéairement. La spirale alimentée est positionnée entre une spirale parasite qui fait office de directeur et un réflecteur métallique circulaire (Figure I-9). Le rayonnement de l'antenne est polarisé linéairement.

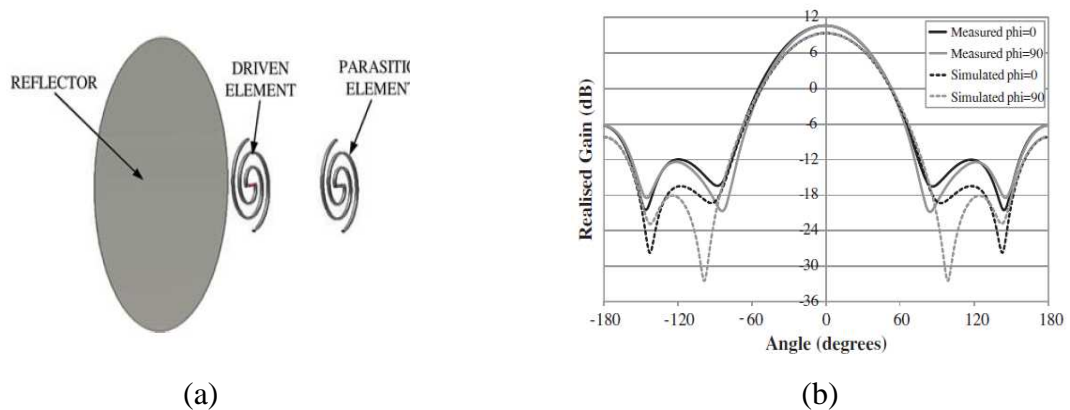


Figure I-9: Antenne YAGI avec deux spirales et un réflecteur métallique (a) diagramme de rayonnement en polarisation linéaire de la structure simulée et mesurée[21].

L'antenne présente un gain supérieur à 10dBi en polarisation linéaire avec une réduction de la taille de 40% par rapport à une antenne Yagi classique (avec des dipôles). Le taux d'ellipticité (AR) est supérieur au gain d'un dipôle, cela permet de réduire la taille de l'antenne YAGI.

Cette catégorie d'antenne a été généralisée à autres types d'antennes telles que les antennes à fentes [22] et les antennes fil plaque[23].

Ces quelques exemples d'antennes à éléments parasites montrent que plusieurs catégories de motifs élémentaires peuvent être utilisées pour obtenir une antenne Yagi. Il s'avère néanmoins que l'antenne Yagi classique de type « dipôles » reste la plus souvent utilisée. Après avoir cité les différentes architectures, nous convergeons maintenant vers les fonctionnalités de ces antennes.

II.3 Fonctionnalisation des antennes à éléments parasites

Dans le paragraphe précédent, toutes les AEP présentées s'apparentent à des antennes YAGI-UDA. Elles permettent d'amplifier le gain dans une direction donnée. La notoriété de cette famille d'antennes (YAGI-UDA) est la preuve du fort potentiel des AEP qui apparaissent comme des structures antennaires à la fois performantes, bon marché et simples à fabriquer. Néanmoins l'antenne YAGI-UDA n'est qu'une illustration de ce que peuvent réaliser des antennes à éléments parasites. Nous présentons dans ce nouveau paragraphe d'autres architectures qui ont été pensées pour rayonner de la polarisation circulaire ou pour permettre la reconfiguration des diagrammes de rayonnement ou de la fréquence du travail.

II.3.1 AEP à polarisation circulaire

Les antennes à polarisation circulaire sont souvent utilisées pour palier au phénomène de dépolarisation ou pour simplifier l'alignement des émetteurs avec les récepteurs. La polarisation circulaire est très utilisée dans le domaine spatial et pour les radars. Une polarisation circulaire présente plusieurs avantages :

- Le rayonnement des antennes en polarisation circulaire permet de supprimer l'effet des multi-trajets et de réflexion d'ondes provoquées par la surface du sol [24]
- Elles réduisent les coûts d'installation du terminal "utilisateur" pour des communications multimédias par satellite en évitant un alignement délicate de l'antenne du terminal. La qualité d'une polarisation circulaire est définie par la notion de taux d'ellipticité [25].

AEP directive à polarisation circulaire

L'antenne YAGI croisée[26]est l'une des premières antennes à éléments parasites directive développée pour rayonner en polarisation circulaire. Cette antenne est composée de deux antennes YAGI à polarisations linéaires horizontale et verticale déphasées de 90° pour créer une polarisation circulaire. En effet, la gestion de la phase entre les dipôles placés horizontalement et les dipôles placés verticalement se fait par un décalage spatial de $\lambda/4$ entre deux brins actif ou par un circuit qui déphase les deux dipôles croisés actif.



Figure I-10 : Antenne YAGI en polarisation circulaire (crossed yagi)

Une autre catégorie d'antenne à éléments parasites en polarisation circulaire a également été développée en version imprimées. La Figure I-11 montre le premier exemple d'AEP à polarisation circulaire imprimée de type patch. Cet exemple, mis en œuvre en 1991 par huang[18], a été proposée afin d'avoir une antenne efficace, faible coût et directive en polarisation circulaire. Cette antenne est constituée de quatre antennes de type patch dont une seule est alimentée et les deux autres sont des éléments parasites. L'élément actif est excité par deux sondes en quadrature pour générer de la polarisation circulaire.

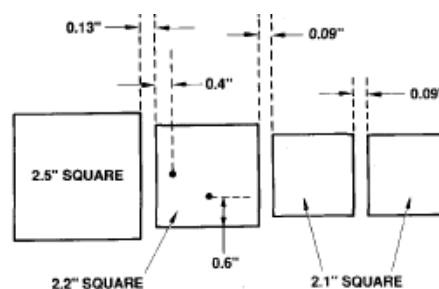


Figure I-11 : Première version imprimée d'une antenne Yagi à polarisation circulaire de type patch[27]

Ce principe fait l'objet d'un brevet déposé aux états unis en 1993 [27]. Comme pour l'antenne à polarisation linéaire, Densmore et Huang ont introduit l'antenne Yagi dans un réseau [17] afin d'augmenter le gain.

Une autre architecture d'antennes Yagi- Uda en $2D^{1/2}$ qui rayonne en polarisation circulaire a été proposé par YAN [28] en 2013, ce travail est basé sur les travaux de SUN en 2010 [29]. Cette architecture est constituée de trois boucles rectangulaires empilées l'une au-dessus de l'autre comme la montre la Figure I-12. Les géométries des 3 boucles (réflecteur, excitateur et directeur) ont été optimisées pour obtenir des interférences constructives dans la direction de l'alignement de l'empilement. Pour rayonner en polarisation circulaire un patch à coupleur hybride miniature a été conçu et intégré dans la boucle centrale (driving element). L'antenne globale offre un gain maximum de 6 dB et un taux d'ellipticité compris entre 2 et 3dB sur une bande 80 MHz autour de 0.92 GHz (10%).

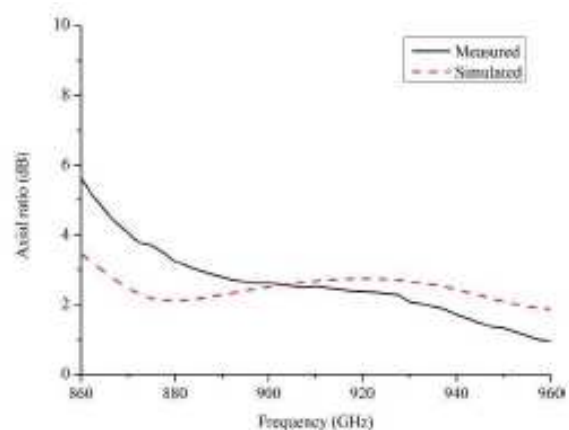


Figure I-12 : Version $2D^{1/2}$ d'une antenne YAGI compacte à polarisation circulaire pour des applications RFID[28]

Contrairement aux exemples à polarisation circulaire présentés précédemment qui nécessitent une double excitation ou l'utilisation d'un circuit déphaseur, un exemple d'AEP à polarisation circulaire à une seule excitation a été conçu par JAY[30] afin de répondre à une application RFID fonctionnant à la fréquence 433,92 MHz. L'architecture est composée d'un élément actif et un directeur de forme carrée (Figure I-13). La forme des éléments a été optimisée par la méthode d'optimisation (PSO)[31] pour un objectif de rayonnement fixé par l'auteur. Les taux d'ellipticités simulé et mesuré de cette structure sont présentés sur la Figure I-13. Le taux d'ellipticité est maintenu inférieur à 3 dB sur seulement 4 MHz (1%). Sur cette même bande cette antenne offre une bonne adaptation.

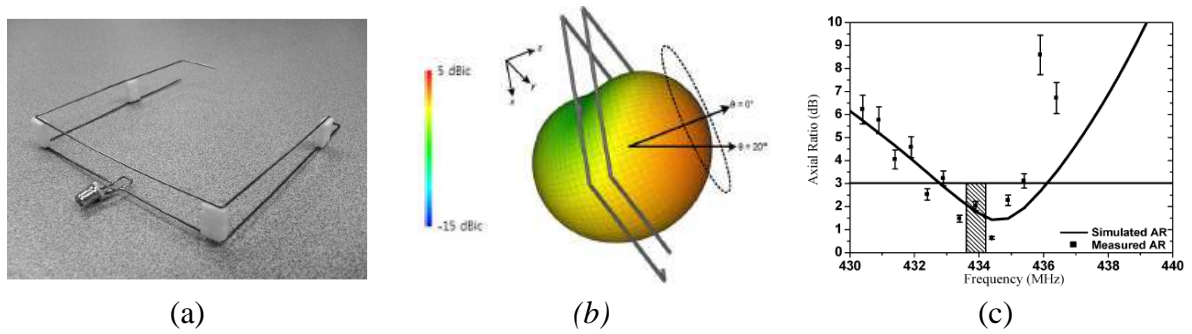


Figure I-13 : AEP à polarisation circulaire à simple excitation (a), diagramme de rayonnement 3D(b), et taux d'ellipticité dans la direction verticale à l'antenne (c) [30].

AEP omnidirectionnelle à polarisation circulaire

Une tentative de conception d'AEP omnidirectionnelle à polarisation circulaire a fait l'objet d'une communication en 2007[32]. Cet exemple est illustré sur la Figure I-14.

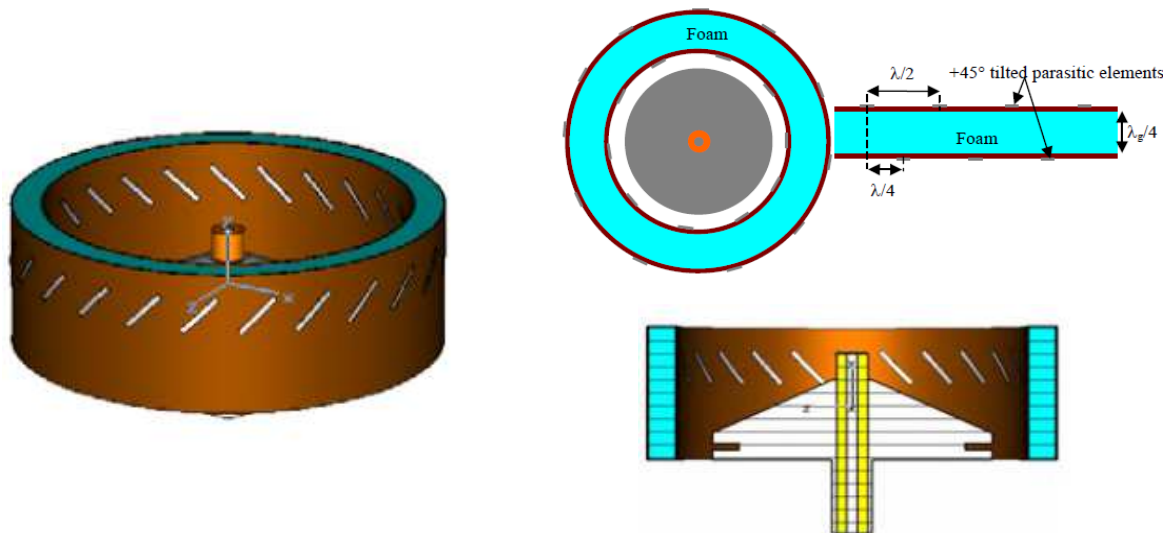


Figure I-14: Architecture d'AEP pour des applications omnidirectionnelle[32] (à gauche), vue en coupe (à droite)

Cette antenne se compose d'une antenne dipôle vertical servant l'excitateur et des dipôles parasites inclinés de 45° par rapport au dipôle vertical. Les dipôles parasites sont imprimés sur les deux faces d'un cylindre de mousse diélectrique d'épaisseur $\lambda/4$ afin de créer un déphasage de 90° par décalage spatial. Ces éléments sont disposés autour d'un dipôle vertical excitateur afin d'avoir une architecture à rayonnement omnidirectionnel à polarisation circulaire. Les résultats portés dans le papier montrent que la polarisation circulaire n'est pas

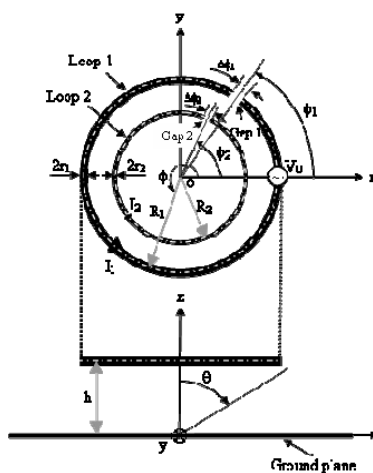
obtenue de manière omnidirectionnelle mais seulement dans le plan perpendiculaire à l'axe des dipôles alignés. Une étude similaire a été présentée par Quan[33] en 2011.

Le paragraphe suivant dresse un état de l'art sur les architectures d'antenne à éléments parasites large bande en polarisation circulaire.

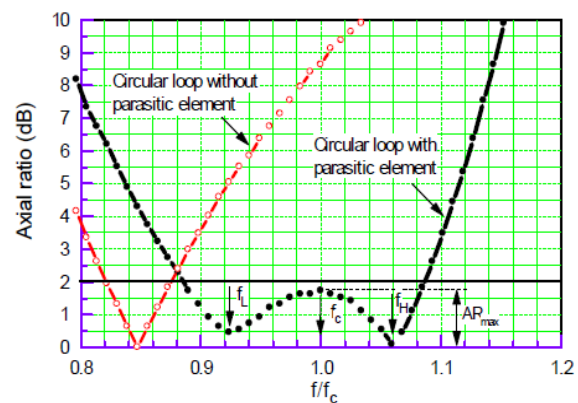
AEP large bande en polarisation circulaire

Les antennes large bande en polarisation circulaire constituent un sujet d'intérêt car elle permettent de répondre à une grande variété d'applications, tel que les radars et les systèmes de communication à large bande [34]. Il est démontré que la plupart des développements sont basés sur l'introduction d'un ou plusieurs éléments parasites dans la structure. L'amélioration de la bande dépend aussi du comportement fréquentiel des éléments intégrés. En 2005 DeJean[35], a proposé une structure constituée de deux antennes de type anneau (l'un «actif», est excité et l'autre est parasite) comme illustré sur la Figure I-15.a. La présence d'un élément parasite à polarisation circulaire (un anneau génère de la polarisation circulaire) a créé une deuxième résonance qui conduit à un élargissement considérable de la bande passante en taux d'ellipticité (Figure I-15.b) et en gain (Figure I-15.c). L'impédance d'entrée de l'antenne est $125-j50\Omega$ (Figure I-15.c).

La bande passante pour laquelle le taux d'ellipticité (TE) reste inférieur à 3 dB a été augmentée de 6,5% (sans élément parasite) à 20% (avec l'anneau parasite). Des études similaires sont présentées par LI dans [36]-[37].



(a)



(b)

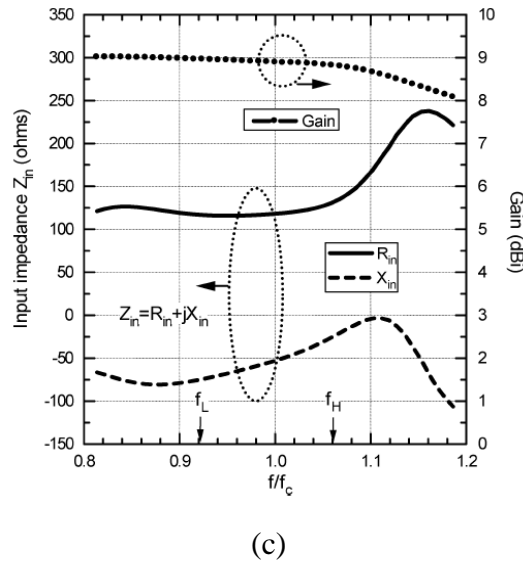


Figure I-15: Antenne à éléments parasites large bande en polarisation circulaire de type anneau (a). Taux d'ellipticité avec et sans élément parasite dans le plan vertical à l'antenne (b). Impédance d'entrée et le gain de l'antenne dans le plan vertical au plan de masse (c) [35]

Un autre exemple d'élargissement de la bande a été proposé par WooBaik en 2011[38]. L'antenne est présentée sur la Figure I-16, elle est constituée de deux antennes dipôle en «L» associés à quatre boucles ouvertes rectangulaires parasites et un réflecteur métallique. Les deux brins de chaque dipôle sont imprimés sur les deux faces d'un même substrat d'une manière symétrique pour permettre l'alimentation des dipôles par un câble coaxial. L'âme centrale du câble est reliée sur un brin de chaque dipôle et les deux autres brins sont reliés au blindage du câble.

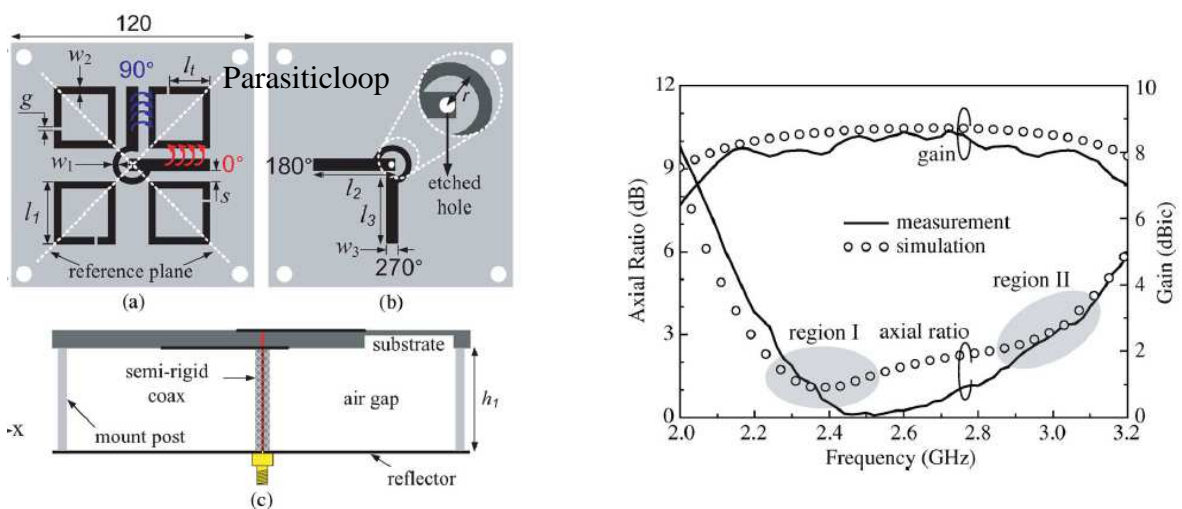


Figure I-16 : (à gauche) Antenne à éléments parasites à polarisation circulaire large bande avec boucles rectangulaires parasites, alimentée par deux dipôles croisés, (à droite) évolution fréquentielle du taux d'ellipticité et du gain réalisé [38][39]

Les ouvertures des boucles parasites sont représentées par les gaps «g». Ces ouvertures sont positionnées pour réaliser une excitation séquentielle des boucles par les deux dipôles croisés. L'antenne est optimisée pour fonctionner entre 2.2 et 3 GHz (28 %). La fréquence centrale est 2.4 GHz, le niveau de gain réalisé compris entre 7 et 8 dB et le taux d'ellipticité reste inférieur à 3 dB sur toute la bande. Quatre éléments ont ensuite été associés et excités en quadrature afin d'atteindre un gain plus élevé (13 dB). La bande en taux d'ellipticité a pu être élargie de 54%. Une autre étude similaire a été présentée par Li en 2004[39] et Dejean en 2007 [40].

En 2006 [41] et 2007 [42] Nasimuuddin a proposé une autre architecture de type patch pour réaliser la polarisation circulaire sur une bande élargie. Cette antenne est illustrée sur la Figure I-17, elle se compose de deux antennes patches empilées (un patch actif et un patch parasite), le patch actif est alimenté par un seul point d'alimentation. Les performances sont obtenues en optimisant la position de la sonde d'excitation de l'antenne patch et la distance entre l'antenne active et l'antenne parasite. Une autre étude similaire a été présentée par Herscovici en 2003 [43].

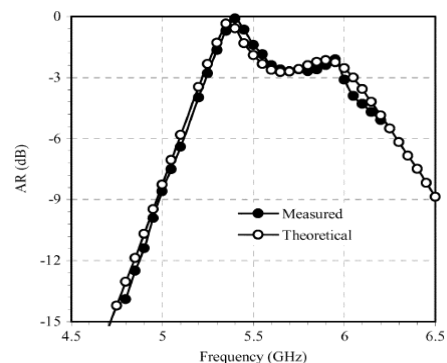
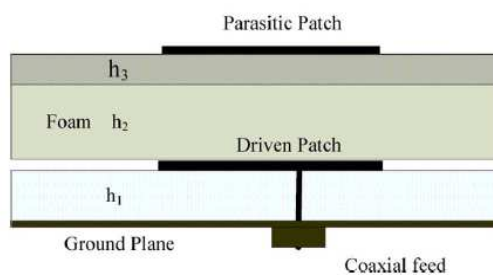


Figure I-17 : (à gauche) Antenne à éléments parasite à polarisation circulaire large bande de type patch, (à droite) évolution fréquentielle de AR de la structure étudiée[42]

AEP directive à bi polarisations

En 2010 Karmer[44] a développé une nouvelle version $2D^{1/2}$ d'antennes Yagi- Uda en double polarisation. Cette antenne est illustrée sur la Figure I-18. L'antenne se compose de 4 patches circulaires parasites qui représentent les directeurs, et un patch alimenté par deux lignes orthogonales afin de réaliser une double polarisation. Le réflecteur de ce système antennaire a été réalisé par un plan de masse positionné au-dessous des lignes d'alimentation.

L'optimisation des formes et le positionnement des éléments parasites ont été obtenus par des études paramétriques.

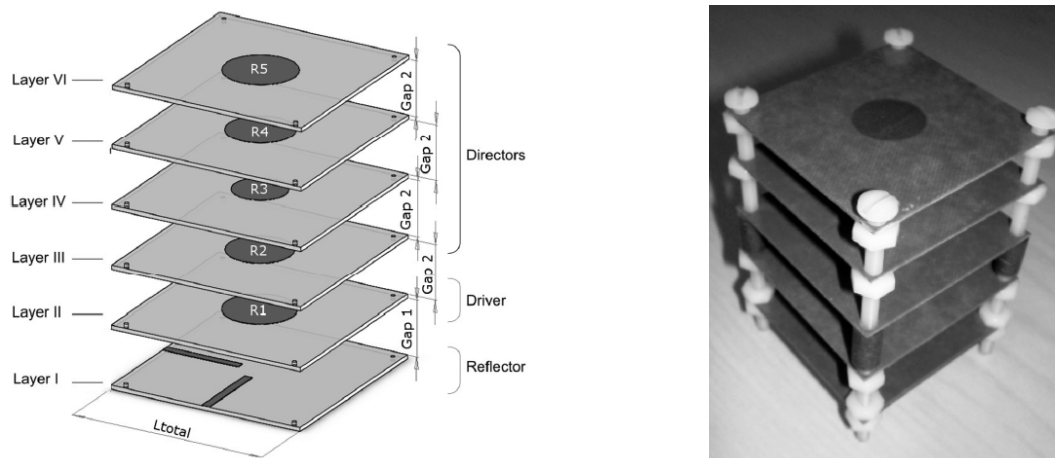


Figure I-18 : Antenne à éléments parasites bi polarisations constituée de 5 patches, cette antenne atteint un gain de 10 dB [44]

Les exemples fournis jusqu'ici illustrent les potentialités des antennes à éléments parasites. Cette technologie permet de synthétiser des diagrammes directifs ou omnidirectionnels, de la polarisation circulaire ou encore d'élargir la bande passante en taux d'ellipticité. Toutes les topologies présentées restent relativement simples, c'est-à-dire avec un nombre restreint d'éléments parasites. Ce constat s'explique principalement par les stratégies de conception qui recourent systématiquement à des méthodes paramétriques.

Nous continuons maintenant l'inventaire par les structures reconfigurables en diagramme de rayonnement ou en fréquence.

II.3.2 AEP reconfigurable

Le concept d'antennes à éléments parasites reconfigurables a été introduit dès 1974 par Harrington [45], [46]. Bien avant de disposer de simulateurs EM, il prévoyait déjà la possibilité d'introduire de l'agilité dans des architectures d'antennes à éléments parasites.

AEP à diagramme Commutables

Les AEP sont des architectures simples qui se prêtent bien à l'intégration de commutateurs pour changer la forme des diagrammes de rayonnement. Les AEP peuvent dans beaucoup de cas se substituer avantageusement à des petits réseaux d'antennes agiles [47],

beaucoup plus complexes à mettre en œuvre mais aussi toujours très couteux à réaliser. Bien évidemment, cette affirmation ne constitue pas une vérité universelle, car cela dépend de l'exigence de diagramme voulue.

Cependant, pour des applications grand public qui nécessitent une simple commutation de diagramme pour optimiser un bilan de liaison ou réaliser une fonction de diversité (MIMO)[47], les AEP sont d'excellents compromis technico-économiques. Un exemple proposé dès 2004 par Mattheeijssen[48] (Figure I-19) réalise de la diversité de diagrammes grâce à 2 dipôles (un actif (A1) et un parasite (A2)). Cette antenne produit deux diagrammes opposés grâce à une commutation reliée au dipôle parasite A2.

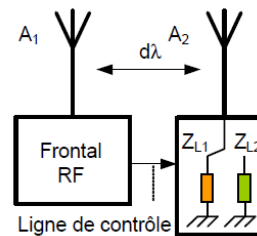


Figure I-19 : Concept d'antennes parasites commutées[47]

Pour améliorer les performances du système MIMO, une approche similaire est présentée par Fasseta[49] sur la Figure I-20. C'est une application directe qu' Harrington a exposée dans ses travaux de 1974[45]. Il s'agit d'un réseau circulaire de 7 antennes élémentaires. Selon la Figure I-20, un seul élément est alimenté directement par un générateur RF, tandis que les 6 autres sont des éléments parasites, ils sont disposés à équidistance sur un anneau périphérique.

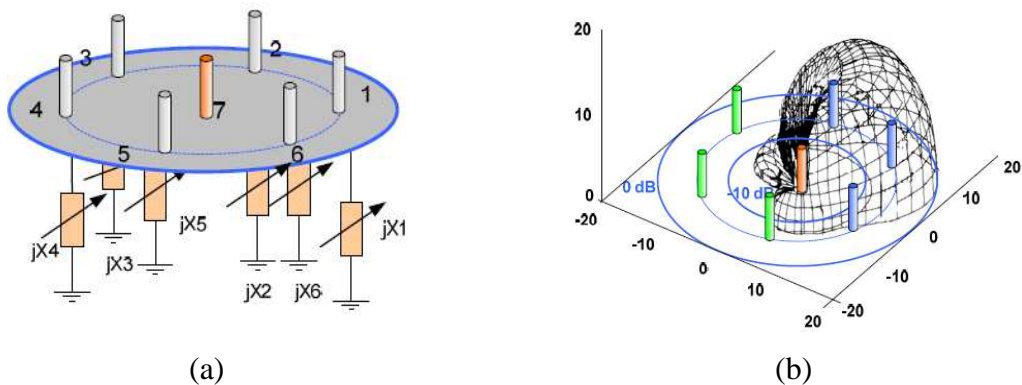


Figure I-20 : Structure à diversité à base de sept monopôles chargés (a). Diagramme de rayonnement obtenu (b)

Ces éléments parasites sont chargés par des impédances particulières dont on peut contrôler les valeurs afin de contrôler la direction de pointage du faisceau.

Dans sa thèse [50], L. Petit du laboratoire CEA-LETI[51] a présenté une autre technologie de commutation pour faire de la diversité de diagramme. Des commutateurs MEMS électrostatiques a deux état ON, OFF (Figure I-21) sont utilisés pour commuter deux diagrammes. Ces commutateurs présentent de très bonnes performances RF pour une consommation quasi-nulle. Dans une seconde étude L.petit[51] s'est basé sur les travaux de Shaw de 1990 [52] pour développer une architecture à mi-chemin entre les réseaux d'antennes et les antennes à éléments parasites.

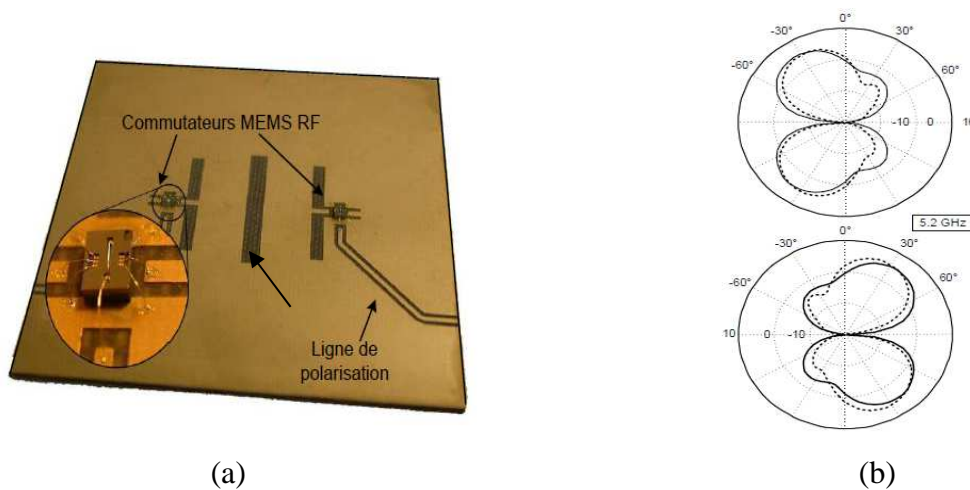


Figure I-21: Réseau d'antennes reconfigurable à base de MEMS RF(a). Diagrammes pour les deux états de commutation (b)[50].

AEP à diversité du diagramme en polarisation circulaire

Le concept d'antenne AEP commutable a été étendu pour concevoir des systèmes à diversité de diagramme en polarisation circulaire. En 2007 Miura[53] a proposé une AEP commutable conçue sur la base d'antennes patchs. Cette structure est présentée sur la Figure I-22. Elle est constituée de 5 patchs à double alimentation orthogonale pour générer de la polarisation circulaire. Dans cette structure seule le patch central est alimenté et les autres patchs sont des éléments parasites. Les éléments parasites sont commutés sur 3 états de charges réactives (Figure I-22.a) via un commutateur SP3T (Figure I-22.b).

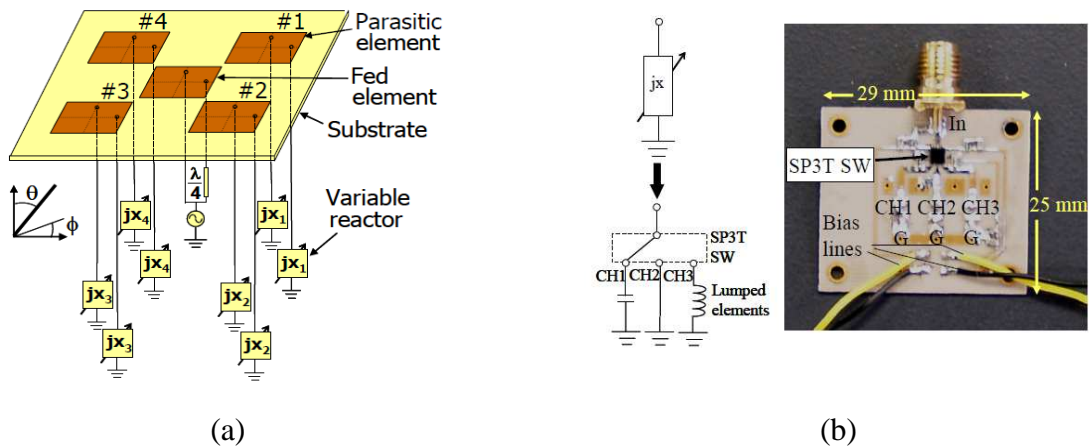


Figure I-22 : AEP à polarisation circulaire commutable (a), circuit de commutation SP3(b)[53]

L'antenne a été mesurée : elle a la capacité de commuter le diagramme en polarisation circulaire dans la direction azimutale selon l'état des charges de commutation (Figure I-23).

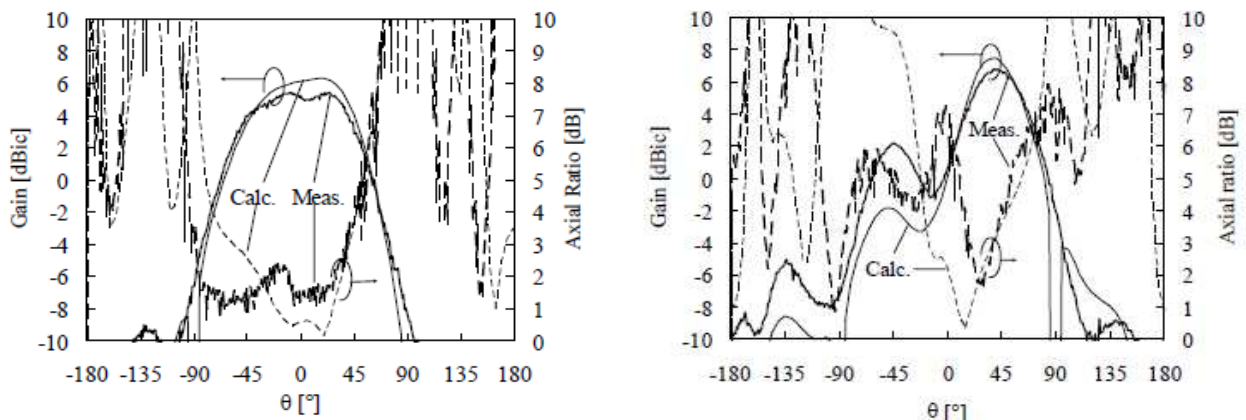


Figure I-23 : Diagramme en gain pour un pointage dans la direction $\theta=0^\circ$ (à gauche) et pour un pointage dans la direction $\theta=45^\circ$ (à droite)[53].

AEP reconfigurable en fréquence

L'intégration de multiple norme (GSM, ISM, LTE, Wifi, LAN, WiMAX) au sein d'un même équipement légitime le besoin d'antennes flexibles, c'est à dire reconfigurables en fréquence ou capables de s'adapter facilement à l'environnement et ses variations[54]. Pour cela plusieurs technologies de commutation ont été investiguées comme les diodes PIN, les MEMS[55] (Micro-Electro-Mechanical-Systems) et les diodes varactors[56]. Une structure d'antenne à éléments parasites reconfigurables en fréquence avec un dipôle repliée comme élément actif a été présentée par Qin en 2010[57]. La fréquence centrale de l'antenne est

accordable par voie électronique en modifiant la longueur électrique effective du dipôle replié, cette modification est réalisée en utilisant soit des diodes varactor (Figure I-24) soit des diodes PIN (Figure I-25).

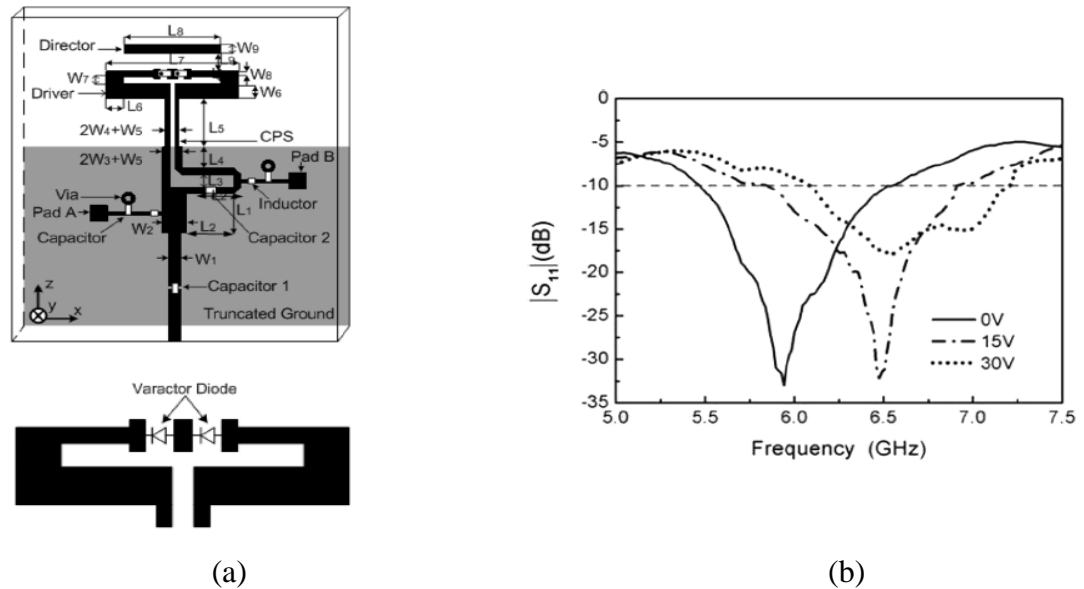


Figure I-24 : Structure de l'antenne YAGI reconfigurable par les diodes varactor positionnées sur le dipôle replié (a). Coefficient de réflexion pour différentes tensions de polarisation des varactors (b)[57].

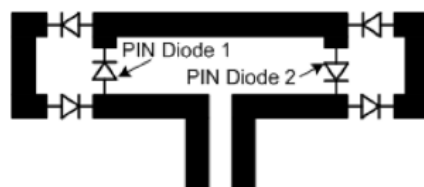


Figure I-25: Structure du dipôle replié avec des diodes PIN

Une autre architecture d'antenne Yagi reconfigurable en fréquence a été étudié par Yong [58]. La variation de la fréquence est accordée par des diodes varactors qui permettent de modifier la longueur électrique effective du dipôle excité. Une étude similaire, toujours à base de diodes varactors a été proposée par en 2005[59].

II.3.3 Autre fonctionnalité des AEP

Evolution du concept vers les reflectarray

Les AEP présentées jusqu'ici reposent sur le même principe selon lequel l'élément excité est contenu dans le même plan que les éléments parasites. Les reflectarrays peuvent

être appréhendés comme des antennes AEP dont la source active (alimentée) est déportée en dehors du plan contenant les éléments parasites. Ainsi, le panneau réflecteur chargé sur des fonctions réactives contrôlables se couple avec la source active pour former les diagrammes de rayonnement souhaités [60]-[65] (Figure I-26).

Si l'optimisation ne nécessite pas l'agilité ou la reconfiguration du diagramme, les fonctions réactives peuvent être figées[64] et synthétisées par des modifications de formes (Figure I-27).

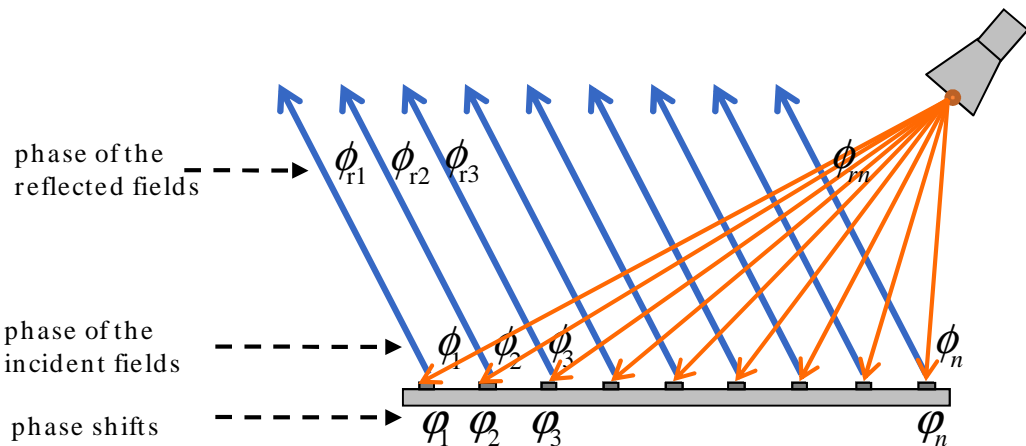


Figure I-26 : Concept d'un panneau reflectarray avec une source primaire

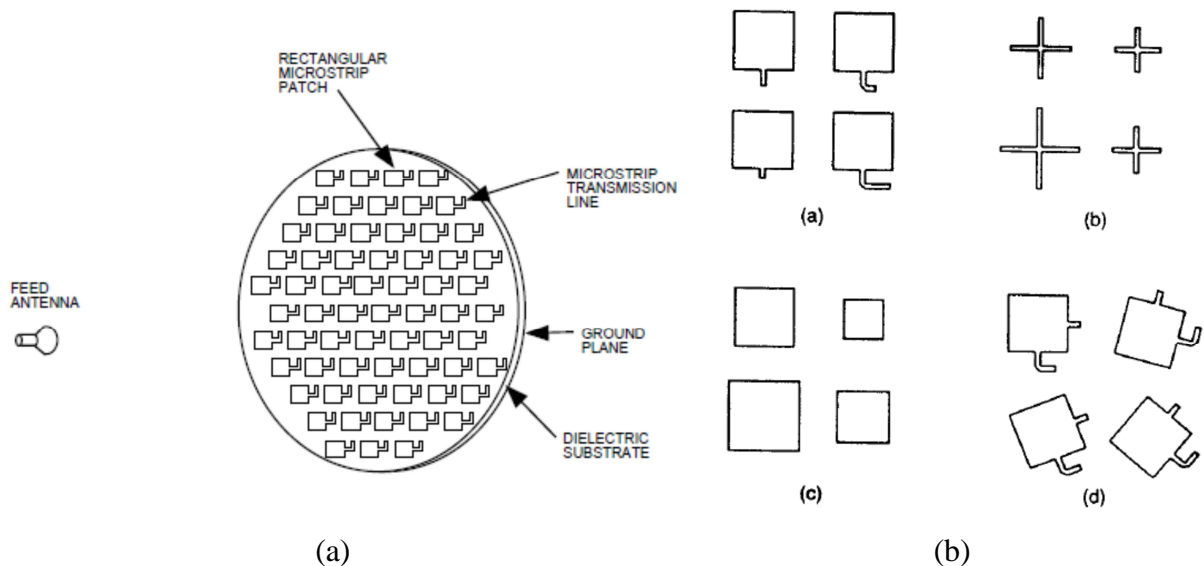


Figure I-27 : Panneau réflecteur d'une antenne de type reflectarray intégrant des charges réactives représentées par des Stubs en circuit-ouvert(a). Exemples de charges réactives pour la synthèse de phase par des modifications géométriques des motifs du panneau (b)[64].

AEP à diagramme isoflux en polarisation circulaire

Les éléments parasites sont des degrés de libertés qui permettent d'améliorer ou d'ajuster les performances d'autres antennes auxquelles ils seront couplés. Un exemple très intéressant montre comment des éléments parasites améliorent le diagramme isoflux [66] d'une hélice compacte. Cette architecture simple et originale est introduite par Lin [67] en 2013 afin de modifier le diagramme d'une antenne hélice (diagramme porte) pour avoir un diagramme isoflux en polarisation circulaire sans modification géométrique de l'antenne. Cette méthode réside sur l'utilisation des deux dipôles croisés placés au-dessus de l'antenne hélice. Cette conception est illustrée sur la Figure I-28.a : les longueurs de ces deux dipôles et leurs positions par rapport à l'hélice sont obtenues par une étude paramétrique. Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec et sans éléments parasites est illustré sur la Figure I-28.b . Les dipôles ont permis d'augmenter le gain de 1 dB dans l'élévation $\theta=85^\circ$ et de diminuer de 1.5 dB le gain dans l'axe.

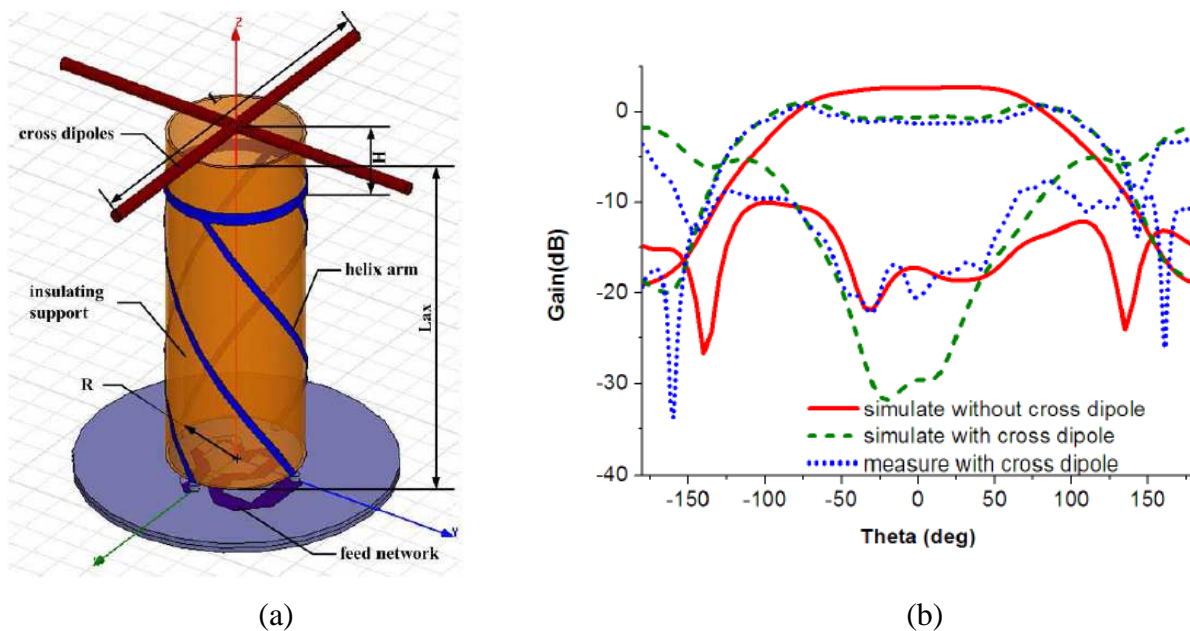


Figure I-28 : Antenne hélice avec deux dipôles parasites croisés afin de creuser le gain dans l'axe et de créer un diagramme isoflux (à gauche). (A droite) le diagramme de rayonnement d'une antenne hélice avec et sans éléments parasites [67].

AEP à polarisation circulaire à large couverture angulaire

Le dernier exemple décrit une étude proposée par Choi en 2014[68] (Figure I-29). Cette analyse paramétrique démontre l'utilité d'associer une couronne de monopoles parasites avec

Chapitre I-Antennes à éléments parasites : Architectures et fonctionnalités

une double antenne "BOW TIE"[69] au-dessus d'un plan de masse pour réaliser de la polarisation circulaire sur une large ouverture angulaire. L'étude paramétrique porte sur le nombre de monopoles, leur position (diamètre de la couronne) et leur longueur.

La variation du taux d'ellipticité en fonction de ces paramètres est illustrée sur la Figure I-30. Cette architecture renforce par nature le gain dans l'axe. Pour mener cette étude les auteurs ont opéré des analyses paramétriques.

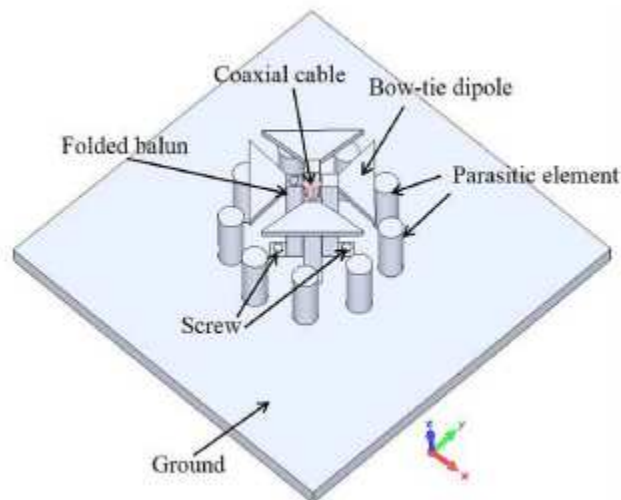


Figure I-29 : Double antenne "BOW TIE" en bande-S avec des monopoles parasites [69]

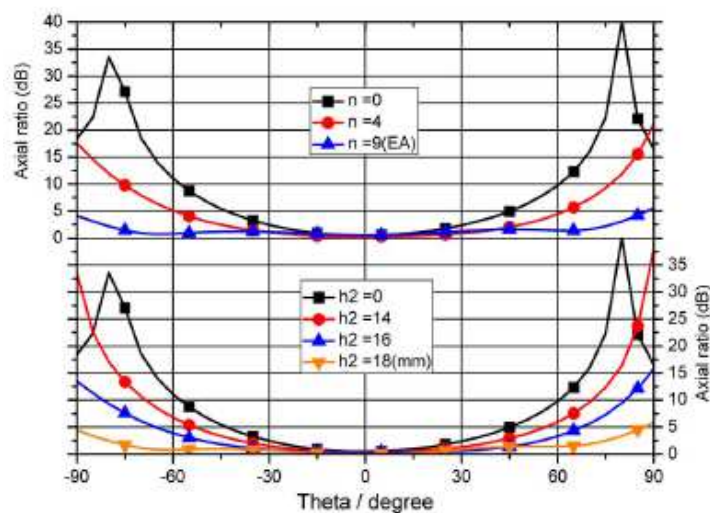


Figure I-30 : Etude paramétrique de l'effet de la longueur des éléments parasites et de leur nombre sur le taux d'ellipticité [69].

L'inventaire qui vient d'être présenté donne un aperçu des potentialités qu'offrent les AEP. Cet inventaire témoigne également de l'intérêt que suscitent ces structures, simples et économiques à mettre en œuvre. Ainsi des architectures d'AEP peuvent avantageusement se substituer à des petits réseaux d'antennes pour des performances comparables. Un point commun entre tous les travaux présentés est le caractère empirique des stratégies de conception qui s'appuient presque toujours sur des analyses paramétriques.

II.4 Bilan sur l'évolution des antennes à éléments parasites

Le concept des antennes à éléments parasites trouve son origine avec les antennes YAGI-UDA dès 1926.

Au début les mises au point de ces antennes ont été expérimentales. Les premières méthodes de conception s'appuyant sur des développements théoriques que nous avons identifiées remontent à 1956 avec les travaux de Mushiake[70]. Les travaux décrits dans cette référence consistent à optimiser une antenne Yagi à **2 éléments**. La méthodologie s'appuie sur l'identification du couplage[71]-[72] entre deux dipôles, théorisée par l'approximation de kraus[73] et par la théorie de King[74] pour calculer les dimensions des éléments rayonnants qui optimiseront le gain du système. Entre 1973 et 1975 Cheng a étudié l'effet de l'espacement entre les brins des antennes YAGI [75]ainsi que l'effet de leur longueur [76].

Aujourd'hui les développements qui ont permis de théoriser le fonctionnement des antennes YAGI sont peu utilisés. Les puissances des simulateurs se sont substituées à la nécessité de générer des modèles théoriques.

Aussi l'évolution des AEP sur ces deux dernières décennies est entièrement liée à l'avènement des outils de simulation EM et à la mise à disposition de puissances de calcul en perpétuelle expansion. Nous avons pu constater que tous les développements présentés jusqu'ici sont le fruit d'analyses numériques paramétriques [40]-[44], hybridant parfois des algorithmes génétiques [77]-[79] algorithmes PSO [30],[31] et analyse expérimentale [53]. Aussi ces analyses autorisent difficilement l'optimisation de systèmes complexes faisant intervenir de trop grand nombre d'inconnues.

Malgré cette difficulté à prévoir les architectures des AEP qui pourraient servir des objectifs de rayonnement, les antennes à éléments parasites restent à nos yeux des structures

extrêmement intéressantes car généralement très simples à fabriquer, donc très bon marché et très performantes car elles s'affranchissent de circuits d'excitation complexes et responsables de l'affaiblissement des efficacités.

Dans cette thèse nous allons développer nos techniques de synthèse afin d'exploiter au mieux les degrés de libertés qu'offrent les antennes à éléments parasites. Pour cela nous nous appuyerons sur des acquis du laboratoire qui sont décrits ci-après.

II.5 Les acquis du laboratoire au commencement de la thèse

L'optimisation et la synthèse des antennes à éléments parasites reposent sur l'utilisation des couplages. Les travaux du laboratoire sur les réseaux d'antennes couplées ont débuté avec la thèse de A.ELSAYED en 2010[80]. Les travaux avaient consisté à optimiser le rayonnement par la conception conjointe du circuit de distribution du réseau d'antennes.

Ainsi les réseaux de distribution ont été optimisés sur des valeurs d'impédances spécifiques qui permettaient d'injecter dans les ports de l'antenne les pondérations optimales tout en réutilisant les puissances couplées par l'antenne. Deux antennes réseaux représentatives de l'exercice avaient alors été conçues, réalisées et mesurées : un premier alignement de 12 monopoles, connectés à un circuit de distribution (Figure I-31) et un second réseau à polarisation circulaire (Figure I-32).

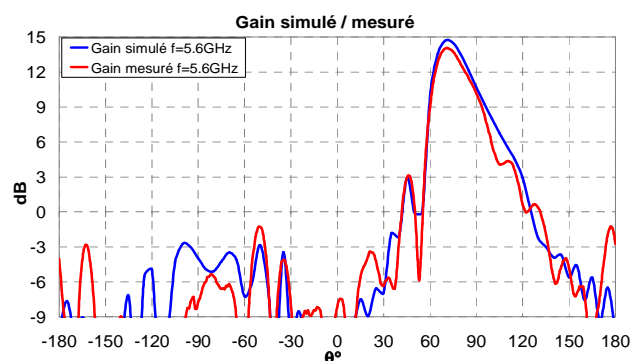
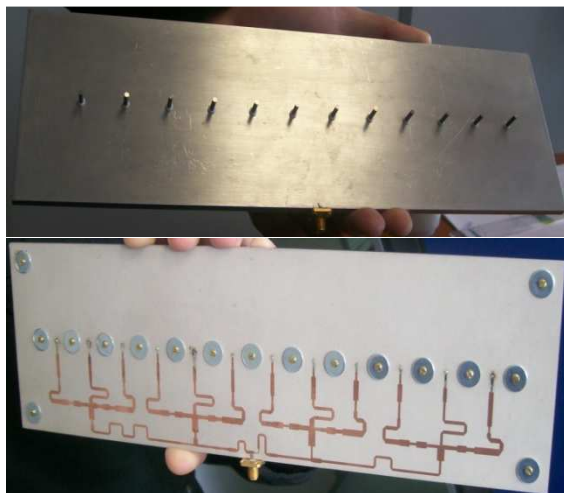


Figure I-31 : Antenne réseau composée de 12 monopoles avec le circuit de distribution (à gauche), diagramme de gain simulé et mesuré à 5.6 GHz [81].

Dans ce second réseau chaque patch était excité par deux sondes et la synthèse avait permis de concevoir un circuit de distribution sans coupleur hybride, optimisé sur les impédances complexes engendrées par les couplages. La synthèse des pondérations avait permis d'épouser un gabarit de rayonnement pour lequel le taux d'ellipticité était optimisé pour les élévations $\theta=0^\circ$ et $\theta=30^\circ$ (Figure I-33).

Les réflexions sur la synthèse des antennes à éléments parasites avaient alors réellement commencé pendant la thèse de Y.ABDALAH 2012[81] portant sur l'analyse et l'optimisations de reflectarrays. Dans un reflectarrays, les éléments du panneau réflecteur sont des antennes élémentaires qui captent l'énergie induite par l'éclairement par une source externe (cornet) au panneau.



Figure I-32 : Prototype de la structure composée de six patches et d'une fil-plaque monopolaire [81].

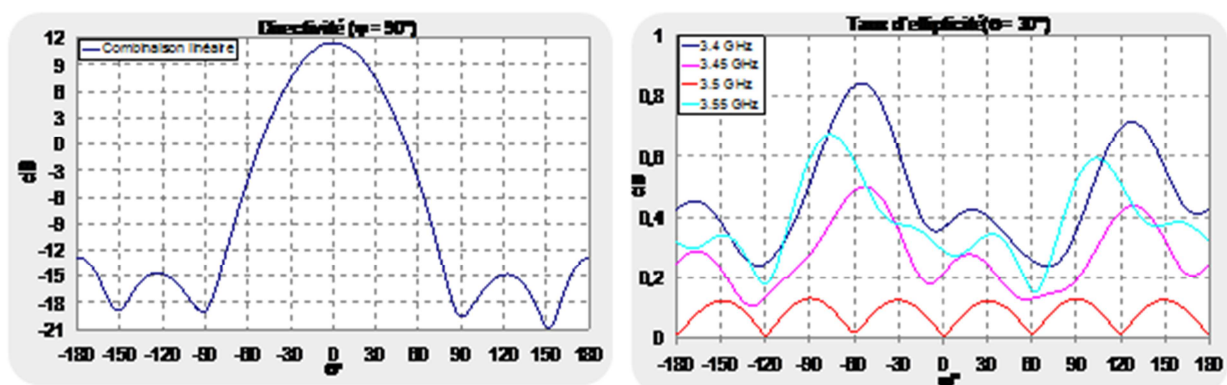


Figure I-33 : Diagramme de rayonnement ($\phi=90^\circ$) et taux d'ellipticité synthétisé $\theta=30^\circ \forall \phi$

Un outil de synthèse avait alors été développé pour déterminer les fonctions réactives à connecter sur chaque port des antennes élémentaires constituant le panneau. La synthèse de

ces charges réactives est conduite en associant à la loi d'éclairage, la matrice de couplage des antennes constituant le panneau. Ces développements ont marqué le commencement des activités du laboratoire concernant les antennes à éléments parasites.

La thèse de F.FEZAI en 2013[82] a ensuite proposé des prototypes d'antennes à éléments parasites intégrant des charges réactives en technologie CMS (Figure I-34, Figure I-35). Ces charges, distribuées dans l'antenne servaient à synthétiser des gabarits de rayonnement. Ces travaux ont permis de valider expérimentalement l'efficacité des outils de synthèse qui avaient été développés

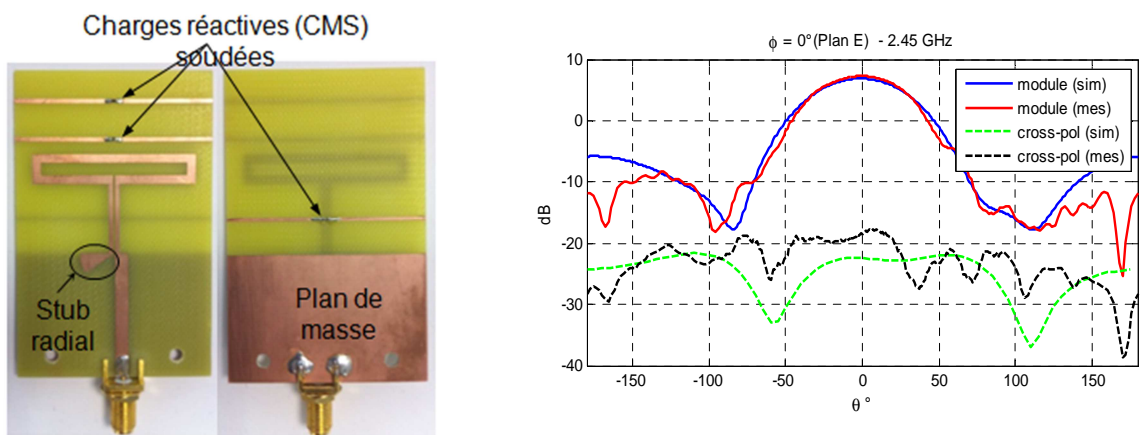


Figure I-34 : Version développée à 4 éléments avec des composants CMS (à gauche), diagramme de rayonnement simulé et mesuré du prototype (à droite)

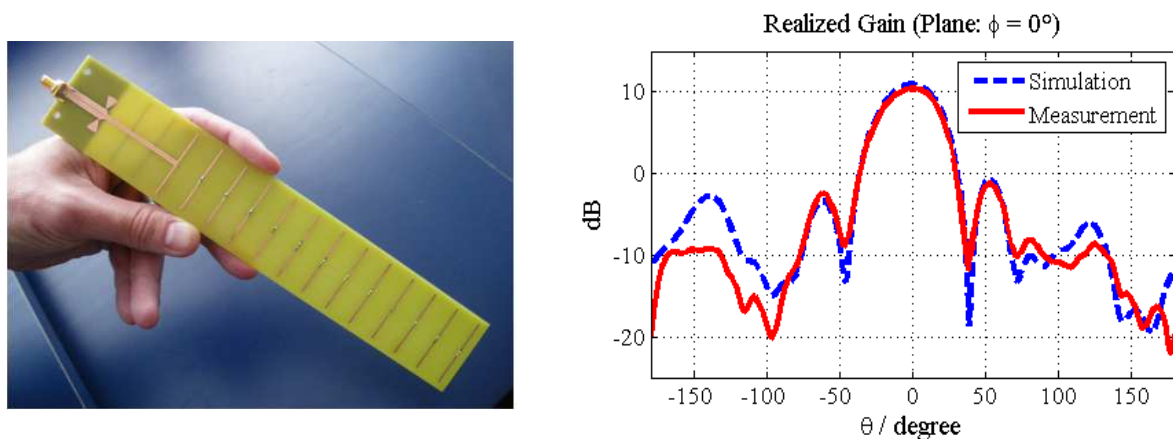


Figure I-35 : Version développée à 15 éléments avec des composants CMS (à gauche), diagramme de rayonnement simulé et mesuré du prototype (à droite)

Ces derniers travaux ont permis de conclure que la stratégie des éléments parasites; associée aux algorithmes de synthèse et aux nouvelles techniques de conception, pouvaient

constituer un ensemble d'outils très efficaces pour développer des nouvelles architectures d'antennes contraintes par des exigences fonctionnelles et par des spécification d'intégration.

III. Présentation du sujet

Nous espérons que ce premier chapitre aura permis de poser la problématique des antennes à éléments parasites et de positionner l'intérêt du travail de cette thèse. La problématique qui va être adressée est la synthèse d'architecture d'antennes à éléments parasites pour le rayonnement de diagrammes en polarisation circulaire. Lors de la synthèse, les éléments parasites constitueront les degrés de libertés pour pondérer les diagrammes et équilibrer, dans des directions choisies, les composantes du vecteur champ électromagnétique afin d'obtenir la quadrature qui réalisera la polarisation circulaire.

Pour cela, il faudra rajouter aux algorithmes de synthèses les couches qui permettront la résolution des problèmes en polarisation circulaire et imaginer des architectures favorisant la réalisation des fonctions recherchées.

Dans le chapitre 2 nous réalisons l'étude d'une antenne à polarisation circulaire à bande élargie et à directivité augmentée par la synthèse de réflecteurs et de directeurs. Cette antenne, bien qu'objet académique reste une conception originale qui nous servira à valider les concepts et les outils développés.

Les chapitres suivant s'attacheront à décrire la conception et la réalisation d'une antenne à rayonnement isoflux en bande X. Nous monterons que l'utilisation d'éléments parasites dans la conception de l'antenne offre des degrés de libertés très utiles pour compenser les très fortes contraintes d'intégration liées aux dimensionnements de la plateforme d'accueil (Nano-Satellite « Cube-Sat») ainsi que l'exigence de performances de la mission.

Chapitre II. Synthèse d'antennes à éléments parasites à polarisation circulaire

Introduction

La plupart des travaux publiés sur les antennes à éléments parasites traitent de la formation de faisceau ou de la commutation de diagrammes. Ces antennes étant considérées comme des structures relativement élémentaires, il est rarement fait part d'exigence de polarisation. Aussi le concept d'antennes à éléments parasites à polarisation circulaire n'a été que très peu exploré. Les techniques de conception utilisées pour mettre au point les antennes à éléments parasites sont le plus souvent des approches paramétriques qui, comme il a été précisé au Chapitre I, s'accommodent mal de l'optimisation de problèmes complexes faisant intervenir un grand nombre de degrés de libertés.

La rigueur de conception exigée pour les systèmes antennaires à polarisation circulaire requiert des phases d'optimisation délicates qui tolèrent peu les compromis.

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à la mise au point d'une antenne à éléments parasites à polarisation circulaire à bande élargie et directive. La complexité de l'exercice consiste à définir les caractéristiques d'un nombre relativement important d'éléments parasites pour accéder à l'objectif de rayonnement et de bande passante. Nous exposerons la méthode mise en œuvre et les différentes étapes du processus de conception. Une validation expérimentale clôturera le chapitre.

I Objectifs et prérequis

Ce travail s'inscrit dans la continuité de la thèse de Mr F.FEZAI[82]. Les éléments parasites seront donc appréhendés comme des antennes élémentaires à connecter sur des fonctions réactives. La détermination de ces fonctions réactives s'obtiendra grâce à un algorithme de synthèse par rapport à des objectifs de rayonnement. Le calcul pourra être alimenté par des analyses numériques ou des résultats de mesure.

Les fonctions réactives distribuées dans l'antenne (c'est-à-dire connectées au port de chaque antenne parasite) constituent les degrés de liberté nécessaires à adresser l'ensemble des objectifs visés par la synthèse. La multiplication de ces degrés de liberté est indispensable pour résoudre des problèmes aussi complexes que la polarisation circulaire. Le rôle des éléments parasites sera donc de participer à la formation du faisceau de l'antenne (augmenter la directivité) et de réaliser l'équilibre des amplitudes des composantes du champ

électromagnétique et leur quadrature pour garantir la polarisation circulaire (minimisation du taux d'ellipticité) dans les directions choisies. L'obtention d'un rayonnement en polarisation circulaire découlera d'une résolution globale du problème par la bonne coordination de l'ensemble des fonctions réactives distribuées dans la géométrie de l'antenne.

Pour que les éléments parasites puissent avoir une action sur la polarisation circulaire il sera nécessaire que leur distribution offre une diversité de polarisation et que chacun de ces éléments parasites puisse se coupler avec la source excitée.

II Ecriture du problème

La Figure II-1 illustre le fonctionnement d'une antenne à éléments parasites, elle-même composée de n antennes élémentaires. Parmi ces " n " antennes seule l'antenne " g " est alimentée, les $n-1$ autres antennes sont connectées à des charges réactives « jX_k ». Les antennes parasites sont excitées par couplage électromagnétique. Les intensités des couplages entre les antennes élémentaires sont traduites par la matrice $[S]$ du système antennaire. Le problème est ici illustré en ondes de puissances : \mathbf{a}_i pour les ondes sortant des ports et injectées dans les antennes et \mathbf{b}_i pour les ondes entrant par les antennes et injectées dans les ports.

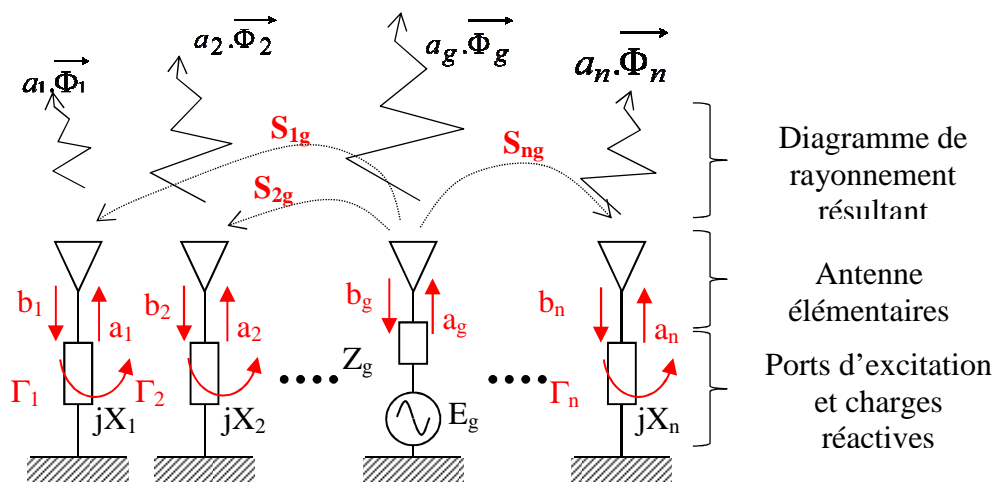


Figure II-1 : Schéma de principe de l'antenne à $n-1$ éléments parasites

Chaque antenne élémentaire « i » prise dans son contexte, c'est-à-dire environnée par les autres antennes, possède son propre diagramme de rayonnement $\vec{\Phi}_i(\theta, \varphi)$ lorsqu'elle est seule soumise à une excitation normalisée $a_i=1\text{Watt}$. $\vec{\Phi}_i(\theta, \varphi)$ est une grandeur vectorielle qui

contient pour chaque direction $\{\theta, \varphi\}$ l'ensemble des composantes du vecteur champ électromagnétique. Les charges « jX_k », connectée aux ports d'impédances caractéristiques Z_C introduisent des coefficients de réflexion qui lient les ondes de puissances sortantes \mathbf{a}_k aux ondes entrantes \mathbf{b}_k ;

$$\Gamma_k = \frac{a_k}{b_k} = \frac{jX_k - Z_c}{jX_k + Z_c} = e^{j\phi_M^k}$$

Pour le port d'excitation on a $Z_g=Z_C$ donc $\Gamma_g=0$. Les ondes de puissances sortantes \mathbf{a}_k répondent à la relation suivante (Équation II-1).

$$(\mathbf{a}) = [\mathbf{M}] \cdot (\mathbf{a}) \tag{Equation II-1}$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} [\mathbf{M}] = [\Gamma] \cdot [\mathbf{S}] \\ [\Gamma] = \text{diag} (\Gamma) \\ M_{(g, g)} = 1 \end{array} \right.$$

Les diagrammes de rayonnement élémentaires pris en champ lointain peuvent se réduire, pour chaque antenne « k », aux deux composantes principales du champ électrique projeté dans la base sphérique (Équation II-2).

$$\vec{\Phi}_k(\theta \times \varphi) = \begin{pmatrix} E_{\theta}^k(\theta \times \varphi) \\ E_{\varphi}^k(\theta \times \varphi) \end{pmatrix} \tag{Equation II-2}$$

Ainsi, à chaque jeu "j" de fonction réactive $(X)_j$ est associée une matrice $[\mathbf{M}]$ et donc un vecteur $(\mathbf{a})_j$ déterminé par l'Équation II-1.

L'antenne à éléments parasites produira alors le diagramme de rayonnement exprimé par la relation suivante

$$\vec{\Phi}_j(\theta \times \varphi) = \left[\vec{\Phi}_1(\theta \times \varphi) \quad \vec{\Phi}_2(\theta \times \varphi) \quad \dots \quad \vec{\Phi}_n(\theta \times \varphi) \right] \cdot (a)_j$$

La résolution du problème consiste à rechercher le jeu de charges réactives qui maximisera l'intensité du rayonnement dans la direction choisie $\{\theta_c, \varphi_c\}$ et aboutira à un faible taux d'ellipticité $E_\theta(\theta_c, \varphi_c) \cong \pm jE_\varphi(\theta_c, \varphi_c)$.

Pour cela plusieurs méthodes sont possibles :

Soit réaliser une synthèse globale avec les algorithmes d'optimisation disponibles dans les bibliothèques Matlab ou guider le calcul en identifiant les ports qui participent aux deux axes de polarisations orthogonaux et développer ses propres algorithmes. Les deux stratégies ont été mises en œuvre dans la thèse. Nous avons mis en place une plateforme numérique sous l'environnement Matlab qui résout ce type de problème.

Le taux d'ellipticité est donné par l'Équation II-3.

$$TE(\theta_c, \varphi_c) = \sqrt{\frac{|E_\theta(\theta_c, \varphi_c)|^2 + |E_\varphi(\theta_c, \varphi_c)|^2 - |E_\theta(\theta_c, \varphi_c)|^2 + |E_\varphi(\theta_c, \varphi_c)|^2}{|E_\theta(\theta_c, \varphi_c)|^2 + |E_\varphi(\theta_c, \varphi_c)|^2 + |E_\theta(\theta_c, \varphi_c)|^2 + |E_\varphi(\theta_c, \varphi_c)|^2}} \quad \text{Équation II-3}$$

II.1 Plateforme numérique

Dans cette partie l'organigramme présenté sur la Figure II-2 résume les différentes étapes de la méthode de synthèse.

La première étape consiste à réaliser une analyse multiport de l'antenne par une excitation successive de tous les éléments afin d'extraire les caractéristiques électromagnétiques de notre c'est-à-dire la matrice de couplage $[S]$ et les diagrammes de rayonnements élémentaires déterminés dans l'environnement réel.

Puis un gabarit de rayonnement est défini par les valeurs des directivités souhaitées dans les directions objectif ainsi que par les valeurs de taux d'ellipticité maximum dans ces mêmes directions.

Ces données sont ensuite injectées comme paramètres d'entrée dans un solveur développé sous l'environnement Matlab. Cette étape fournit les poids complexes associés aux fonctions réactives à connecter aux éléments parasites. Le solveur calcule alors le diagramme de rayonnement résultant, la polarisation, l'impédance d'entrée et la bande passante associés à la configuration.

Une étape de vérification peut être réalisée pour valider la synthèse. Cette étape consiste à introduire les charges réactives sur les ports de la structure simulée au sein du simulateur full-wave CST-MWS.

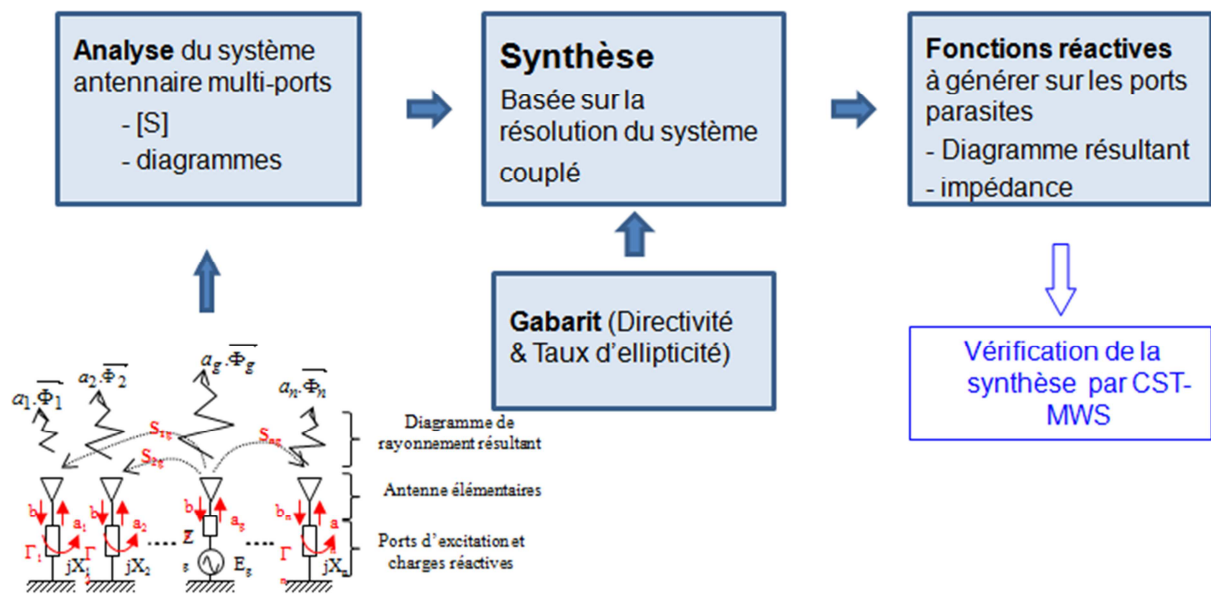


Figure II-2 : Organigramme de la méthode de synthèse développée pour les AEP à polarisation circulaire

III Recherche d'un concept d'antenne YAGI à bande élargie en polarisation circulaire

Le principe de base des antennes YAGI-UDA est d'associer une antenne connectée à la chaîne RF avec des jeux de réflecteurs et de directeurs passifs. Ces réflecteurs et directeurs sont des antennes élémentaires non alimentées. Ainsi les antennes utilisées dans les architectures doivent être relativement omnidirectionnelle (au minimum bidirectionnelle) pour pouvoir se coupler de proche en proche.

Afin de satisfaire aux exigences de polarisation circulaire nous avons retenu la spirale logarithmique qui produit un rayonnement bidirectionnel en polarisation circulaire.

III.1 Etude préliminaire : caractéristique et performances de la spirale logarithmique

III.1.1 Règles de conception

L'antenne spirale logarithmique [84] se compose de deux rubans imprimés qui s'enroulent autour d'un centre. Chaque ruban est encadré entre deux profils (un profil extérieur et un profil intérieur) eux même définis par une unique relation.

L'enroulement de la spirale est défini par le coefficient d'expansion du rayon « r » : le segment qui joint chaque point du profil au centre de la spirale réalise un angle $\Psi < 90^\circ$ avec la tangente au profil. Cet angle va conditionner le coefficient d'expansion de la spirale (Figure II-3). Cette relation est donnée par l'Équation II-4.

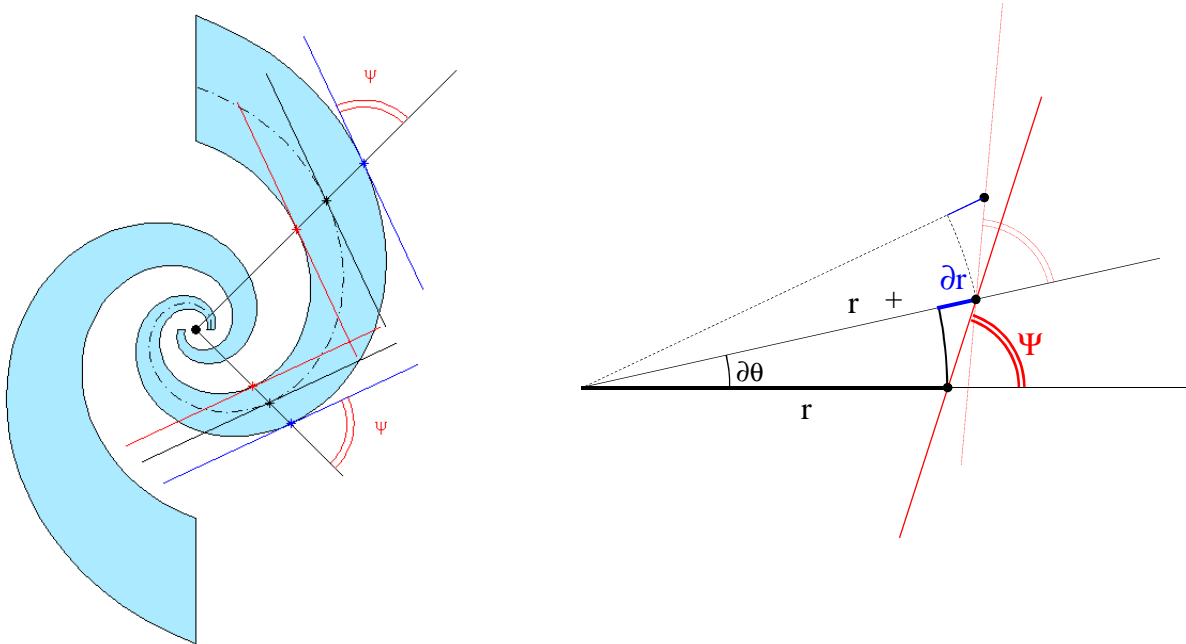


Figure II-3 : Construction géométrique d'une antenne spirale logarithmique

$$\partial r \approx r \partial \theta \cdot \tan\left(\frac{\Pi}{2} - \Psi\right)$$

Équation II-4

$$\frac{\partial r}{\partial \theta} = r \frac{1}{\tan \Psi}$$

Le rayon « r » est solution de l'équation de $r = r_0 \cdot \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \theta}$, où r_0 est considéré comme le rayon initial c'est-à-dire à l'origine fixée par $\theta=0^\circ$. Le ruban est défini grâce à deux profils (Figure II-4) donnés par les Équation II-5 et Équation II-6. La longueur du ruban est paramétrée par l'angle θ_n .

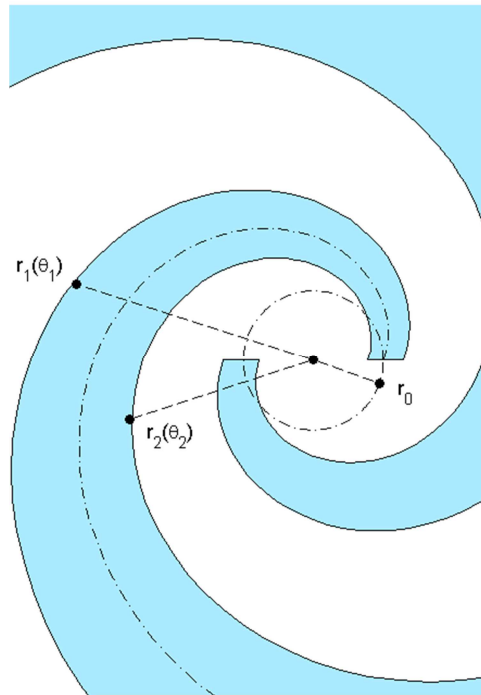


Figure II-4: Construction d'une antenne spirale logarithmique

$$r_1 = r_0 \cdot \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \left(\theta + \frac{\theta_n}{2} \right)} = r \cdot \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \left(\frac{\theta_n}{2} \right)} \quad \text{Équation II-5}$$

$$r_2 = r_0 \cdot \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \left(\theta - \frac{\theta_n}{2} \right)} \quad \text{Équation II-6}$$

Cette définition produit des propriétés singulières. La première est de maintenir le rapport $\frac{r_1}{r_2}$ indépendamment de θ ,

$$\frac{r_1}{r_2} = \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \theta_n}$$

Et de la même façon :

$$\begin{aligned} e = r_1 - r_2 &= r_1 \left(1 - \exp^{-\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \theta_n} \right) \\ &= r \left(\exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \frac{\theta_n}{2}} - \exp^{-\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \frac{\theta_n}{2}} \right) \\ &= 2r \cosh \left(\frac{\theta_n}{2 \tan \Psi} \right) \end{aligned}$$

C'est-à-dire que la largeur du ruban « e » est proportionnelle au rayon en tout point θ .

La seconde propriété est que la largeur du ruban reste également toujours proportionnelle à sa longueur :

$$L = \int_{-\infty}^{\theta} r \partial \theta = \int_{-\infty}^{\theta} r_0 \exp^{\frac{1}{\tan \Psi} \cdot \theta} \partial \theta = r \tan \psi$$

$$\frac{L}{e} = \frac{\tan \psi}{2 \cosh \left(\frac{\theta_n}{2 \tan \Psi} \right)}$$

Pour réaliser l'antenne, la spirale est complétée par une seconde spirale symétrique et de même centre. Grace à ces caractéristiques géométriques l'antenne possède des propriétés indépendantes de la longueur d'onde. La fréquence basse est donnée par le nombre de tours et la fréquence haute par r_0 . L'antenne spirale logarithmique est entièrement définie par les quatre paramètres suivants :

- θ_n : définit la largeur angulaire entre les deux courbes.

- θ : est l'angle de l'enroulement en radian.
- r_0 : est le rayon interne de la spirale.
- A : est le taux d'expansion.

L'excitation de cette antenne est effectuée en différentiel entre les deux bras de la spirale sur le rayon r_0 [85]. L'antenne rayonne en polarisation circulaire dans la direction orthogonale au plan de l'enroulement de la spirale. La polarisation reste sensiblement circulaire dans la quasi-totalité du diagramme. Elle devient elliptique aux fréquences pour lesquelles les longueurs des bras deviennent inférieures à λ . Le sens de la polarisation du champ rayonné par l'antenne correspond au sens d'enroulement des brins, donc au sens de parcours du courant le long de ces brins. Les antennes spirales ont un rayonnement bidirectionnel à polarisation circulaire sur une large bande passante.

III.1.2 Optimisation d'une antenne spirale logarithmique à 2.45 GHz

Dans cette partie nous présentons une optimisation des paramètres géométriques de l'antenne spirale logarithmique. Nous fixons la fréquence de travail à 2.45 GHz. Cette antenne est présentée sur la Figure II-5, elle est imprimée sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=3.95$) de section carré de 1.58 mm d'épaisseur et de 15 cm d'arrête. Le diamètre de la spirale atteint 14 cm (1.2λ). Les meilleures performances ont été obtenues pour $A=0.296$, $\Phi=5^\circ$, $\Phi_n=85^\circ$, $r_0=0.98$ mm avec le nombre de tours qui correspondent à $n_{br}=2.313$. Ces paramètres sont déduits d'une étude paramétrique conduite avec CST-MWS.

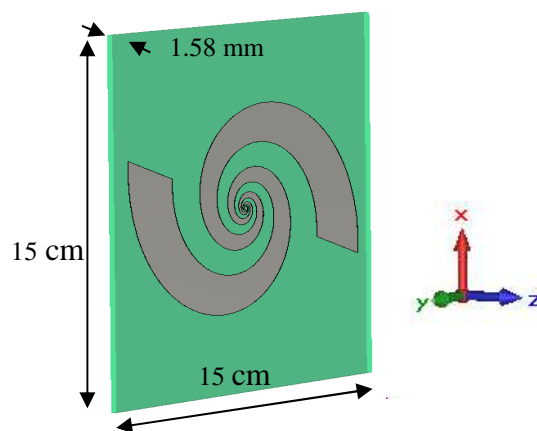


Figure II-5: Antenne spirale logarithmique imprimée sur un substrat FR4 ($\epsilon_r=3.95$, $tg\delta=0.025$) et d'épaisseur 1.58 mm

Le coefficient de réflexion simulé de l'antenne optimisée montre une adaptation (sur une impédance 50Ω) inférieur à -10dB sur une large bande de fréquence (1.5 jusqu'à 5 GHz). Cette adaptation est illustrée sur la Figure II-6.

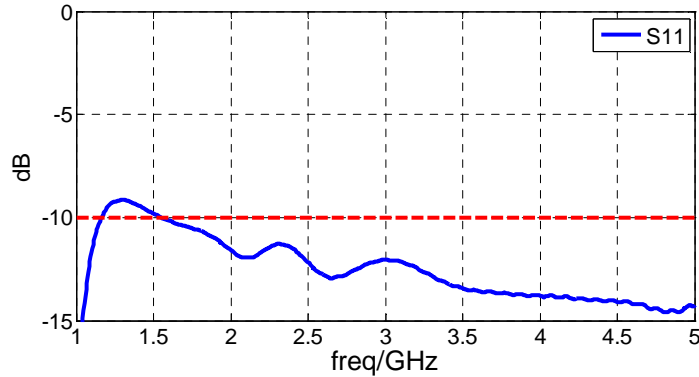


Figure II-6 : Coefficient de réflexion de l'antenne spirale logarithmique optimisée

La Figure II-7 décrit le taux d'ellipticité et le diagramme de directivité dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) à 2.45 GHz

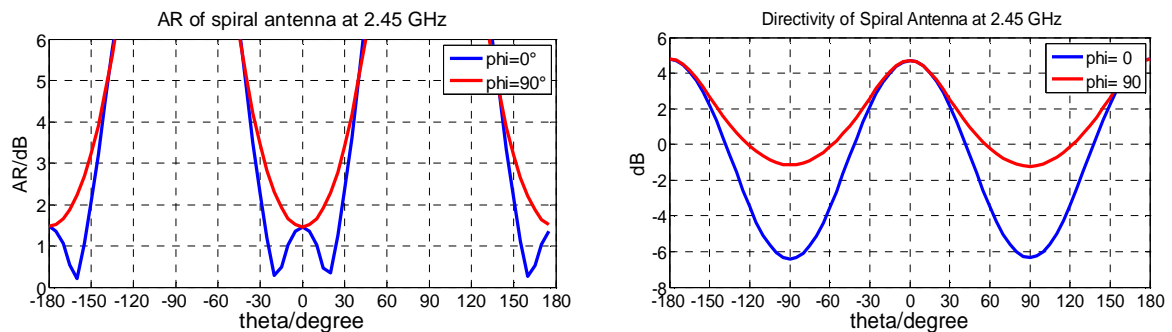


Figure II-7 : Taux d'ellipticité de l'antenne spirale dans le plan de coupe $\{\Phi=0^\circ\}$ à 2.45GHz (à gauche), Le diagramme de directivité sur les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) à 2.45 GHz (à droite).

Le taux d'ellipticité dans l'axe ($\theta=0^\circ, \phi=0^\circ$) est de l'ordre de 1.8 dB et reste inférieur à 3dB pour un angle d'ouverture de $\pm 20^\circ$. Cette figure montre aussi que le rayonnement de l'antenne est bidirectionnel dans l'axe perpendiculaire au plan de la spirale ($\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$). Une directivité maximale de 4,72dB a été obtenue dans les deux directions $\{\theta=0^\circ, \phi=0^\circ\}$ et $\{\theta=180^\circ, \phi=0^\circ\}$. Une représentation du rayonnement en trois dimensions est montrée sur la Figure II-8. En ce qui concerne le sens de la polarisation, la Figure II-9 montre que l'antenne spirale rayonne en polarisation circulaire droite d'un coté et en polarisation gauche de l'autre côté.

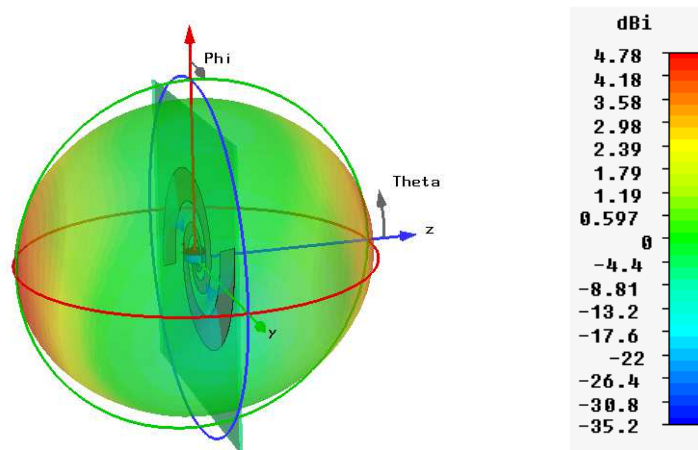


Figure II-8: Diagramme de directivité en 3D

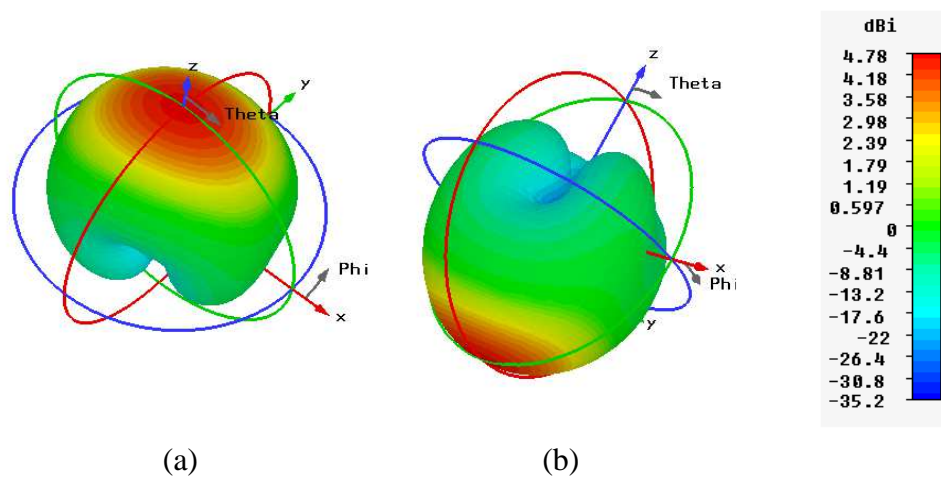


Figure II-9 : Diagramme 3D de directivité en LHCP (a). Diagramme 3D de directivité en RHCP(b)

Les évolutions fréquentielles du rayonnement et du taux d'ellipticité dans l'axe ($\theta=0^\circ, \phi=0^\circ$) sont illustrées sur la Figure II-10. La directivité de l'antenne est maximale à 2.45 GHz elle atteint une valeur de 4.72 dB et elle reste supérieur à 3.8 dB sur toute la bande couvrant 2 GHz à 3GHz. Sur cette même bande le taux d'ellipticité est inférieure 6 dB avec un minimum de 1.8 dB à 2.45 GHz.

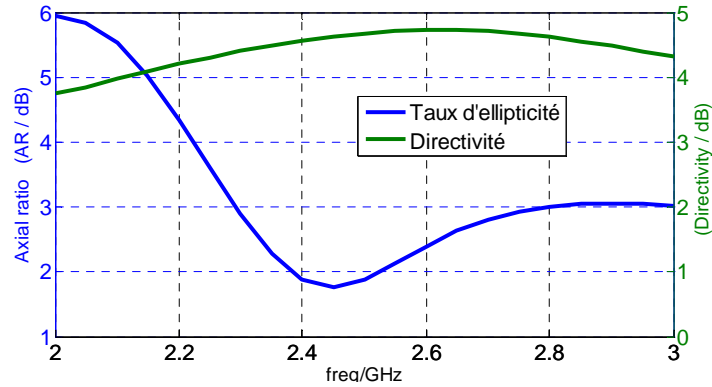


Figure II-10 : Evolution fréquentielle de directivité et du taux d'ellipticité

Pour supprimer le rayonnement arrière et augmenter la directivité, nous analysons dans le paragraphe suivant l'effet d'un plan réflecteur sur les performances de l'antenne.

III.1.3 Association d'une spirale logarithmique avec un réflecteur plan

Pour supprimer le rayonnement arrière d'une antenne spirale logarithmique il est possible de la positionner au-dessus d'un réflecteur métallique[86]. Ces réflecteurs peuvent être des surfaces planes ou encore des cavités[87]-[88] qui permettent d'augmenter le gain (en éliminant le rayonnement arrière) mais qui réduisent la bande passante de la spirale.

Le fonctionnement optimum est obtenu pour la longueur d'onde (λ) proches de quatre fois la distance séparant la spirale de plan réflecteur ($h=\lambda/4$ sur la Figure II-11.a). La Figure II-11.b illustre le diagramme de directivité dans les deux plans $\{\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ\}$ pour la fréquence 2.45 GHz.

Par comparaison avec les résultats du paragraphe précédent, la directivité a été augmentée de plus de 3 dB grâce au plan réflecteur. Cette directivité atteint maintenant 8.4 dB. La Figure II-12 représente l'évolution fréquentielle de la directivité de la spirale associée au plan réflecteur et compare cette évolution au cas de la spirale logarithmique seule.

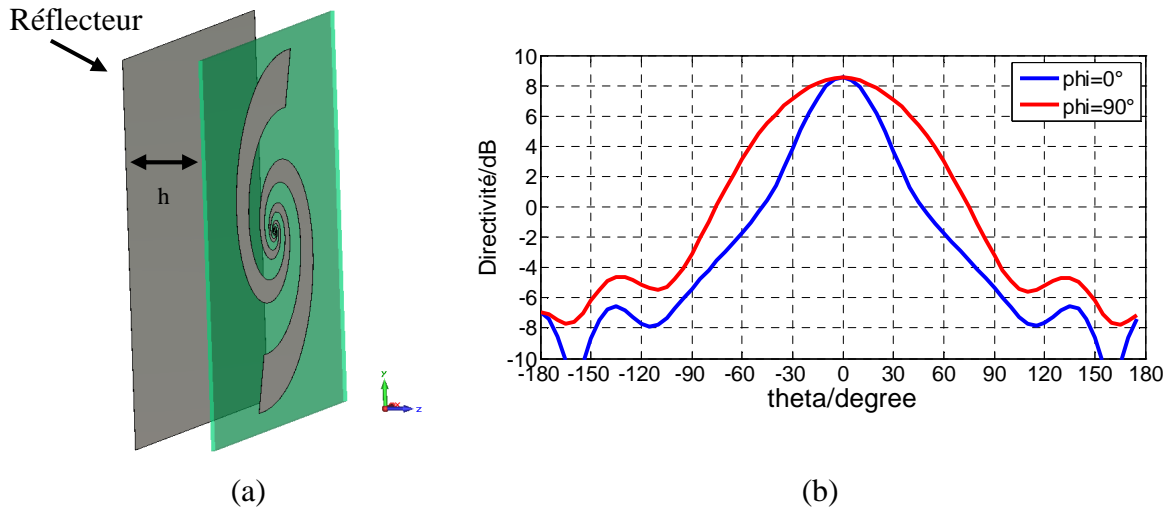


Figure II-11 : Antenne spirale logarithmique à proximité d'un plan réflecteur(a). Diagramme de directivité pour deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz (b)

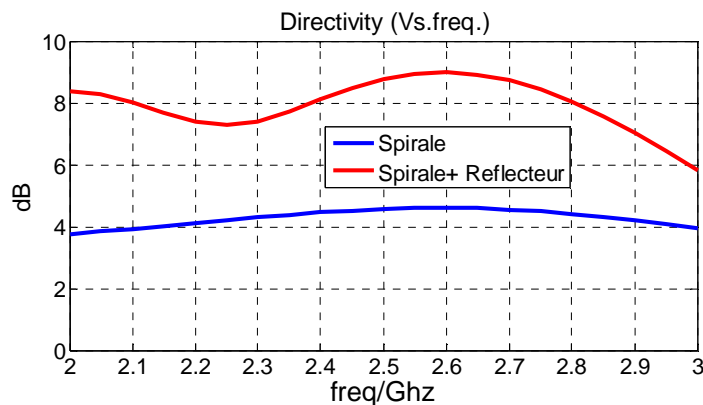


Figure II-12 : Evolution fréquentielle du gain pour une spirale avec et sans un plan réflecteur

La Figure II-13 représente le taux d'ellipticité à 2.45 GHz dans les deux plans $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ pour la spirale avec et sans un plan réflecteur. On constate que l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement pour lequel le taux d'ellipticité reste faible est plus étroit pour la spirale montée sur le plan réflecteur. La Figure II-14 montre l'évolution fréquentielle du taux d'ellipticité dans la direction du rayonnement de la spirale ($\theta=0^\circ$). Les deux courbes représentent le TE(w) de l'antenne spirale seule et le TE(w) de l'antenne spirale au-dessus du plan réflecteur. On constate qu'à 2.45 GHz les taux d'ellipticités sont identiques et minimum mais que pour les autres fréquences, il se dégrade beaucoup plus vite pour l'antenne sur le plan réflecteur. L'antenne est plus directive mais fonctionne sur une bande plus étroite lorsqu'elle est associée à un réflecteur.

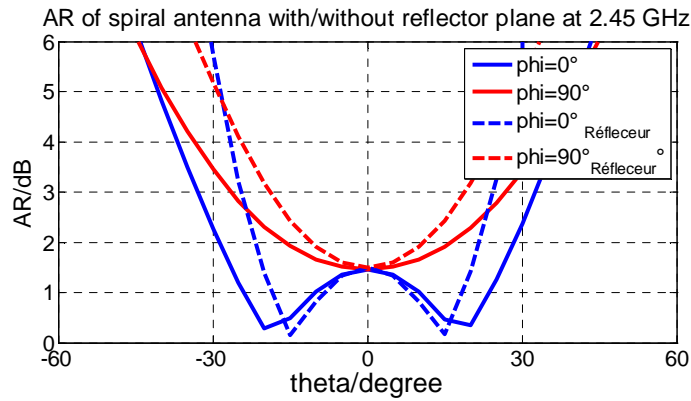


Figure II-13 : Taux d'ellipticité d'une spirale avec et sans un plan réflecteur pour deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz

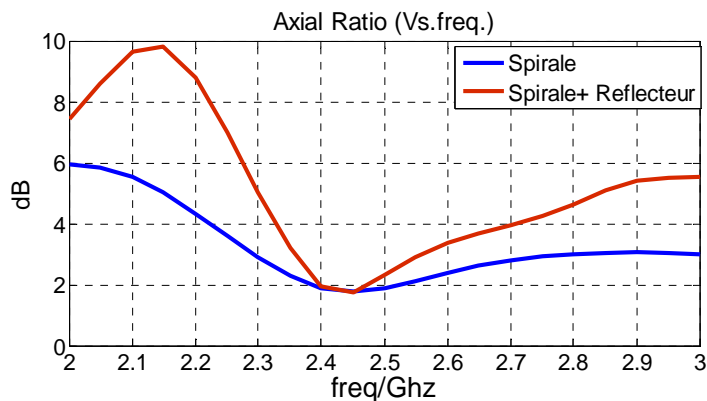


Figure II-14 : Evolution fréquentielle du taux d'ellipticité pour une spirale avec et sans un plan réflecteur

Pour concevoir une antenne YAGI à polarisation circulaire, nous pourrions utiliser un simple plan métallique comme élément réflecteur, cependant le seul degré de liberté accessible est sa position "h" (Figure II-11) par rapport à la spirale. Nous envisagerons par la suite de réaliser les réflecteurs par des antennes parasites.

III.2 Mise en œuvre de l'antenne YAGI à polarisation circulaire

La spirale logarithmique a été retenue pour réaliser la source excitée. Son rayonnement bidirectionnel en polarisation circulaire et sa large bande passante justifient notre sélection. Il reste maintenant à définir l'association de réflecteurs et de directeurs qui permettront d'augmenter la directivité tout en optimisant le taux d'ellipticité.

III.2.1 Analyse critique et constat

La première idée qui vient pour constituer les éléments parasites qui permettront de conserver les propriétés de l'antenne source est d'utiliser d'autres spirales logarithmiques. La Figure II-15 montre que le couplage entre deux spirales identiques alignées est très faible. Ceci est dû aux polarisations rayonnées de part et d'autre du motif. Ainsi disposées les antennes se couplent par leur polarisation croisée. On retrouve le minimum de couplage (Figure II-15) à la fréquence où le taux d'ellipticité de la spirale est le plus faible (Figure II-14).

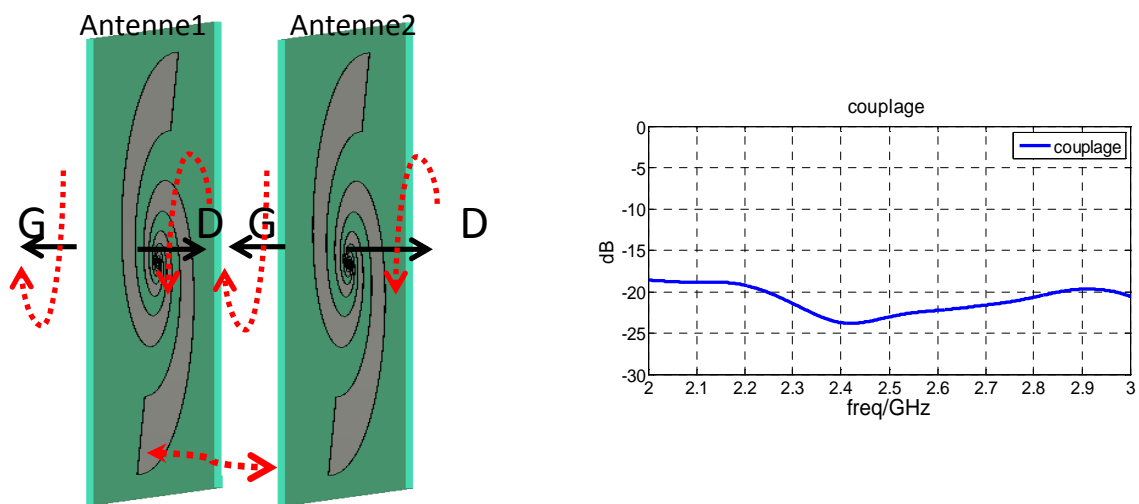


Figure II-15 : Juxtaposition de deux antennes bidirectionnelles à polarisation circulaire. Le couplage est très faible

Pour pouvoir imaginer un concept YAGI il faut que les antennes utilisées comme éléments parasites se couplent fortement entre elles et avec l'élément excité. En observant la Figure II-15 il découle qu'une alternance de la polarisation des spirales, retournées par effet miroir, devrait permettre d'améliorer les couplages. La Figure II-16 illustre cette alternance et la conséquence sur le niveau de couplage qui atteint -8dB à 2.45 GHz .

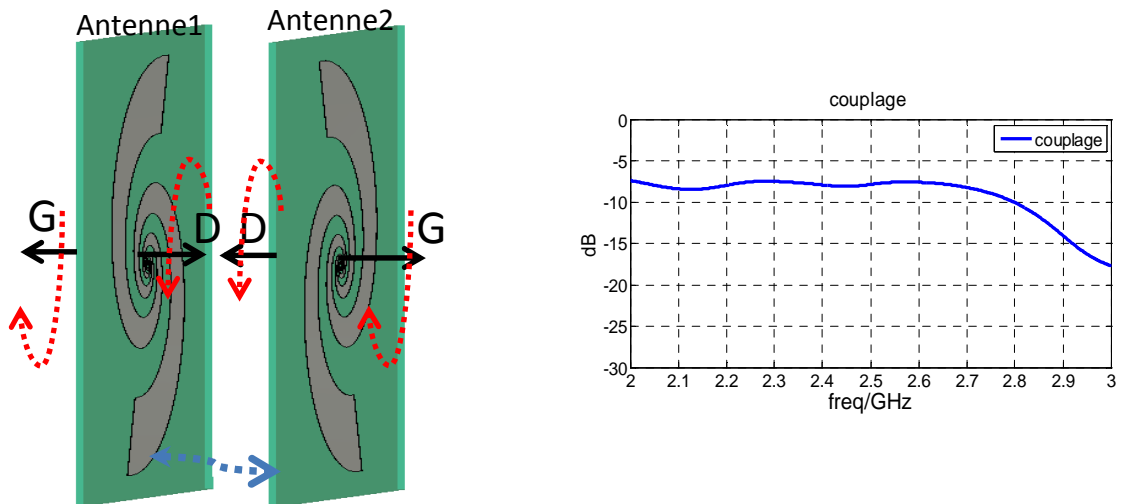


Figure II-16 : Exemple d'alignement de deux antennes bidirectionnelles à polarisation circulaire. Le couplage est important

Cette dernière configuration bien que favorable à l'excitation des antennes (spiraales) parasites s'est arrivée incompatible à la réalisation d'une polarisation circulaire. Ce phénomène s'explique par la contribution simultanée des deux polarisations droite (D) et gauche (G) qui en se sommant interdisent la réalisation d'un faible taux d'ellipticité.

Il existe donc une contradiction entre le couplage nécessaire au fonctionnement de ces familles d'antennes et la polarisation des éléments parasites. Nous en avons conclu que les réflecteurs comme les directeurs ne seront pas des antennes à polarisation circulaire.

Dans le paragraphe suivant nous décomposerons la polarisation circulaire des directeurs et des réflecteurs en deux polarisations linéaires orthogonales (indépendantes). Ainsi la synthèse des éléments parasites fera intervenir des fonctions réactives indépendantes et différentes suivant les deux axes de polarisation.

III.2.2 Architecture retenue pour l'antenne à éléments parasites-première synthèse

L'architecture sur laquelle nous avons travaillé est présentée sur la Figure II-17. Comme expliqué au paragraphe précédent, les éléments réactifs (ou antennes parasites) permettent d'exercer des contrôles indépendants sur E_x et E_y . Ce degré de liberté est apparu indispensable pour faire fonctionner une telle structure.

L'antenne se compose de l'antenne spirale logarithmique qui constitue l'excitation, de deux plans réflecteurs, chacun synthétisé par 8 dipôles imprimés chargés sur des fonctions réactives et 2 plans servant des directeurs, également synthétisés par 8 dipôles imprimés chargés sur des fonctions réactives. Toutes ces antennes sont imprimées sur des substrats FR4 (permittivité $\epsilon_r=3.95$, $\tan\delta=2.5*10^{-2}$, $e=1.58$ mm). Les cinq substrats (Figure II-17) sont des carrés de 15 cm d'arrête positionnées à 3.7 cm (0.3λ) les uns des autres. L'antenne occupe donc un volume de $(15\text{cm})^3$. Les 16 dipôles (imprimés sur 4 substrats) ont tous les mêmes dimensions (largeur 1 mm et longueur 40 mm).

Pour la simulation initiale, chaque brin est muni d'un port d'excitation qui permettra d'extraire la matrice de couplage du système $[S]_{17,17}$ et les 17 diagrammes de rayonnement élémentaires associées aux excitations consécutives des 17 ports numériques introduits dans la simulation. Cette première étape de simulation est réalisée avec CST-MWS. Elle permet d'établir les niveaux de couplage entre les 17 antennes du système. Un échantillon de ces couplages est illustré sur la Figure II-18. La numérotation des ports est identifiée sur la Figure II-17.

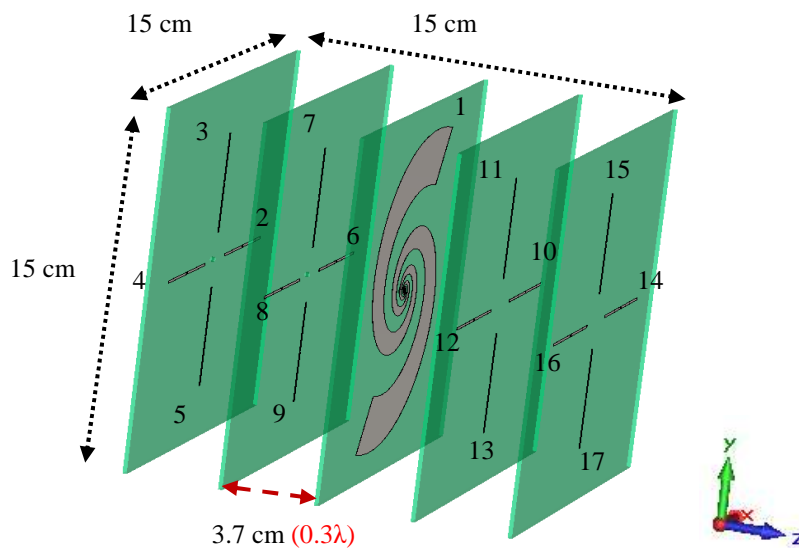


Figure II-17 : Architecture de l'AEP à polarisation circulaire excitée par une spirale logarithmique

A l'issue de cette phase d'analyse, nous réalisons une synthèse sur les fonctions réactives afin d'amplifier le gain en essayant de conserver une bonne qualité de polarisation circulaire. L'algorithme de synthèse mis en œuvre pour calculer les fonctions réactives à connecter aux 16 dipôles parasites a fourni les résultats portés dans le Tableau II-1.

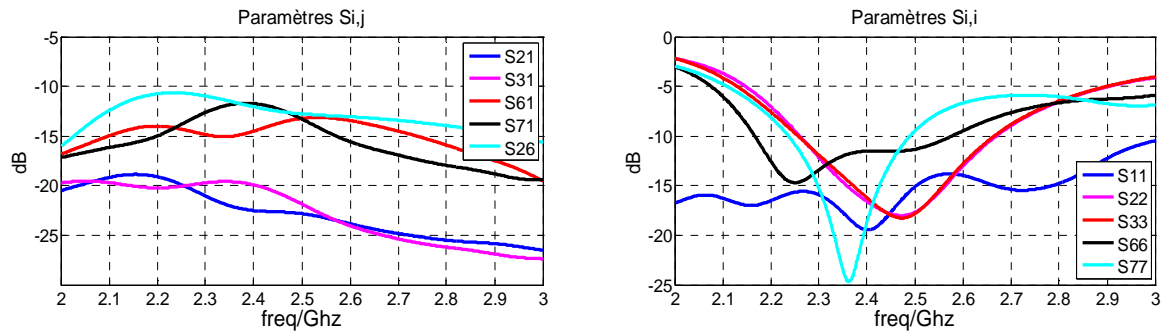


Figure II-18 : Paramètres S_{ij} de l'antenne constituée de seize dipôles et de la spirale logarithmique. Le port d'excitation de la spirale porte le n°1

Antenne	a_i (amplitude)	a_i (phase)	Déphasage entre $2i$ et $2i+1$	Inductance (nH)	Capacité (pF)
spirale 1	1	0°	-----	-----	-----
dipôle 2	0.0449	-172°	-86°	2.3	-----
dipôle 3	0.0465	-86°		2.7	-----
dipôle 4	0.0462	-172°	-86°	2.3	-----
dipôle 5	0.0458	-86°		2.7	-----
dipôle 6	0.1189	56°	-80°	-----	15
dipôle 7	0.1336	136°		0.16	-----
dipôle 8	0.1223	56°	-80°	-----	14.3
dipôle 9	0.1336	136°		0.16	-----
dipôle 10	0.2614	-163°	-94°	-----	0.3
dipôle 11	0.3124	-69°		-----	0.3
dipôle 12	0.2648	-163°	-94°	-----	0.3
dipôle 13	0.3116	-69°		-----	0.3
dipôle 14	0.1741	41°	-85°	-----	0.6
dipôle 15	0.1983	126°		-----	0.7
dipôle 16	0.1763	41°	-85°	-----	0.6
dipôle 17	0.1982	126°		-----	0.7

Tableau II-1 : Tableau des pondérations réalisées par les éléments parasites chargés par des selfs et des capacités

Les fonctions réactives sont traduites par des valeurs d'inductances ou des capacités, présentées dans les deux dernières colonnes du tableau. La contribution de chaque dipôle au rayonnement global est perçue au travers des ondes de puissances « a_i » excitées grâce aux

couplages dans l'antenne. On peut observer que le résultat de la synthèse restitue bien les symétries de l'antenne ($jX_i \# jX_{i+2}$). L'impédance d'entrée calculée au niveau de l'alimentation de la spirale logarithmique environnée par des 16 dipôles réactifs est $Z_E=41+j10\Omega$ à 2.45 GHz. L'adaptation qui est représentée par la Figure II-19 reste inférieure à -10dB sur une large bande de fréquence [2 à 3GHz].

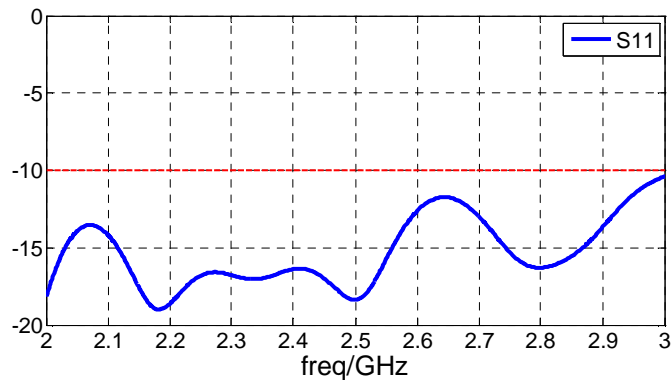


Figure II-19 : Coefficient de réflexion de l'antenne à 16 éléments parasites

Le taux d'ellipticité auquel a abouti la synthèse est représenté dans les deux plans $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz sur la Figure II-20. On remarque une différence entre les deux plans. Ce taux d'ellipticité n'a pas pu être rendu inférieur de 1 dB. La Figure II-21 montre le diagramme de directivité à 2.45 GHz pour les deux plans $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$. On remarque une légère différence entre ces deux plans. Le diagramme est plus ouvert dans le plan $\varphi=0^\circ$ que dans le plan $\varphi=90^\circ$.

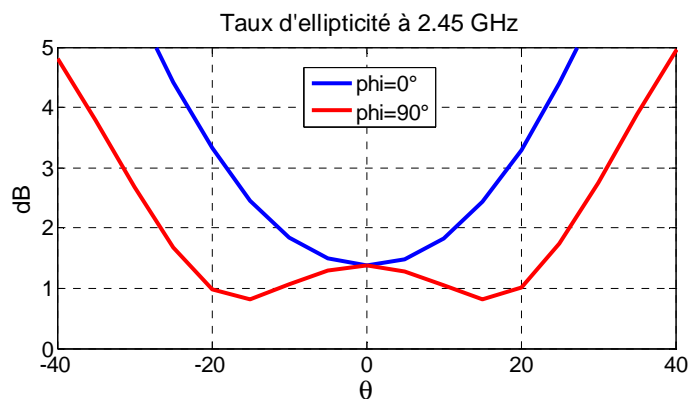


Figure II-20 : Taux d'ellipticité de l'antenne pour deux les plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz.

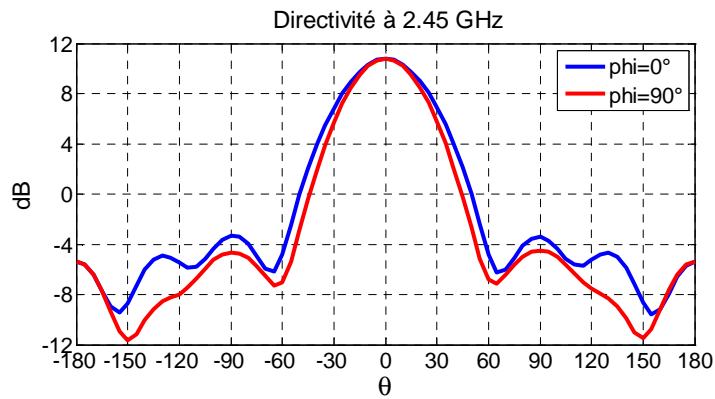


Figure II-21 : Diagramme de directivité pour les deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz

Le fonctionnement de type "Yagi-Uda" semble bien synthétisé car le rayonnement arrière et inférieur à -5 dB pour une directivité maximum de 10.8 dB vers l'avant ($\theta=0^\circ$). La Figure II-22 montre l'évolution fréquentielle de la directivité et du taux d'ellipticité de l'antenne dans la direction $\theta=0^\circ$.

La bande passante de l'antenne est limitée par la dégradation du taux d'ellipticité lorsqu'on s'éloigne de la fréquence d'optimisation. En fixant la limite du taux d'ellipticité à 3 dB en obtient une bande passante de 400 MHz de [2.2GHz : 2.6GHz], soit environ 16 %.

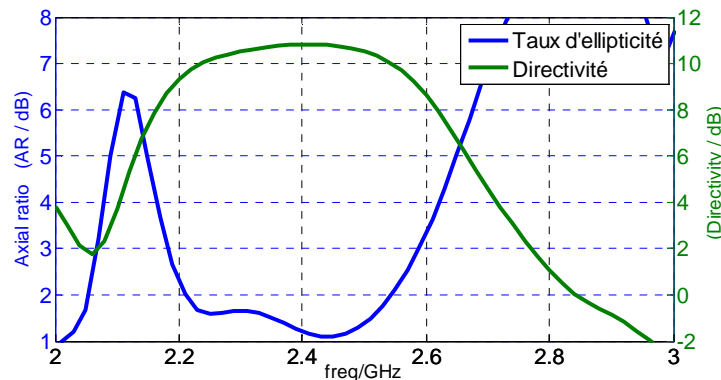


Figure II-22 : Comportement fréquentiel de directivité et de taux d'ellipticité

Ces premiers résultats démontrent que le concept est fonctionnel, cependant nous avons pensé qu'une amélioration peut être apportée avant d'envisager la réalisation d'un prototype. En effet, la synthèse a permis de composer avec l'ensemble des contraintes pour tendre vers les objectifs fixés. Au regard de la Figure II-20 on constate qu'il n'a pas été possible d'abaisser le taux d'ellipticité en dessous de 1.4 dB dans la direction principale du

rayonnement. Nous proposons d'analyser les causes de ce résultat. Les Figure II-23 et Figure II-24 montrent les composants E_θ et E_ϕ du champ électromagnétique rayonné par l'antenne à éléments parasites. On constate que la quadrature entre les deux composantes est très bien réalisée par contre il existe un déséquilibre d'environ 1 dB entre les amplitudes de ces deux composantes rayonnées. Ce déséquilibre est lié à l'antenne spirale. La synthèse n'a pas trouvé suffisamment de degrés de liberté (fonctions réactives) pour corriger ce défaut.

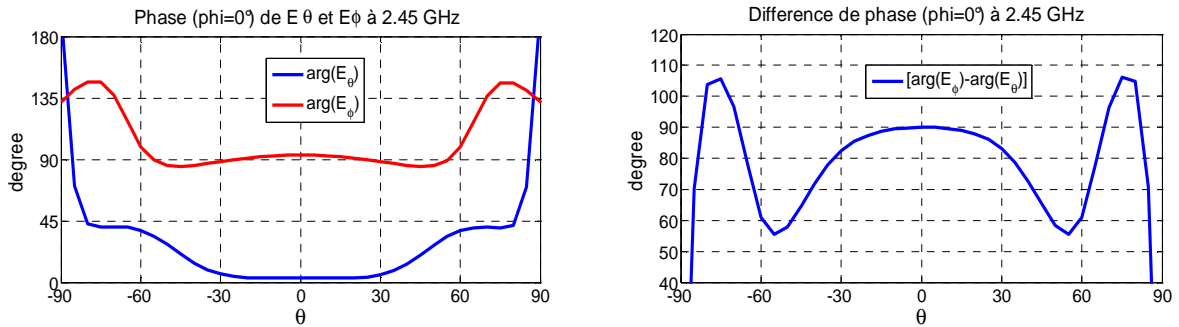


Figure II-23 : Phases des champs E_θ et E_ϕ de système antennaire dans le plan $\phi=0^\circ$ à 2.45 GHz (à gauche). Différence de phase entre E_θ et E_ϕ pour le plan $\phi=0^\circ$ à 2.45 GHz (à droite)

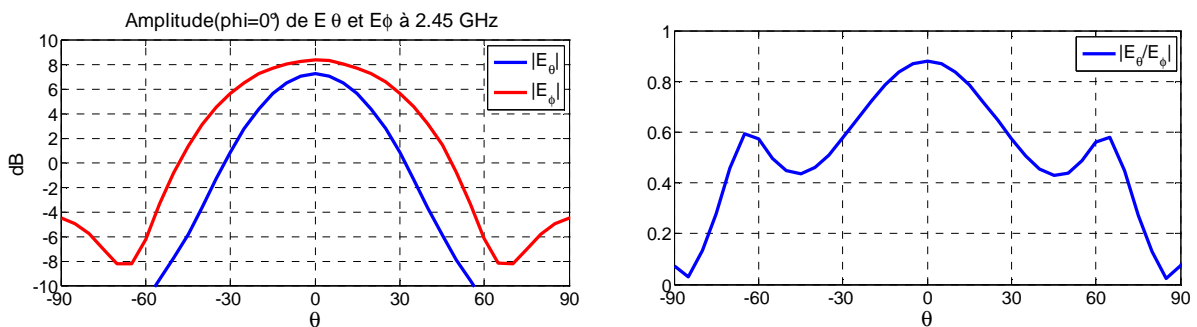


Figure II-24 : Amplitude des champs E_θ et E_ϕ de système antennaire dans le plan $\phi=0^\circ$ à 2.45 GHz (à gauche). Rapport entre $|E_\theta|$ et $|E_\phi|$ pour le plan $\phi=0^\circ$ à 2.45 GHz (à droite)

Pour résoudre ce problème deux solutions ont été envisagées : la première consiste à réaliser une rotation de la spirale par rapport aux dipôles et la seconde consiste à rajouter un contrôle réactif qui permettra de gérer ce déséquilibre. L'avantage de cette seconde solution est de confier la correction à un contrôle réactif et donc de faire supporter l'optimisation à l'algorithme de synthèse. Nous avons choisi de développer cette seconde solution, bien plus confortable, dans le paragraphe suivant.

III.2.3 Finalisation du concept – seconde synthèse

Un degré de liberté supplémentaire est donc introduit dans la structure. En réalité ce sont deux dipôles parasites supplémentaires qui sont associés de façon symétrique aux deux bras de la spirale. La Figure II-25 montre cette modification. Les deux dipôles sont imprimés au dos du substrat qui supporte la spirale. Pour l'analyse numérique initiale, les deux dipôles supplémentaires sont munis de ports numériques. L'analyse est toujours réalisée par CST-MWS, elle fournit une matrice $[S]_{19,19}$ ainsi que 19 diagrammes de rayonnement qui alimenterons la synthèse.

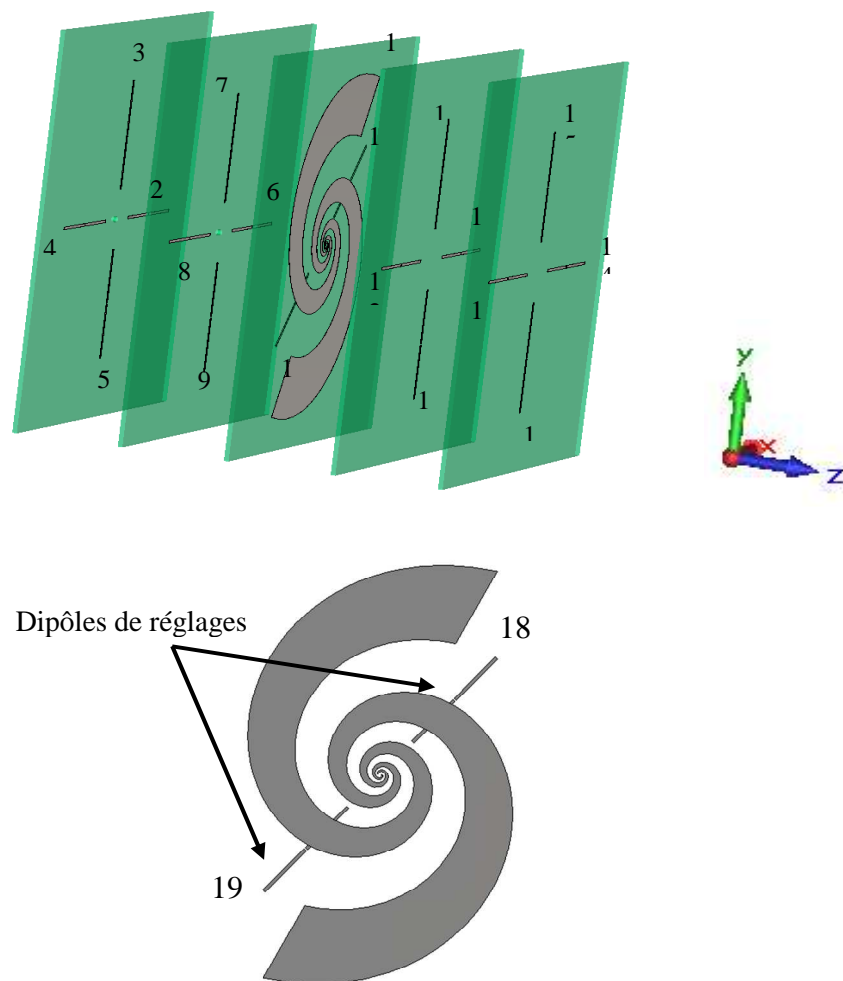


Figure II-25 : Evolution du concept, position des dipôles des réglages sur la face arrière du substrat supportant la spirale

Les résultats de la nouvelle synthèse sont portés dans le dans le Tableau II-2. On constate que les dipôles 18 et 19 participent de façon parfaitement symétrique à la résolution

du problème. Leur participation à la solution semble très importante au regard des pondérations \mathbf{a}_{18} et \mathbf{a}_{19} .

Les performances en rayonnement sont fournies par la Figure II-26. Le diagramme de directivité est très proche de celui obtenu par la première synthèse, la directivité atteint 10.5 dB. En revanche le taux d'ellipticité a été réduit (amélioré) et symétrisé dans les deux plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$. Les deux dipôles supplémentaires ont alors bien rempli la fonction souhaitée.

Antenne	a_i (amplitude)	a_i (phase)	Déphasage entre $2i$ et $2i+1$	Inductance (nH)	Capacité (pF)
Spirale 1	1	0°	0°	----	----
dipôle 2	0.048	-167°	-102°	1.67	----
dipôle 3	0.049	-65°		1.29	----
dipôle 4	0.048	-167°	-102°	1.67	----
dipôle 5	0.048	-65°		1.35	----
dipôle 6	0.118	57°	-107°	----	6.3
dipôle 7	0.132	164°		----	3.6
dipôle 8	0.117	57°	-107°	----	6.1
dipôle 9	0.129	164°		----	3.6
dipôle 10	0.253	-156°	-86°	----	0.2
dipôle 11	0.286	-70°		----	0.3
dipôle 12	0.254	-156°	-86°	----	0.2
dipôle 13	0.285	-70°		----	0.3
dipôle 14	0.167	43°	-88°	----	0.53
dipôle 15	0.187	131°		----	0.55
dipôle 16	0.170	43°	-88°	----	0.53
dipôle 17	0.186	131°		----	0.55
dipôle 18	0.354	141°	0°	18.3	----
dipôle 19	0.356	141°		18.3	----

Tableau II-2: Tableau des pondérations réalisées par les éléments parasites chargés par des selfs et des capacités

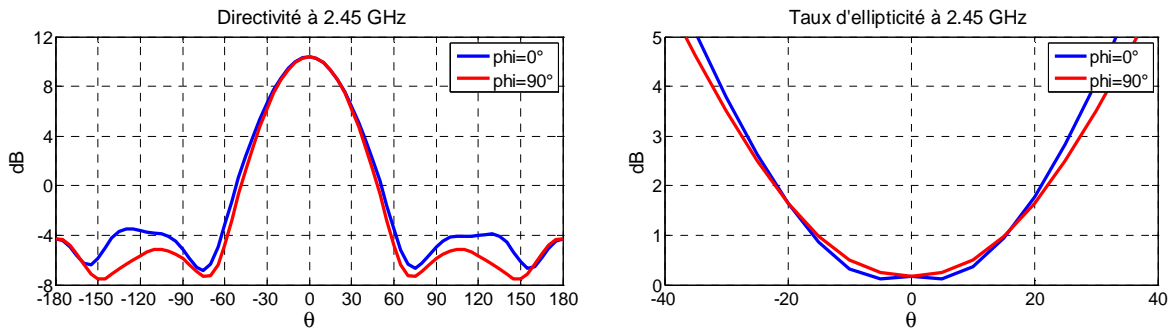


Figure II-26 : Taux d'ellipticité du système antennaire dans le plan de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45GHz (à droite). Diagramme de directivité pour les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) à 2.45 GHz (à gauche).

La bande passante passe à 25 % [2 GHz : 2.65GHz], mais le taux d'ellipticité remonte à 3.4 dB à 2.2 GHz (Figure II-27). Le coefficient de réflexion est présenté sur la Figure II-28.

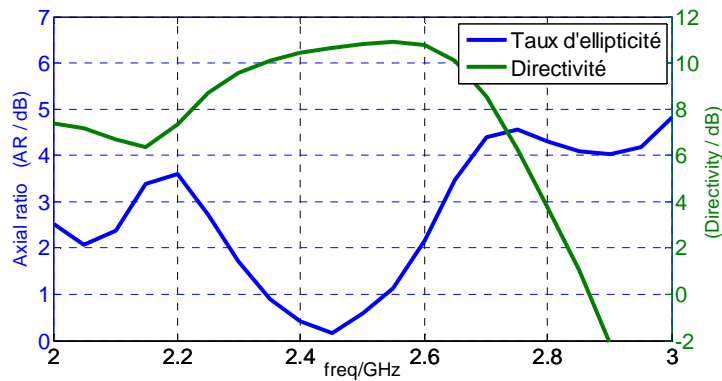


Figure II-27 : Comportement fréquentiel de la directivité et du taux d'ellipticité de l'antenne à 18 éléments parasites

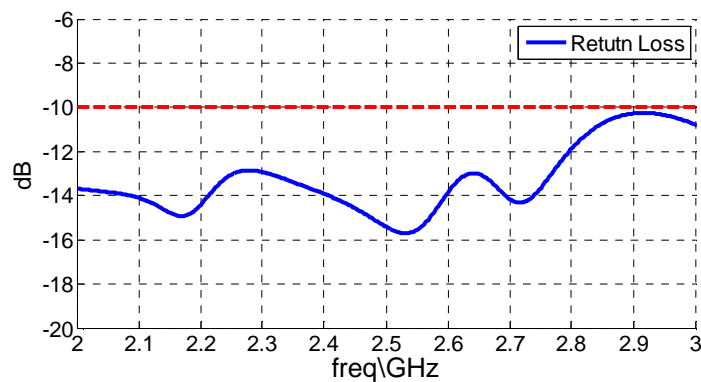


Figure II-28 : Coefficient de réflexion de l'antenne

III.2.4 Mise en œuvre d'un prototype

Pour prototyper ce concept, les fonctions réactives seront implantées grâce à des boîtiers CMS. Toutes les valeurs de capacités et d'inductances ne seront pas disponibles dans le commerce. Pour les capacités nous avons sélectionné des boîtiers CMS de la marque AVX et pour les inductances la marque COILCRAFT. Ces deux fournisseurs permettent à disposition les modèles « Touchstones » de leurs boîtiers, c'est-à-dire les paramètres [S] mesurés. Le TableauII-3 permet d'identifier les composants que nous avons choisi d'affecter à chaque dipôle parasite. Les valeurs des selfs et des capacités disponibles s'éloignent au maximum de 10 % des valeurs optimales définies par la synthèse (Tableau II-2).

Les modèles touchstone des boîtiers CMS peuvent être connectés à la simulation CST-MW (Figure II-29). Les performances obtenues avec ces charges " réelles " sont illustrées par les Figure II-30 à la Figure II-32.

N° de brin	Self commerciales (Coilcraft) (nH)	Capacités commerciales (AVX) (pF)	boîtiers
2 et 4	1.6		0603 HP 1N8
3 et 5	1.3		0603 CT 1N2
6 et 8		6.28	0402 HP 3R6
7 et 9		3.4	0402 HP 2R4
10 et 12		0.2	0402 HP 0R2
11 et 13		0.3	0402 HP 0R3
14,15, 16 et 17		0.5	0402 HP 0R5
18 et 19	18.8		0402 HP 15N

TableauII-3: Valeurs commerciales des composants CMS à souder sur les 18éléments parasites

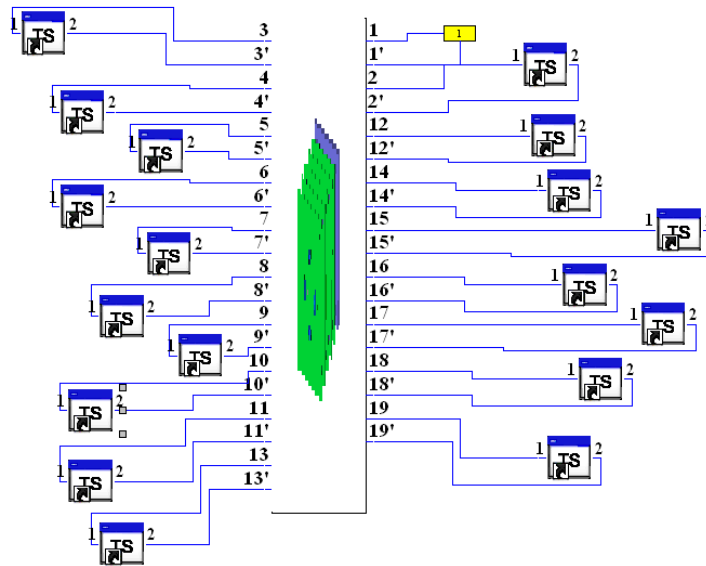


Figure II-29 : Simulation de l'antenne connectée aux modèles « Touchstones » des composants CMS

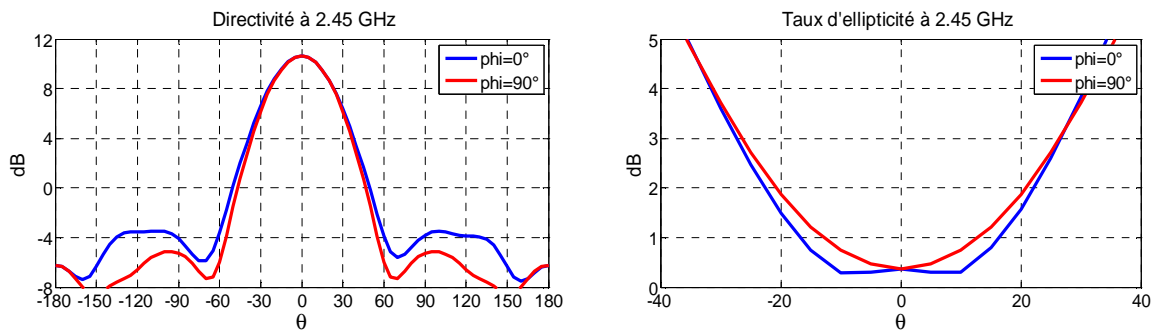


Figure II-30 : Taux d'ellipticité du système antennaire dans le plan de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45GHz (à droite). Diagramme de directivité pour les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) à 2.45 GHz (à gauche).

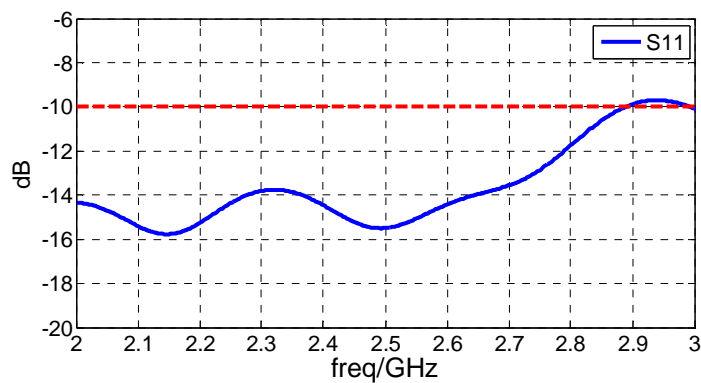


Figure II-31 : Coefficient de réflexion de l'antenne

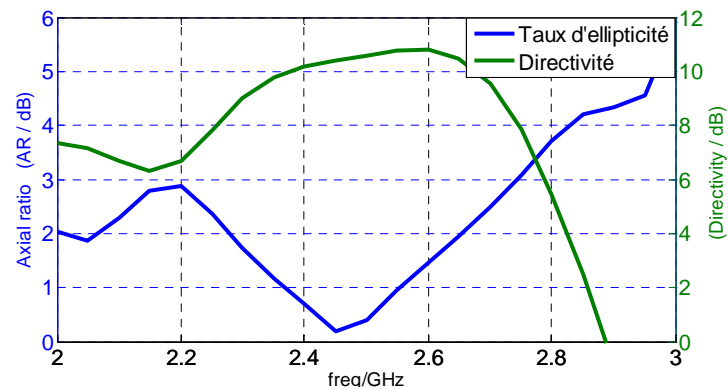


Figure II-32 : Comportement fréquentiel de directivité et de taux d'ellipticité

La directivité atteint 10.5 dB à 2.45 GHz et le taux d'ellipticité reste proche de l'optimum obtenu par la synthèse. L'adaptation calculée au centre de la spirale reste inchangée avec les charges "réelles". Le taux d'ellipticité reste inférieur à 3 dB de [2 GHz : 2.75 GHz], soit 750 MHz. La directivité est supérieure à 8 dB de [2.25 GHz : 2.75 GHz].

La bande est d'environ 500MHz pour une directivité supérieure à 8dB et un taux d'ellipticité inférieur à 3dB.

Alimentation de l'antenne

Jusqu' à présent l'excitation de la spirale a été simulée par un port discret localisé au centre de la spirale. Pour terminer la conception du prototype il faut trouver un moyen de réaliser l'excitation différentielle des deux bras de la spirale.

La problématique de l'alimentation différentielle des bras de la spirale a été abordée par plusieurs auteurs, soit par des systèmes de balun intégrés ou déportés [89]-[92], soit encore par des dispositif de filtrage de mode commun utilisant des selfs d'arrêt ou des boucles à ferrites [93]. Pour notre étude nous avons retenu un système appelé "sleeve-balun" ou symétriseur [94]. Il s'agit de réaliser un piège sur les courants susceptibles de se coupler sur le blindage du câble coaxial qui sera connecté aux bras de la spirale. Ce piège se matérialise par une section de tube de longueur $\lambda/4$ entourant le câble coaxial, mise en contact avec celui-ci à l'une de ses extrémités. Le principe est schématisé sur la Figure II-33. Ce piège agit comme une corrugation en ramenant une impédance infinie (Self de choc) sur le blindage de câble coaxial. En interdisant ainsi les courants de mode commun cette technologie simple permet de symétriser l'excitation.

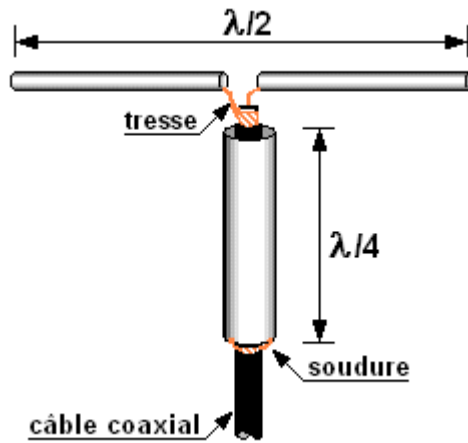


Figure II-33 : Technique de blindage

Ce mode d'alimentation est implémenté dans la simulation (Figure II-34). Un tube de cuivre de rayon 5 mm est de longueur 29 mm a été modélisé.

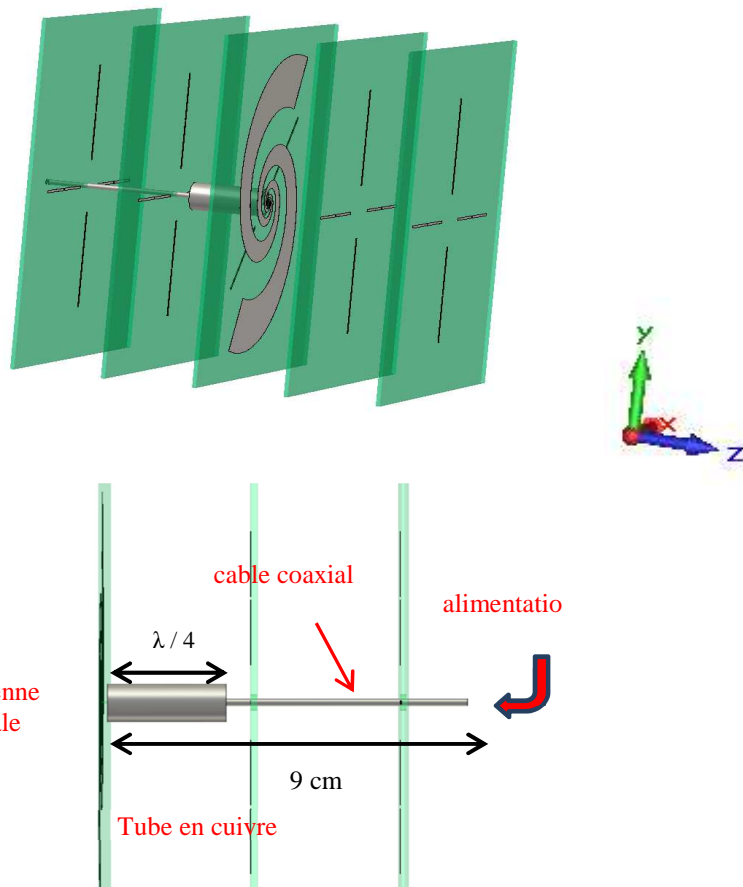


Figure II-34 : L'alimentation de l'antenne à éléments parasites est modélisée par un câble coaxial miniature doublé par un tube de longueur $\lambda/4$ soudé au blindage du câble à son extrémité

La simulation numérique du nouveau problème a été réalisée par CST-MWS. Les résultats en adaptation et en rayonnement sont présentés par les Figure II-35à Figure II-38.

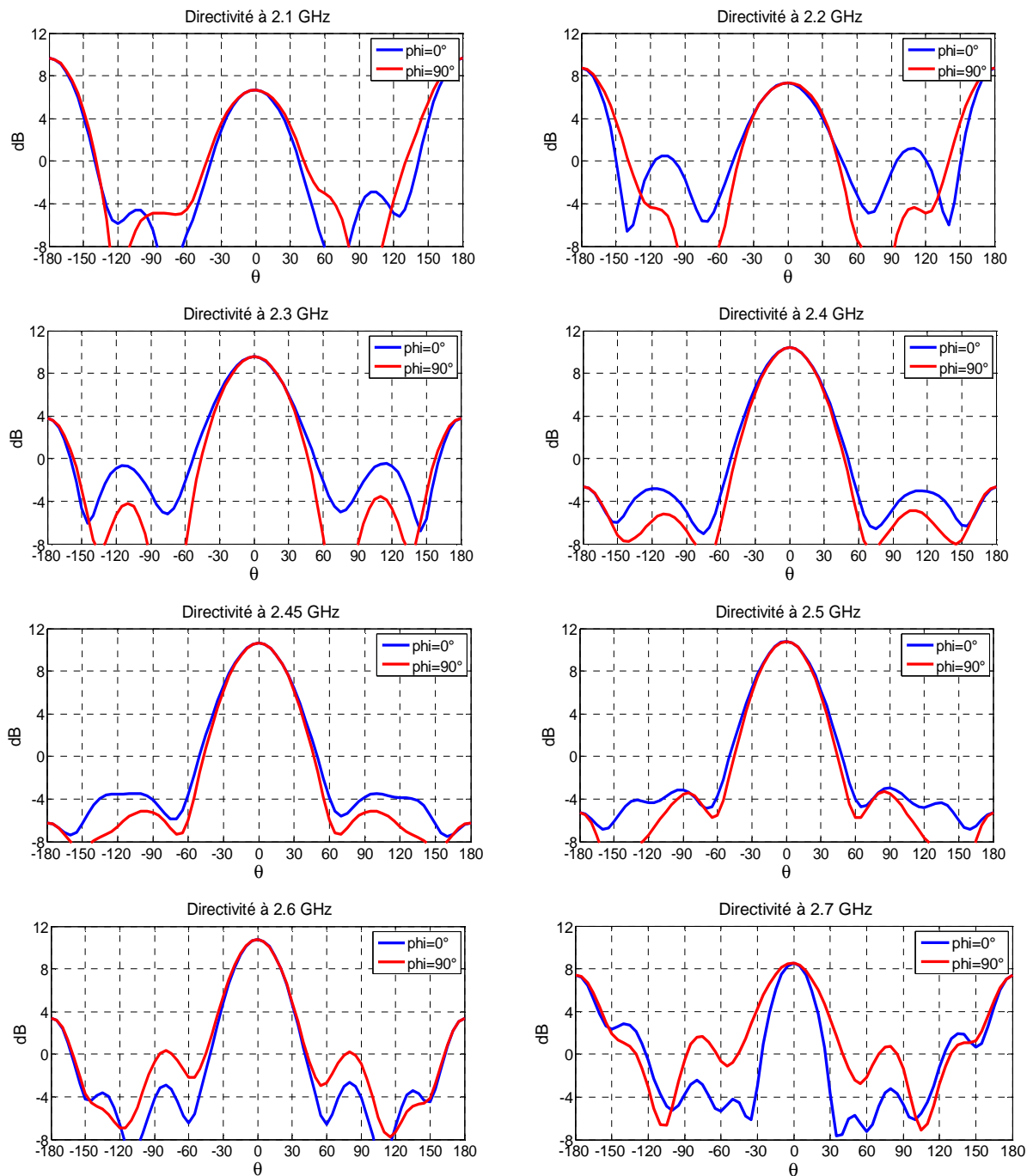


Figure II-35 : Les diagrammes de directivité sur la bande couvrant [2.1 ; 2.7 GHz] dans les deux plans principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) tous les 100 MHz.

La Figure II-36 démontre l'efficacité du symétriseur : lorsque le blindage du câble coaxial est connecté directement au bras de la spirale, c'est-à-dire sans le tube, la forme des diagrammes de directivité sont affectés.

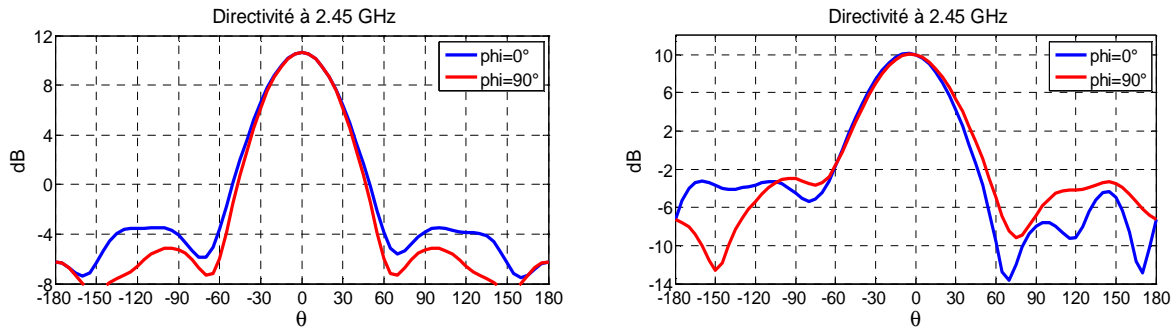


Figure II-36 : Diagramme de directivité dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) à 2.45 GHz avec balun (à gauche), et sans balun (à droite)

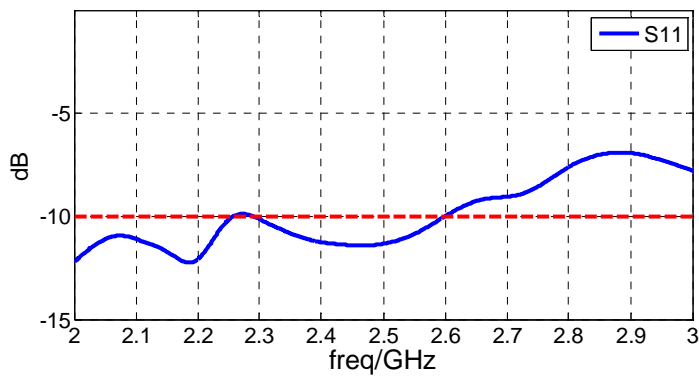


Figure II-37 : coefficient de réflexion de l'antenne alimenté grâce au balun

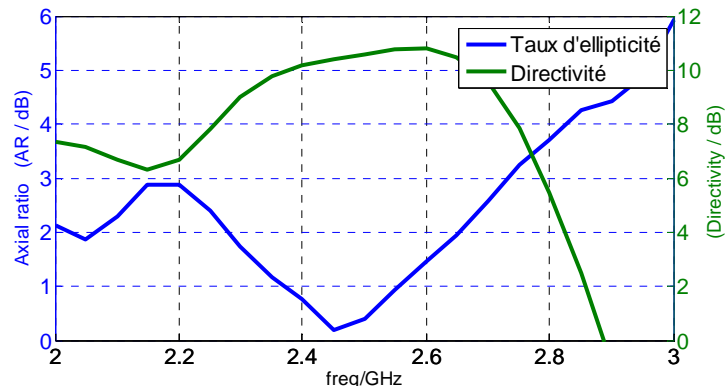


Figure II-38 : Comportement fréquentiel de la directivité et du taux d'ellipticité de l'antenne avec le balun d'alimentation

III.3 Validation expérimentale

Pour valider le fonctionnement, l'antenne a été prototypée et mesurée dans la chambre anéchoïde[95] d'Xlim. Les comparaisons entre les résultats de mesure et de simulation sont présentées ci-après. Pour les mesures de rayonnement, l'antenne a été montée sur un support composé d'une plaque en plexiglas de 15cm*15cm assemblée par 4 colonnes cylindriques. La Figure II-39 montre l'antenne réalisée sous test.

Les éléments sont distribués sur 5 plaques notées R1, R2, D1 et D2 {R : Réflecteur ; D : Directeur} (Figure II-40). Comme cela a été dit précédemment, les charges CMS sont implantées sur chaque dipôles (Figure II-40). Ces charges proviennent de deux fournisseurs : Coilcraft [96] pour les inductances et AVX[97] pour les condensateurs. Ces boîtiers ont été choisis pour que leur fréquence d'auto-résonance soit très supérieure à la fréquence de travail de l'antenne. Le report des composants a été entièrement réalisé au laboratoire. L'antenne à éléments parasites est alimentée par un câble coaxial miniature de diamètre extérieur 2.2 mm (0.058').

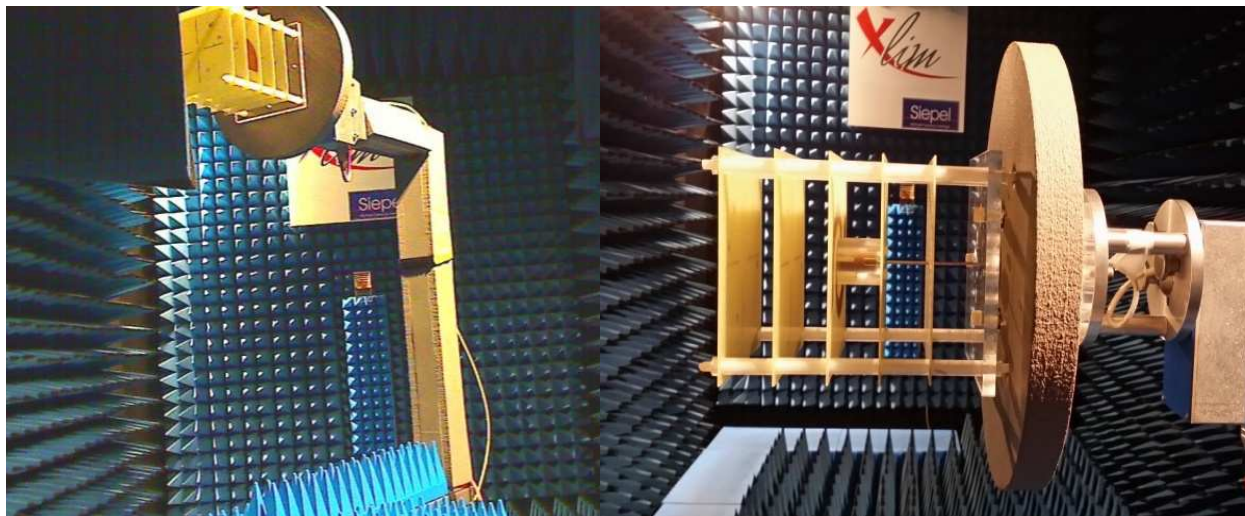


Figure II-39: Antenne sous test dans la chambre anéchoïque (base de mesure d'XLIM)

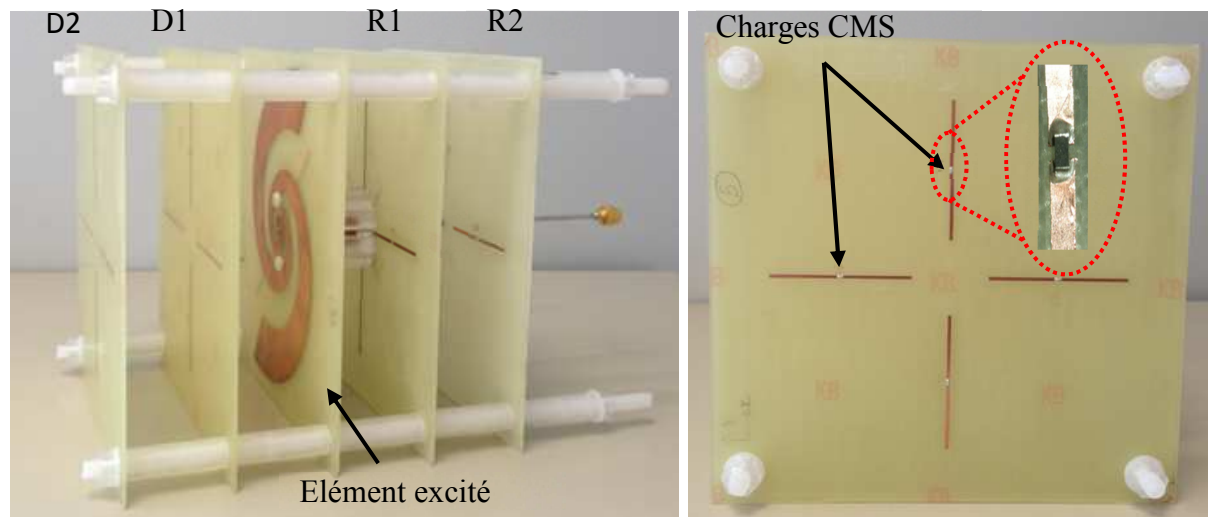


Figure II-40: Prototype d'antenne à 19 éléments fabriquée et mesurée au laboratoire (à gauche). Position des composants CMS sur le directeur 2 du prototype réalisé (à droite)

La Figure II-41 établit la comparaison entre les coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne. L'adaptation est comprise entre -11dB et -8.5dB sur une bande passante de [2 ; 2.75] GHz. La connectique est sensiblement moins performante que ce que prévoyait la simulation. Nous attribuons ce décalage à la soudure de la spirale avec le câble coaxial d'alimentation.

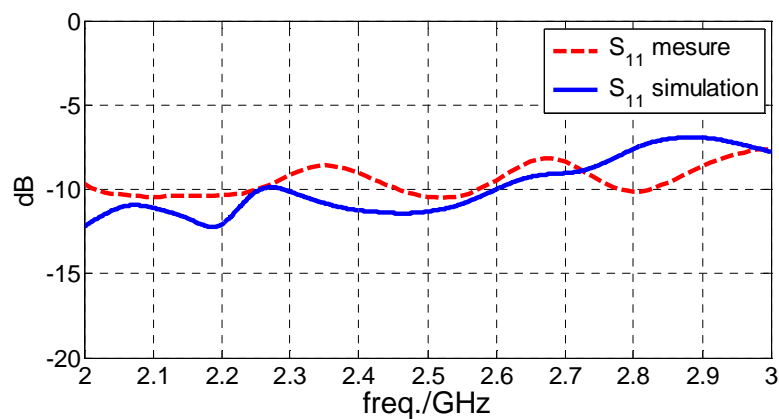


Figure II-41 : Comparaison des adaptations mesurée et simulée de l'antenne

Les diagrammes de gain de l'antenne mesuré et simulé dans les plans de coupe ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) sur les polarisations droite et gauche à 2.45 GHz sont présentés sur les Figure II-42 et Figure II-43. Cette antenne rayonne en polarisation circulaire gauche. Le gain réalisé mesuré dans la direction désiré ($\theta=0^\circ$) est de 9 dB. C'est pratiquement la valeur promise par la simulation. La forme du diagramme mesuré correspond fidèlement à la simulation. Le niveau

du gain réalisé simulé est 9.15 dB alors que le gain mesuré a été estimé à 9 dB. L'écart observé entre la mesure et la simulation est donc de 0.15 dB. Ce qui est dans la tolérance de la chambre anéchoïque.

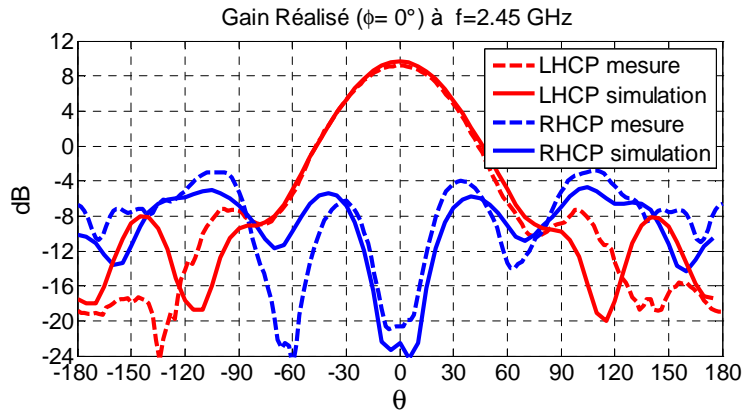


Figure II-42 : Diagramme de gain de l'antenne mesurée et simulée dans le plan de coupe ($\Phi=0^\circ$) sur les polarisations droite et gauche à 2.45 GHz

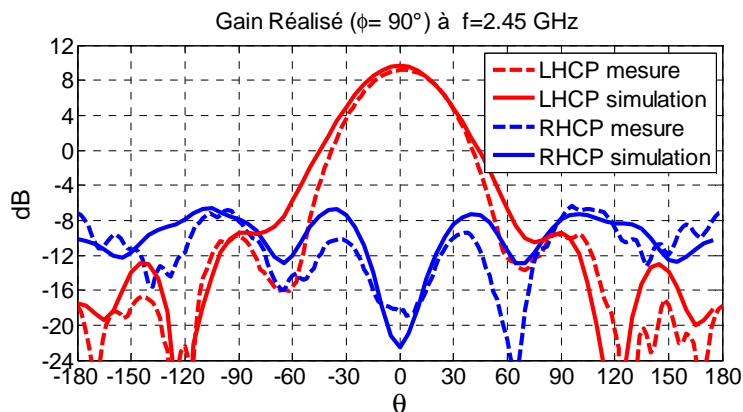


Figure II-43 : Diagramme de gain de l'antenne mesurée et simulée dans le plan de coupe ($\Phi=90^\circ$) sur les polarisations droite et gauche à 2.45 GHz

Les diagrammes mesurés et simulés à 2.45 GHz sont visualisés en 3D et comparés au diagramme objectif défini par le programme de synthèse (Figure II-44). La forme du diagramme mesuré correspond pour tous les plans à la simulation et à la synthèse.

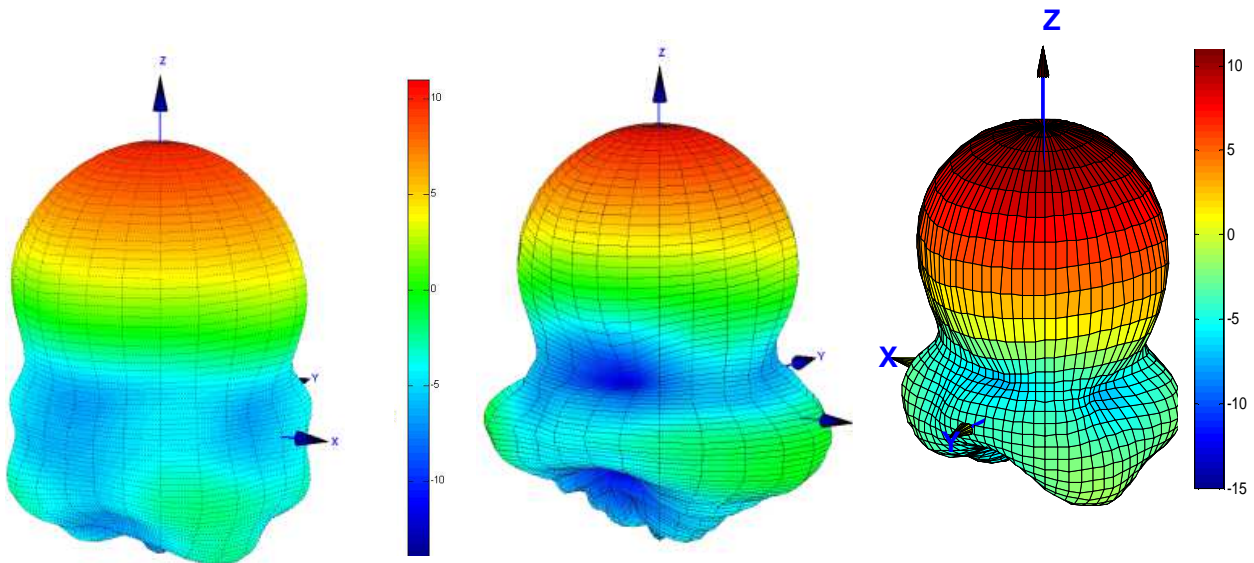


diagramme 3D (Mesure) diagramme 3D (Simulation CST-MWS) avec dispositif d'excitation diagramme 3D Synthétisé(Matlab)

Figure II-44 : Comparaison des diagrammes 3D simulé, mesuré et synthétisé

La comparaison du taux d'ellipticité de l'antenne simulée et mesurée dans les plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ à 2.45 GHz est présentée sur la Figure II-45. Une valeur mesurée de l'ordre de 0.53 dB a été obtenue dans l'axe. Le taux d'ellipticité reste inférieur à 3 dB sur un angle d'ouverture de $\pm 25^\circ$. Une légère différence de 0.13 dB entre simulation et mesure a été obtenue.

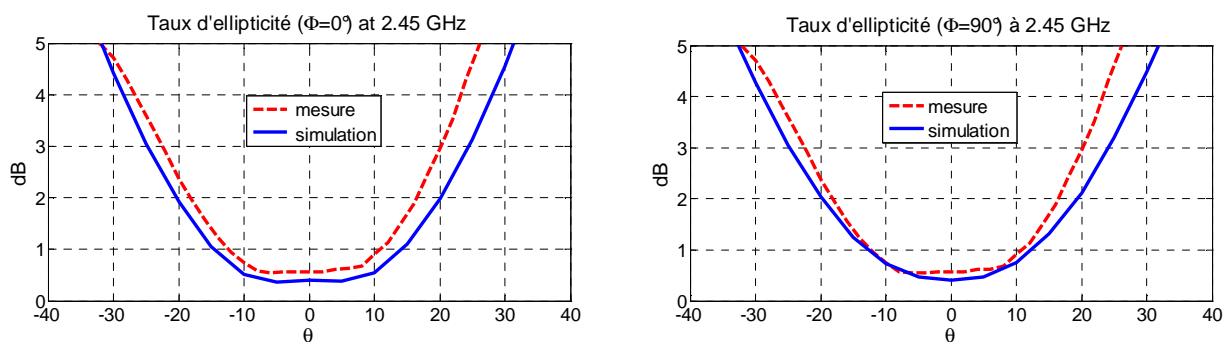


Figure II-45 : Taux d'ellipticité des antennes mesurée et simulée pour deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ à 2.45 GHz

L'évolution fréquentielle du taux d'ellipticité des antennes simulée et mesurée est présentée sur la Figure II-46. Le taux d'ellipticité mesuré reste inférieur à 3 dB sur la bande de 2.1 GHz à 2.72 GHz, ce qui correspond à 620 MHz (25 %) avec un minimum de 0.5 dB à

2.5 GHz. Rappelons que la valeur mesurée à la fréquence d'optimisation ($f=2.45$ GHz) est de l'ordre de 0.5 dB. L'allure générale de la courbe de mesure est cohérente avec celle de la simulation. Les deux courbes de TE se croisent à 2.5 GHz pour une valeur de l'ordre de 0.5 dB. Sur cette même bande la directivité mesurée est supérieure à 9 dB, Les deux courbes se croisent à 2.45 GHz pour une valeur de gain réalisée égale à 10.5dB (Figure II-47). La directivité mesurée montre une bonne concordance avec la simulation.

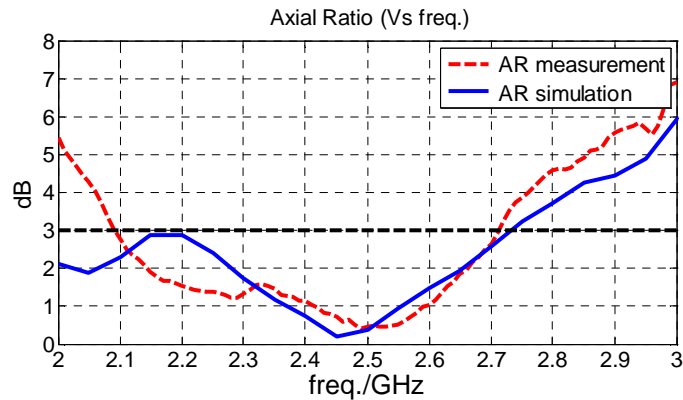


Figure II-46 : Evolutions fréquentielles simulée et mesurée du taux d'ellipticité dans la direction $\theta=0^\circ$

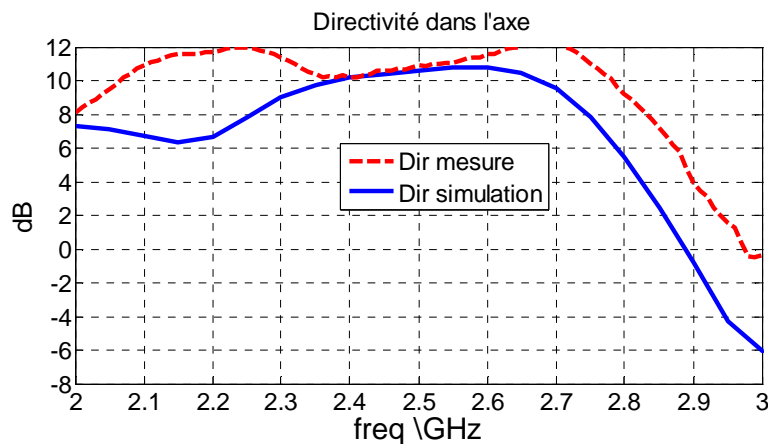


Figure II-47 : Evolution fréquentielles simulée et mesurée de la directivité dans la direction $\theta=0^\circ$

Les diagrammes mesurés permettent de remonter à l'efficacité de l'antenne prototypée. Les Figure II-48 et Figure II-49 comparent les gains et les efficacités mesurés et simulés.

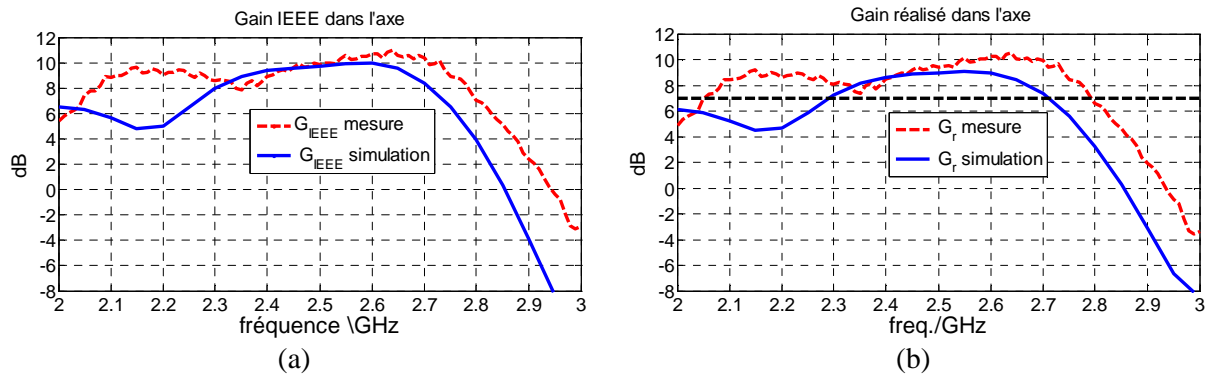


Figure II-48 : Evolution fréquentielle des gains réalisés(a) et des gains IEEE(b) mesuré et simulé dans direction $\theta=0^\circ$

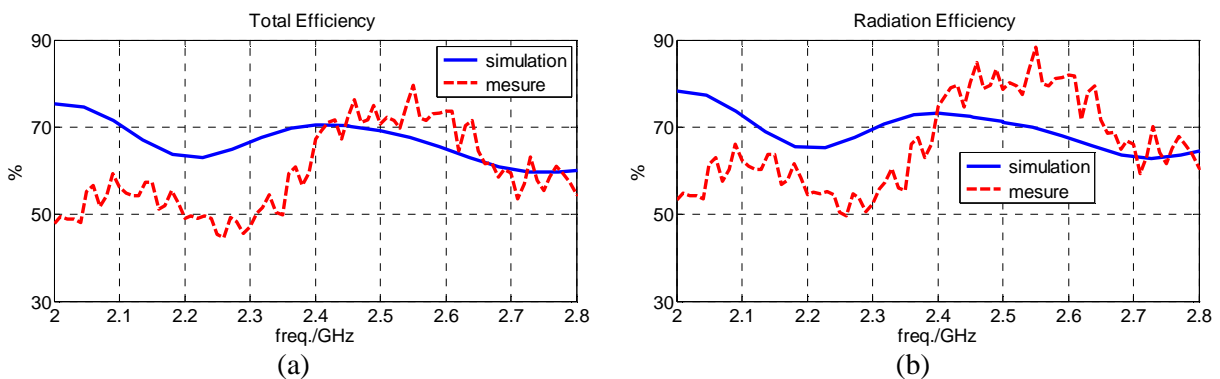


Figure II-49 : Efficacités totales mesuré et simulé(a). Efficacités de rayonnement simulé et mesuré(b)

Les gains mesurés sont toujours supérieurs à 7 dB sur la bande passante de 2.05 à 2.8 GHz. L'efficacité de rayonnement mesurée est comprise entre 50% et 88%. L'efficacité totale tient compte des pertes dans les substrats FR4, les pertes ohmiques des boîtiers CMS et l'adaptation. L'efficacité rayonnée ne tient compte que des pertes dans les boîtiers CMS et dans les substrats. L'observation des gains mesurés montrent que l'antenne offre des propriétés conformes à celle évaluées par le simulateur. On note néanmoins, une perturbation entre 2.1 GHz et 2.2 GHz. Cette perturbation apparaît pour les gains et la directivité. Nous avons soupçonné l'interaction avec le support de l'antenne utilisée pour la mesure. Pour ces fréquences le rayonnement arrière est important. La corrélation entre les performances mesurées et simulées nous est apparue très satisfaisante. Nous avons donc réalisé une antenne à éléments parasites directive qui rayonne en polarisation circulaire gauche sur une bande de 620 MHz de 2.1 GHz à 2.72 GHz, ce qui correspond à environ 25% de bande autour de la fréquence centrale ($f=2.45$ GHz).

IV Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode efficace pour concevoir des antennes à éléments parasites à polarisation circulaire. Cette méthode consiste à rechercher les charges réactives qui une fois connectées aux ports des antennes permettront de synthétiser une fonction de rayonnement. Cette méthode permet de s'affranchir en grande partie des études paramétriques. Cette étude avait pour ambition de montrer qu'il est possible de définir un mode de conception générique rapide, efficace, fiable et bas coût, donc adapté à des développements industriels pour réaliser des antennes à éléments parasites.

Cette méthode de synthèse a été appliquée pour concevoir une antenne à éléments parasites à faisceau formé en polarisation circulaire, et à bande élargie. Des composants CMS passifs distribués au sein de l'architecture ont permis de synthétiser l'ensemble des objectifs de rayonnement. Cette structure a été fabriquée et mesurée. Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques. Cette antenne offre une bande passante de 25 % autour de 2.45 GHz. Sur cette bande le gain mesuré reste supérieur à 7 dB, sont $TE < 3$ dB et l'adaptation est autour de -10 dB sur toute la bande.

Ce défi nous a permis de prouver que les architectures à base d'antennes à éléments parasites permettent de résoudre des problèmes aussi complexes que la conception d'antenne à polarisation circulaire.

Dans le chapitre suivant nous allons nous servir des résultats de ce chapitre II pour concevoir une antenne de communication en bande X pour Nano-Satellite.

Le Chapitre III proposera une conception originale d'une antenne compacte en polarisation circulaire.

**Chapitre III. Conception d'une antenne Bande -X à
polarisation circulaire et isoflux pour des applications
Nano-Satellite**

I Contexte de l'étude

I.1 Les Nano-Satellites

Les Nano-Satellites sont des très petites plateformes dont la masse ne dépasse pas 10 Kg (Tableau III-1). Ils sont destinés à embarquer des missions élémentaires ciblées, pour lesquelles il n'est pas souhaitable d'engager une grosse charge utile. Ils peuvent aussi être utilisés pour réaliser des missions préparatoires à d'autre mission plus ambitieuses. Le but est par exemple de valider des technologies en réduisant la prise de risque. Mais l'avenir réside probablement dans le déploiement des constellations de 20 à 50 Nano-Satellite pour des mesures distribuées.

type	Poids(Kg)	Cout (\$ US)	Temps de développement
Satellite classique	>1000	0.1-2 B	>5 ans
Medium- Satellite	500-1000	50-100 M	4 ans
mini- Satellite	100-500	10-50 M	3 ans
micro- Satellite	10-100	2-10 M	1 an
nano- Satellite	1-10	0.2-2 M	1 an
pico- Satellite	<1	20-200 K	<1 an

Tableau III-1: Classifications des satellites par rapport à leurs poids, leurs couts et leurs temps de développements[98]-[100]

Aujourd'hui 80% des développements sont des projets pédagogiques conduits dans les universités ou les agences gouvernementales pour former les jeunes ingénieurs aux défis du spatial ou comme support à la formation permanente des personnes. La NASA développe des projets de missions militaires. Les applications commerciales restent quant à elles encore marginales. L'avantage majeur de ce format de plateforme et de permettre un accès rapide et bon marché à l'espace : les temps de développements sont en effet relativement courts et les coûts de mise en en orbite pourraient être considérablement abaissés jusqu'à 20K€/Kg contre 100k€/Kg aujourd'hui par l'arrivée de nouveaux fabricants de lanceurs.

Un autre moteur de la démocratisation de l'espace est la création du standard de nano-satellite « Cube-Sat », dont les premiers prototypes ont été déployés dans l'espace dès 2003.

Ce standard est un format modulaire composé de cubes de 10 cm d'arrête {format« 1U »} (Figure III-1) ; Chacun de ces cubes contient ses propres panneaux solaires, pèse moins de 1 Kg et peut être assemblé par grappe de 2, 3, 6 ou 12 pour composer des satellites plus grands et plus puissant , respectivement « 2U », « 3U »,« 6U » et « 12U » (Tableau III-2). Ces nano-satellites volent en orbite basse, entre 200 km et 700 km et leur courte durée de vie est d'environ 2 ans.

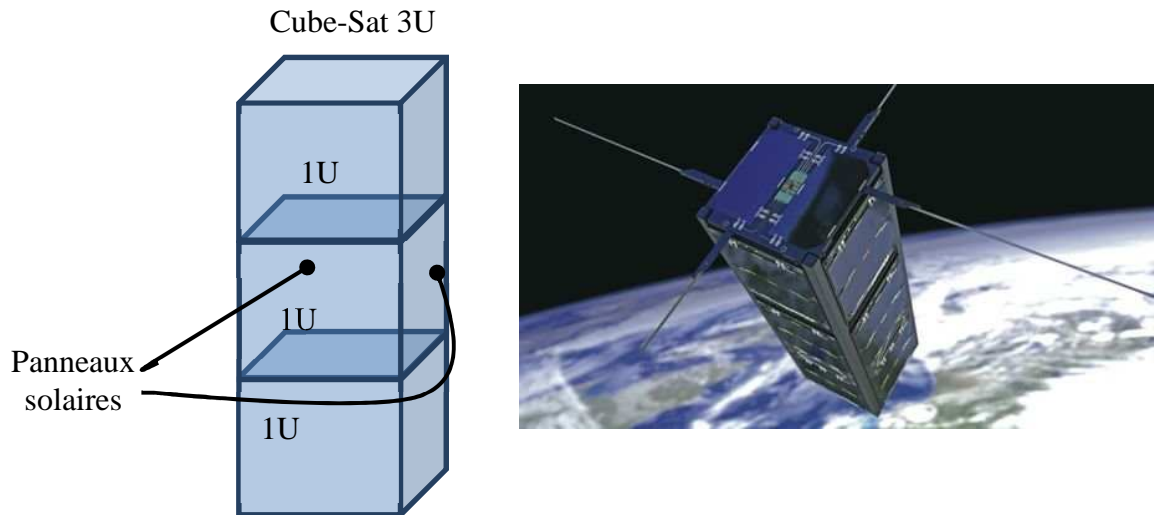


Figure III-1 : Un modèle représentatif d'une plateforme de type 3U (à gauche), modèle d'un Nano-Satellite avec un assemblage de 3 cube-Sat avec des panneaux solaires déployables (à droite)

Architecture de Cube-Sat	taille	Poids (Kg)
Cube 1U	10cmx10cmx10cm	1Kg
Cube 2U	10cmx10cmx20cm	2Kg
Cube 3U	10cmx10cmx30cm	3Kg
Cube 6U	10cmx20cmx30cm	6Kg

Tableau III-2 : Format modulaire de Cube-Sat

La communication avec le sol est contrainte par la faible puissance disponible à bord de plateforme (typiquement 2Watt pour des Cube-Sat « 3U ») et par la place offerte aux antennes. Aussi la plupart des projets sur les plateformes Nano-Satellites recourent aujourd'hui à la bande UHF/VHF et aux radioamateurs grâce auxquels la couverture mondiale est excellente. Cependant les faibles débits offerts par ces bandes vont très vite s'avérer insuffisants. A terme les bandes à plus haut débit (bande S et X) seront nécessaires. Les

fournisseurs d'équipements de radiocommunication pour satellite miniatures de type Cube-Sat proposent déjà des émetteurs à haut débit dans la bande-X[99].

C'est dans ce contexte que le centre national des études spatiales (CNES) a contracté une action de R&T (Recherche et Technologie) visant au développement de nouvelles antennes.

I.2 Présentation des objectifs de la R&T

Les débits qu'offrent les liaisons UHF/VHF qui équipent jusqu'alors les plateformes Nano-Satellites «Cube-Sat » limitent les volumes de données qui peuvent être échangées avec le sol. Les puissances et les surfaces disponibles sur les plateformes Nano-Satellites interdisent en effet d'embarquer les antennes fortes gain qui permettraient d'établir des liaisons à haut débit. Pour relever le défi il est envisagé de réaliser la liaison en bande X avec des stations sol de quelques mètres de diamètre. Pour cela, le satellite devra embarquer une petite antenne à polarisation circulaire, si- possible avec un diagramme isoflux pour optimiser le gain pendant le défilement associé à l'orbite basse. La mise au point d'une telle antenne est une clé pour réaliser la liaison. Cette antenne devra s'intégrer sur la face terre de la plateforme Cube-Sat (10cmx10cm). L'encombrement de l'antenne devra utiliser le moins d'espace possible à l'intérieur du volume Cube-Sat.

L'appel d'offre du CNES porte sur une action de R&T d'une durée de 12 mois. La société MVG (ex SATIMO) et XLIM (département OSA) ont établi un partenariat pour répondre à l'appel d'offre. Les points essentiels du cahier des charges sont fournis au paragraphe I.2.1.

I.2.1 Cahier des charges

L'étude consiste à concevoir une antenne fonctionnant dans la bande X [8 ; 8.4] GHz à rayonnement isoflux en polarisation circulaire pour les plateformes nano-satellites de type Cube-Sat 3U et 6U. La bande passante est fixée à 400 MHz autour 8.2 GHz avec un TOS < 1.2 :1. La polarisation doit être circulaire droite avec un gain supérieur à 0 dB dans un cône $\theta = \pm 65^\circ$ sur toute la bande de la fréquence. Sur cette même bande le taux d'ellipticité doit être inférieur à 3 dB dans le cône le $\theta = \pm 65^\circ$. Durant toute la phase d'étude, deux types de plateformes ont été envisagées : une plateforme de type 3U comme la présente la Figure III-2 (cette plateforme est un parallélépipède de 10cm x 10cm x 30cm) et une plateforme 6U,

double de la première, de dimensions 20cm x 10cm x 30cm (Figure III-3). Pour la phase de réalisation l'antenne doit être testée sur une maquette de cube-Sat de type 3U.

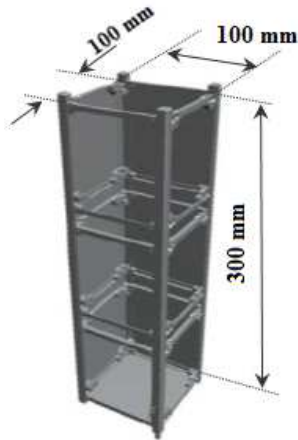


Figure III-2: Vues de la plateforme du type Cube-sat 3U

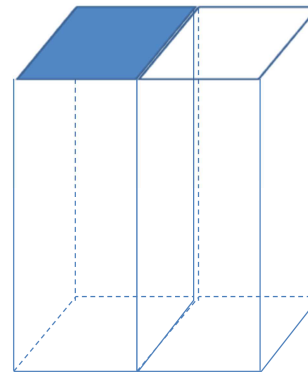


Figure III-3 : Vues de la plateforme du type Cube-sat 6U

Les performances de l'antenne développée pour remplir le cahier des charges doivent être impactée le moins possible par la plateforme ou, à défaut, être optimisée pour tenir compte des perturbations engendrées par la plateforme. L'empreinte réservée pour l'antenne à rayonnement isoflux est un carré de 90mm d'arête. L'antenne ne doit pas dépasser la face supérieure de la plateforme de plus de 9 mm.

Les spécifications imposées par le CNES sont présentés dans le Tableau III-3.

Paramètres	spécifications
Fréquences	8 – 8.4 GHz (5%)
Adaptation	TOS < 1.2 :1
Polarisation	RHCP
Gain (sur toute la bande de fréquence)	> 0 dB dans un cône de $\pm 65^\circ$.
Taux d'ellipticité (sur toute la bande de fréquence)	< 3 dB dans un cône de $\pm 65^\circ$.
Encombrement et intégration	Parallélépipède de 9cm x 9cm x 20 mm. Dépassement maximum de l'antenne : 9mm
Connecteurs(en dessous de l'antenne)	SMA femelle

Tableau III-3: Spécifications de l'antenne bande X isoflux

1.2.2 Pertinence du problème à résoudre

Les complexités des défis posés par ce cahier des charges sont liées aux très fortes contraintes d'intégration de l'antenne sur la plateforme Cube-Sat. La recherche d'un diagramme isoflux permettra d'optimiser la puissance au sol rayonnée depuis les plateformes en orbite basse (Figure III-4). Le gabarit idéal de rayonnement dépend de l'altitude de vol du satellite (Figure III-5). Il faudra trouver des architectures d'antennes qui garantiront une bonne qualité de polarisation circulaire sur la bande d'opération de l'antenne et sur la totalité de l'ouverture utile du diagramme isoflux ($\theta \pm 65^\circ$).

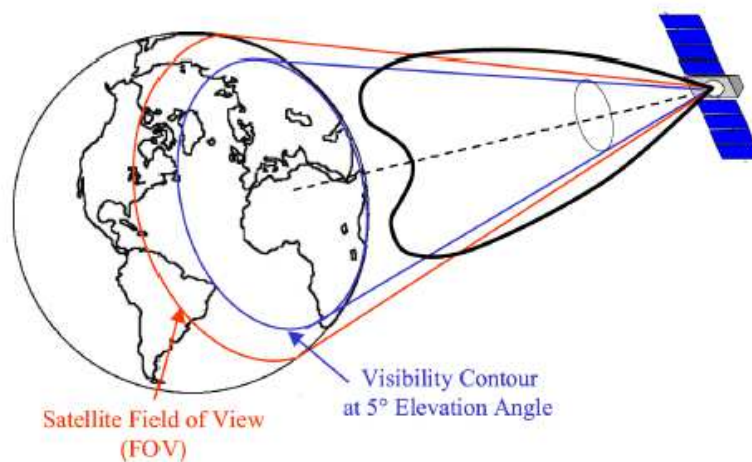


Figure III-4: Couverture de la terre par un faisceau formée appeler isoflux

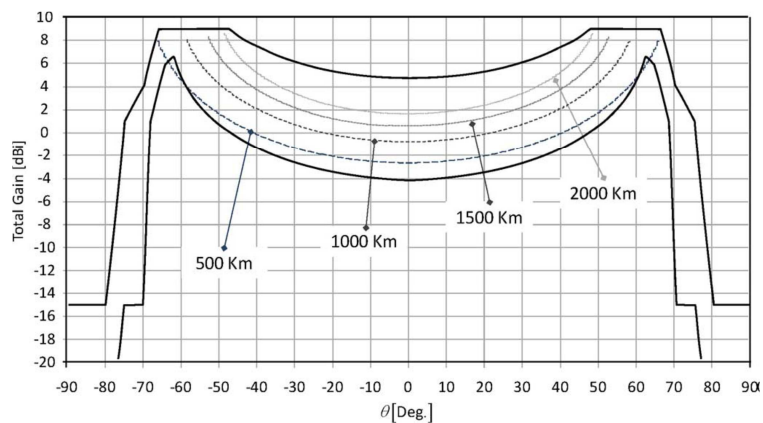


Figure III-5: Enveloppe de rayonnement isoflux par rapport à l'altitude du satellite

Nous avons recherché dans la littérature les solutions mises en œuvre pour résoudre ce type de problème. Les antennes hélices quadrifliaires et les cornets à pièges[101]-[102] représentent les deux solutions fonctionnelles les plus développés pour réaliser des

diagrammes isoflux en polarisation circulaire. La Figure III-6 montre un exemple d'une antenne cornet à pièges conçue pour fonctionner à 8 GHz[103]. Le diamètre global de la structure est 18λ (66 cm). Cette antenne souffre d'un encombrement beaucoup trop important.

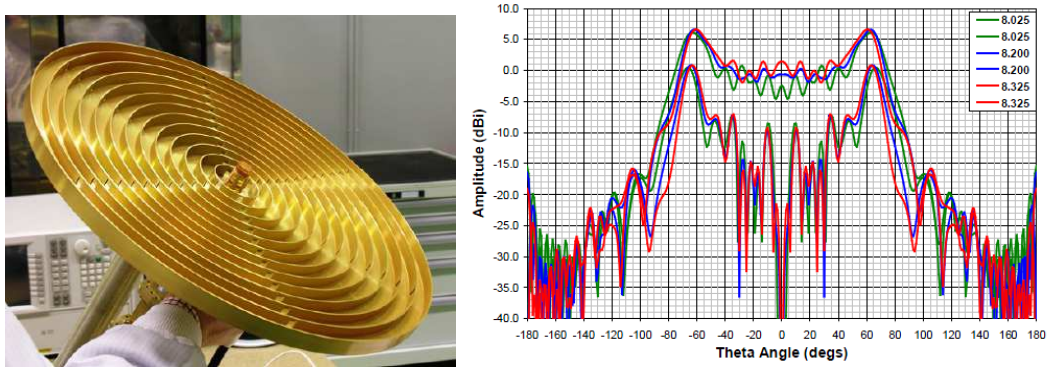


Figure III-6: Exemple d'une antenne cornet isoflux à 8 GHz[103].

La Figure III-7 montre une antenne hélice quadrifilaire[104]-[105] conçue pour rayonner un diagramme isoflux à 1.7 GHz [106]. La hauteur totale de l'antenne est de l'ordre de 1.5λ .

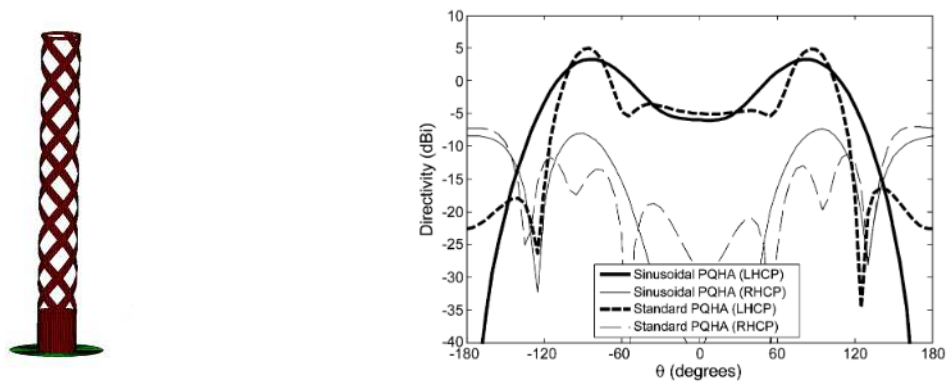


Figure III-7 : structure et diagramme de rayonnement d'une hélice quadrifilaire à 1.7 GHz[106].

Toutes ces antennes n'ont pas été développées pour des plateformes aussi compactes que les Nano-Satellites et elles s'avèrent incompatibles, car trop volumineuses, avec l'emplacement disponible pour cette étude. Les très petites dimensions de la plateforme Cube-Sat obligent à rechercher d'autres architectures d'antennes plus intégrées.

1.2.4 Répartition des tâches entre les partenaires

Durant le projet les deux partenaires XLIM et MVG (SATIMO) ont chacun proposé d'étudier et de développer un concept différent.

MVG (SATIMO) a travaillé sur des concepts d'antennes miniatures développées suivant la direction perpendiculaire à la face de la terre (à l'image d'une antenne hélice). Les études ont convergé vers une antenne filaire excitée par 4 brins en quadrature. Cette antenne s'inscrit dans un disque de 80 mm de diamètre circonscrit par une corrugation verticale. Cette antenne est illustrée sur la Figure III-8. Le circuit d'alimentation en technologie triplaque se situe au dos de l'antenne.

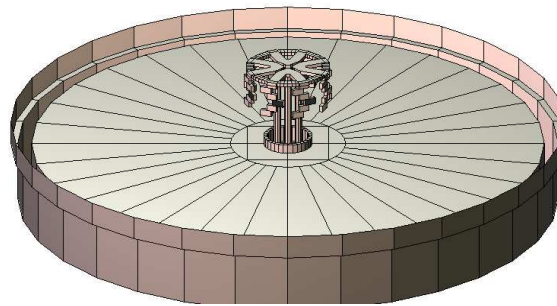


Figure III-8 : Antenne filaire étudiée par SATIMO. L'antenne se compose de 8 brins métalliques sur un plan de masse circulaire et d'une corrugation périphérique, diamètre 76 mm, hauteur 21.5 mm

De notre côté (XLIM), nous avons cherché à exploiter la surface de la face terre pour optimiser le rayonnement isoflux.

Pour s'intégrer dans la plateforme notre choix c'est porté dans un premier temps sur des antennes imprimées multiéléments tel que les antennes réseau. Après plusieurs études préliminaires nous avons pu constater que les réseaux d'antennes imprimées à excitation séquentielle[80]offrent à la conception un nombre de degrés de liberté potentiellement suffisant pour approcher l'objectif du rayonnement isoflux en polarisation circulaire. Néanmoins les nombreuses tentatives de réalisation des alimentations pondérées des antennes distribuées sur la face terre de la plateforme ont montré une impossibilité à aboutir à des impédances réalisables (ANNEXE I). L'hybridation d'éléments parasites avec une source imprimée à polarisation circulaire a permis de résoudre ce problème d'impédance tout en conservant suffisamment de leviers pour régler le diagramme de polarisation dans l'enveloppe

des directions utiles et sur la bande fréquentielle requise. L'antenne est présentée dans la suite de ce chapitre.

II Optimisation d'une architecture d'antenne à éléments parasites

L'architecture de l'antenne qui nous a permis d'approcher les spécifications du cahier des charges se compose de l'association d'une antenne plaquée connectée à un circuit d'alimentation avec une distribution de dipôles parasites et une structure métallique faisant office de plan réflecteur. L'antenne plaquée est une antenne patch à toit circulaire imprimée sur un substrat « Roger 4003c » à faibles pertes diélectriques de permittivité $\epsilon_r=3.55$ ($\tan\delta=0.0027$) et d'épaisseur 1.5mm. Ce patch est positionné sur un cylindre de hauteur de 13 mm et de diamètre 33mm. Ce cylindre métallique permet de maintenir le patch au-dessus d'un plan réflecteur réalisé par trois corrugations concentriques de 83 mm de diamètre. La hauteur des corrugations est de 9.5 mm. Ces corrugations ne sont pas des pièges, leur profondeur ne dépasse pas 9.5 mm. Leur fonction est de limiter les courants de surfaces et de servir de plan réflecteur aux éléments parasites. L'effet de ces corrugations sur le rayonnement du patch est présenté dans l'ANNEXE II. Cette antenne est alimentée séquentiellement grâce à 4 sondes matérialisées par des trous métallisés connectées à un circuit déphaseur qui sera imprimé au dos de l'antenne plaquée. Les éléments parasites qui sont rajoutées sur la structure servent à ajuster le diagramme de rayonnement et le taux d'ellipticité dans les directions désirées. Les éléments parasites sont 6 jeux de deux dipôles croisés imprimés sur les deux faces d'un second substrat RO4003c (d'épaisseur 1.5mm.) et distribués sur une circonférence entourant l'antenne patch. Ces éléments parasites sont maintenus à une hauteur intermédiaire de 11 mm entre les corrugations concentriques et l'antenne patch. L'ensemble de la structure ne dépasse pas 16 mm d'épaisseur (14mm pour le cylindre +2 mm pour l'assemblage patch/circuit) et s'inscrit dans un diamètre inférieur à 90mm. Cette structure est présentée sur le la Figure III-9.

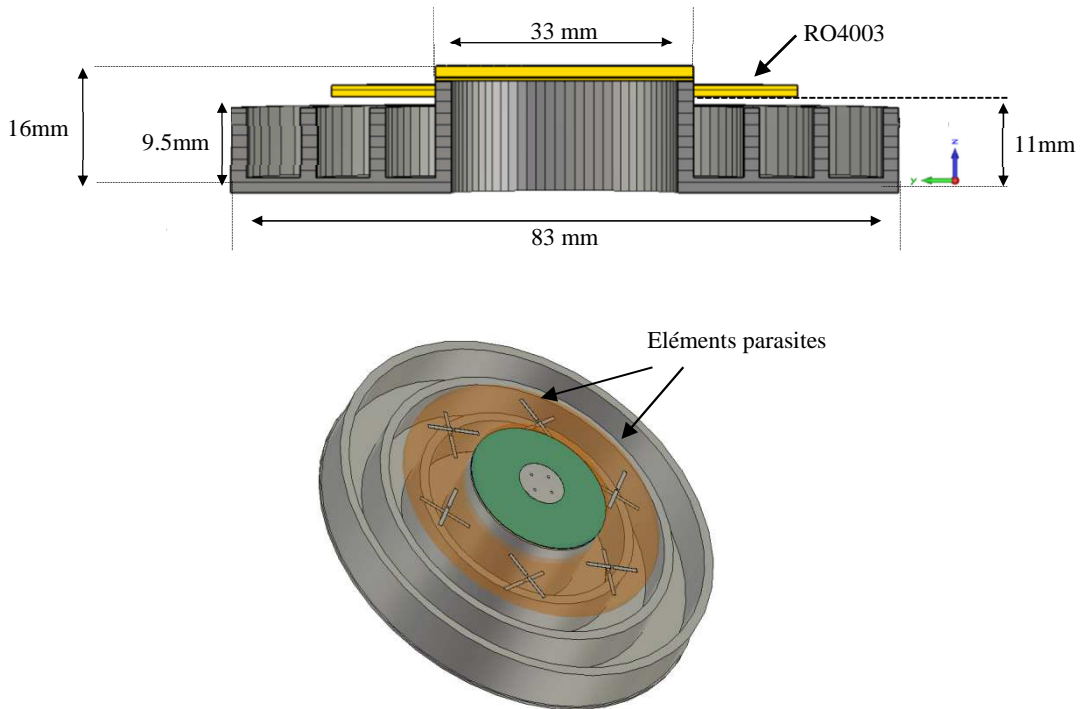


Figure III-9: Représentation de l'antenne à éléments parasites – Un patch circulaire au centre de la structure est alimenté par 4 sondes – 6 jeux de deux dipôles croisés constituent les éléments parasites.

La conception de l'antenne est faite en deux temps. Nous avons tout d'abord optimisé la face avant pour obtenir le rayonnement le plus proche possible des objectifs du cahier des charges. Pour cela l'excitation séquentielle du patch est réalisée par quatre ports coaxiaux indépendants. Puis dans un second temps nous avons réalisé l'optimisation d'un circuit d'excitation compact que nous avons développé pour l'application. Nous présentons dans la partie suivante toutes les étapes de conception de l'antenne.

II.1 Optimisation de la face avant de l'antenne à éléments parasites

L'optimisation de la face avant adresse le patch, les éléments parasites et la géométrie générale de l'antenne à encastrer dans la plateforme.

II.1.1 Dimensions du patch

L'antenne patch qui doit fonctionner entre 8 et 8.4 GHz est excitée par 4 ports coaxiaux. Elle est présentée sur la Figure III-10. Cette antenne a un diamètre de 10.9 mm et les sondes sont excentrées de 2.1 mm (Figure III-10). Pour simuler correctement l'antenne

avec un temps de calcul réduit nous avons défini des critères de maillage spécifiques intégrant des densifications dans des zones critiques. Une étude de convergence entre les solveurs fréquentiel et transitoire nous a permis de sécuriser nos calculs. Le maillage du patch par le solveur fréquentiel de CST-MWS est illustré sur la Figure III-11. Le coefficient de réflexion est présenté sur la Figure III-12.

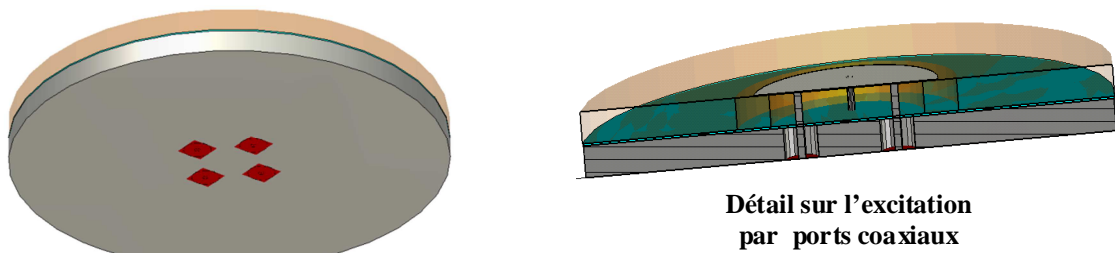


Figure III-10: Vue de dessus de l'antenne patch à excitation séquentielle alimentée par 4 ports coaxiaux, (à droite) détail de l'excitation

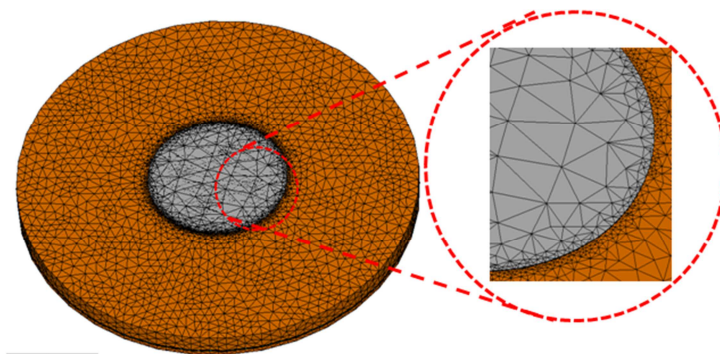


Figure III-11 : Une antenne patch simulée par le solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS

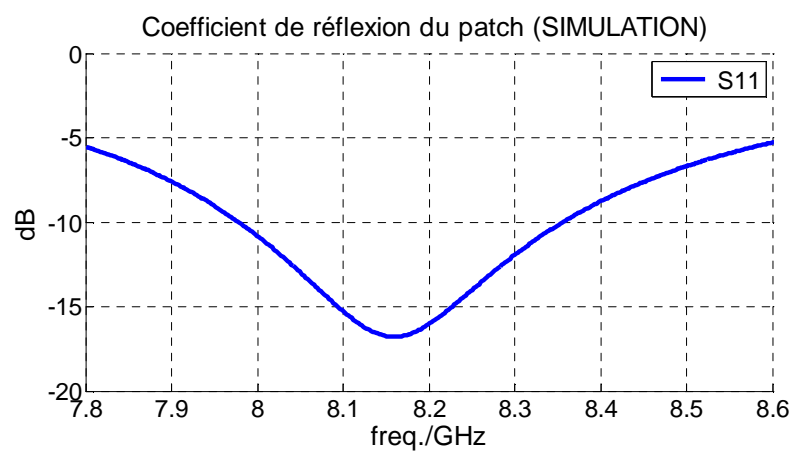


Figure III-12 : Adaptation de l'antenne patch sur chaque port d'excitation

Cette source est utilisée pour exciter la structure à éléments parasites présentée sur la Figure III-9. L'analyse électromagnétique porte sur le système à 16 ports composés des 4 sondes d'excitation du patch et des 12 ports connectés aux 12 dipôles parasites.

II.1.2 Synthèse des charges à connecter sur chaque élément et validation numérique

La synthèse des charges réactives est conduite pour satisfaire les objectifs de rayonnement à 8.2 GHz. Les objectifs sont de conserver un taux d'ellipticité très bas dans l'ensemble des directions $\theta < 65^\circ$ et d'avoir un maximum de directivité vers $\theta = 60^\circ$. La synthèse fournit les fonctions réactives à connecter à chaque dipôle parasite (Tableau III-4). Les éléments parasites sont numérotés de 5 à 16. La face supérieure du substrat supporte les dipôles impairs et la face inférieure supporte les dipôles pairs (Figure III-13).

Nous rappelons que pour permettre l'optimisation de la face avant de l'antenne, les excitations séquentielles des 4 alimentations des ports actifs 1, 2, 3 et 4 sont dans un premier temps réalisées par des ports coaxiaux – ceci permet de limiter les ressources numériques mobilisées sans nuire aux propriétés de rayonnement de la structure à éléments parasites.

N° d'éléments	a_i (poids complexe)	Capacité (PF)	Self (nH)
5	$0.12 * \exp^{(j*55)}$	0.14
6	$0.2 * \exp^{(j*17)}$	0.25
7	$0.12 * \exp^{(-j*120)}$	0.14
8	$0.2 * \exp^{(-j*85)}$	0.25
9	$0.12 * \exp^{(-j*177)}$	0.14
10	$0.2 * \exp^{(-j*144)}$	0.25
11	$0.12 * \exp^{(-j*124)}$	0.14
12	$0.2 * \exp^{(-j*162)}$	0.25
13	$0.12 * \exp^{(-j*60)}$	0.14
14	$0.2 * \exp^{(-j*94)}$	0.25
15	$0.12 * \exp^{(-j*2)}$	0.14
16	$0.2 * \exp^{(-j*35)}$	0.25

Tableau III-4 : charges à connecter sur les ports des éléments parasites

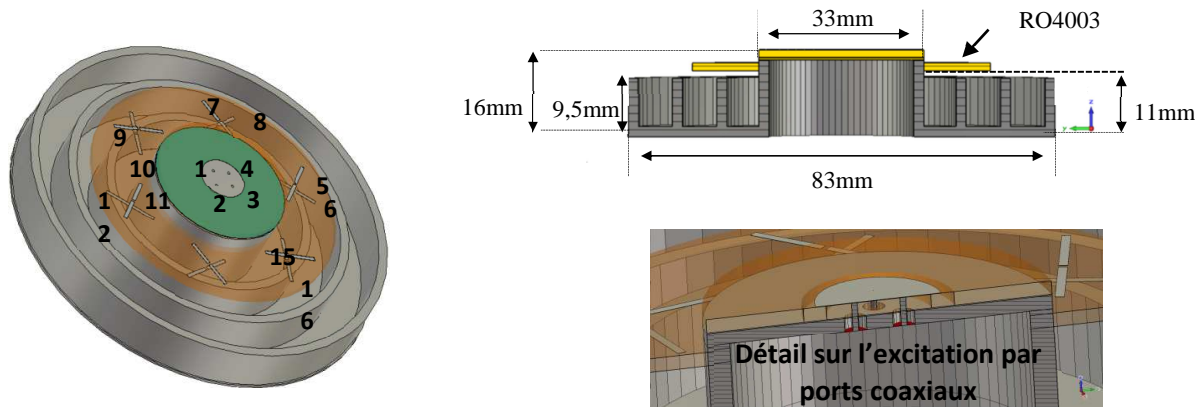


Figure III-13 : Numérotations des ports de la structure antennaire avec les éléments parasites et détail sur l'excitation du patch par 4 ports coaxiaux

La Figure III-14 présente les diagrammes en directivité (en bleu) et les taux d'ellipticité (en rouge) synthésés dans les plans $\{0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ\}$ à la fréquence $f = 8.2$ GHz. La directivité dans l'axe, vaut 1.5dB elle atteint 6dB dans la direction $\theta = 30^\circ$ est descend vers 1.5 dB à $\theta = 65^\circ$. Le taux d'ellipticité ainsi calculé montre une valeur inférieure à 2 dB quel que soit θ dans tous les plans Φ . Une représentation 3D du diagramme de directivité est montrée par la Figure III-15-a. La Figure III-15-b montre une distribution du taux d'ellipticité en 2D. Les pondérations qui apparaissent dans le Tableau III-4 montrent bien que les dipôles parasites participent activement à la synthèse de l'objectif.

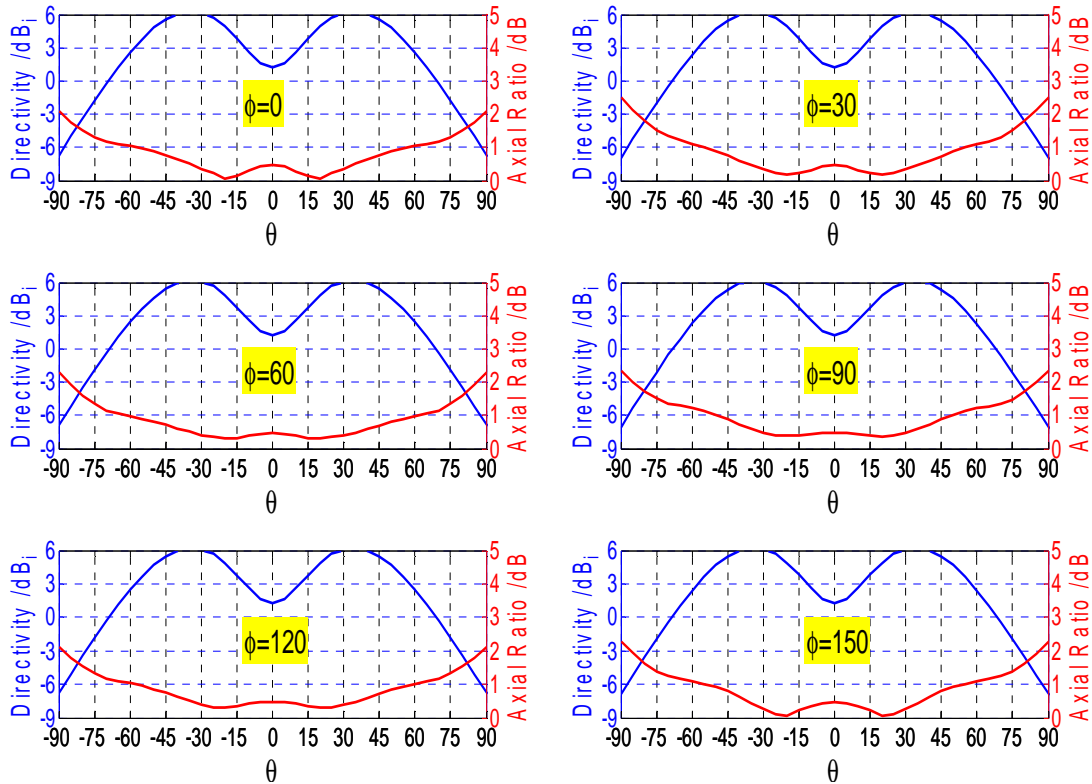


Figure III-14 : La directivité (bleu) et le taux d'ellipticité (rouge) synthétisés dans les plans $\{0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ\}$ pour la fréquence 8.2 GHz

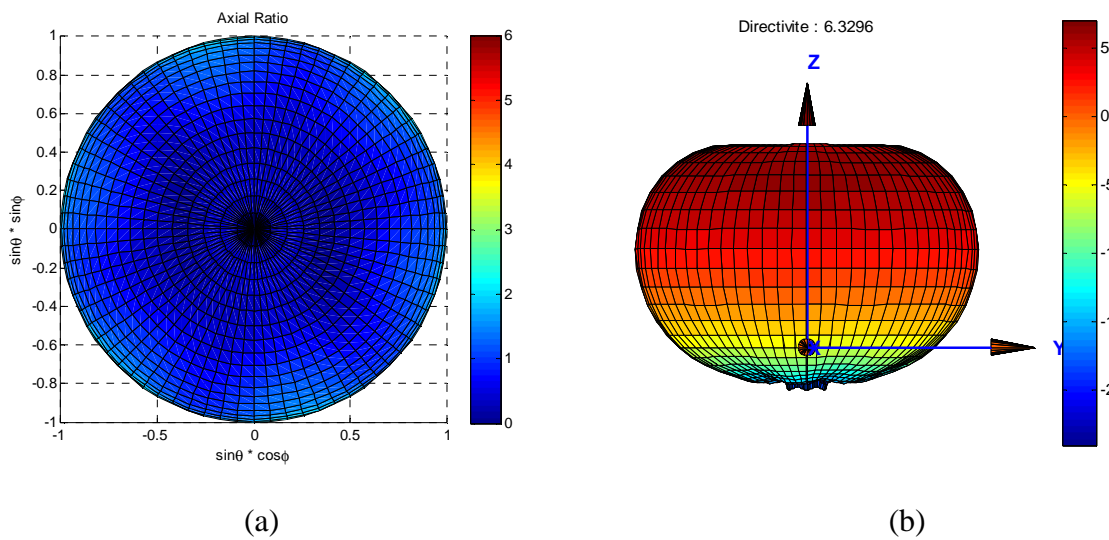


Figure III-15 : Représentation du diagramme de rayonnement en 3D(a), taux d'ellipticité en 2D à la fréquence 8.2 GHz

Pour valider la méthode, une vérification des résultats par une simulation full wave par CST-MWS est présentée dans la partie suivante.

II.1.3 Vérification du calcul par CST-MWS

De la même façon que dans le **Chapitre II** ces fonctions réactives sont introduites dans le simulateur CST-MWS afin de valider les résultats de synthèse pour le diagramme isoflux. Les diagrammes de directivité synthétisés et simulés ont été relevés dans les deux plans de coupe principaux ($\phi=0^\circ$ et $\phi=90^\circ$), ces diagrammes sont montrés par la Figure III-16. La Figure III-17 montre les diagrammes en taux d'ellipticité pour quatre plans de coupe ($\phi=0^\circ$, $\phi=30^\circ$, $\phi=60^\circ$ et $\phi=90^\circ$) à $f=8.2$ GHz.

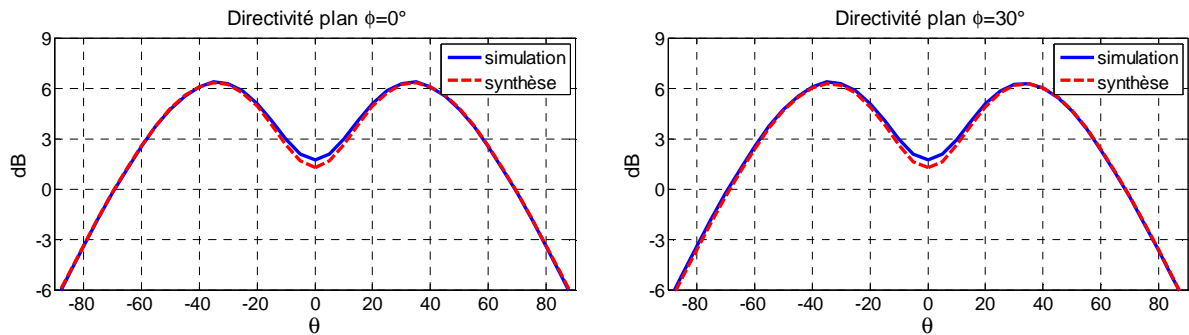


Figure III-16 : Diagrammes de directivité dans les deux plans de coupe principaux – Comparaison de la simulation CST (simulation) et du calcul Matlab (Synthèse) pour $f=8.2$ GHz

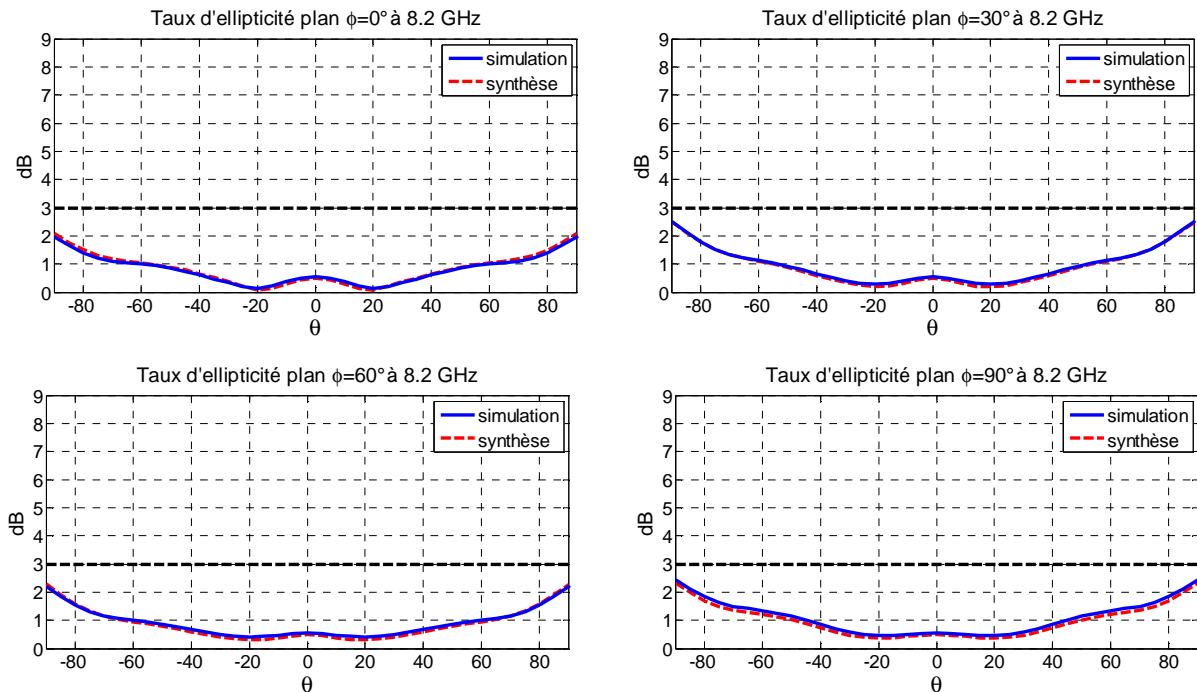


Figure III-17 : Taux d'ellipticité dans les plans de coupe – ($\phi=0^\circ$, $\phi=30^\circ$, $\phi=60^\circ$ et $\phi=90^\circ$) Comparaison de la simulation CST (simulation) et du calcul Matlab (Synthèse) pour $f=8.2$ GHz

Les résultats de simulation full-wave confirment les résultats du calcul réalisé par le programme de synthèse. Les pondérations sont bien réalisées par le jeu de charges réactives connectées aux ports numériques de l'antenne. Les variations fréquentielles des diagrammes de directivité sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz par un pas de 100 MHz dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sont présentées sur la Figure III-18. Sur cette même bande le taux d'ellipticité pour les plans ($\phi=0^\circ$, $\phi=30^\circ$, $\phi=60^\circ$ et $\phi=90^\circ$) est présenté par la Figure III-19.

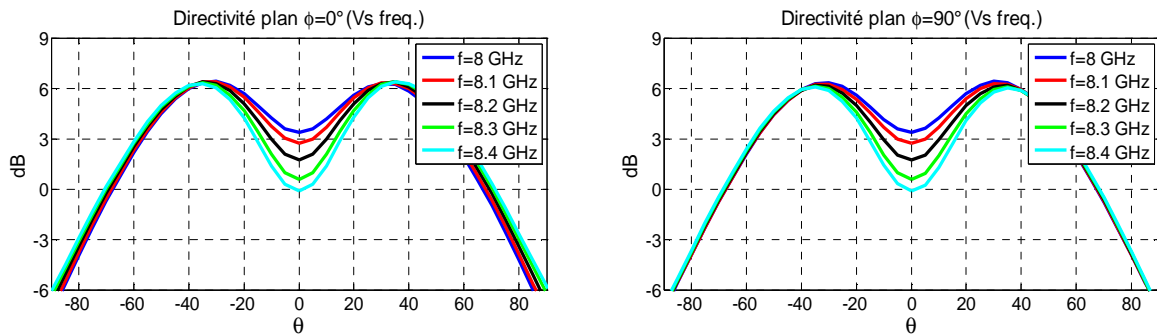


Figure III-18 : Diagrammes de directivité dans les deux plans de coupe principaux – $\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz par un pas de 100 MHz

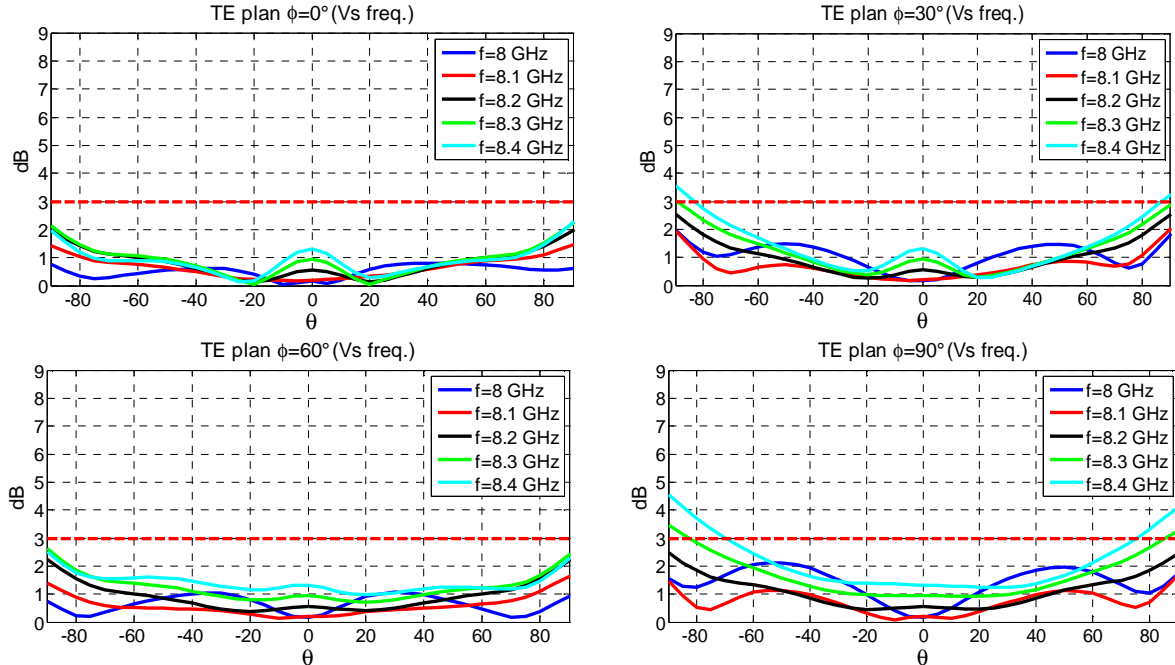


Figure III-19 : Taux d'ellipticité pour quatre plans de coupe $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz par un pas de 100 MHz

Pour conclure, la directivité et le taux d'ellipticité restent relativement stables sur toute la bande de travail de l'antenne.

Afin d'évaluer l'intérêt des éléments parasites dans la structure une étude comparative des performances électromagnétique de l'antenne avec et sans les éléments parasites est proposée par la Figure III-20.

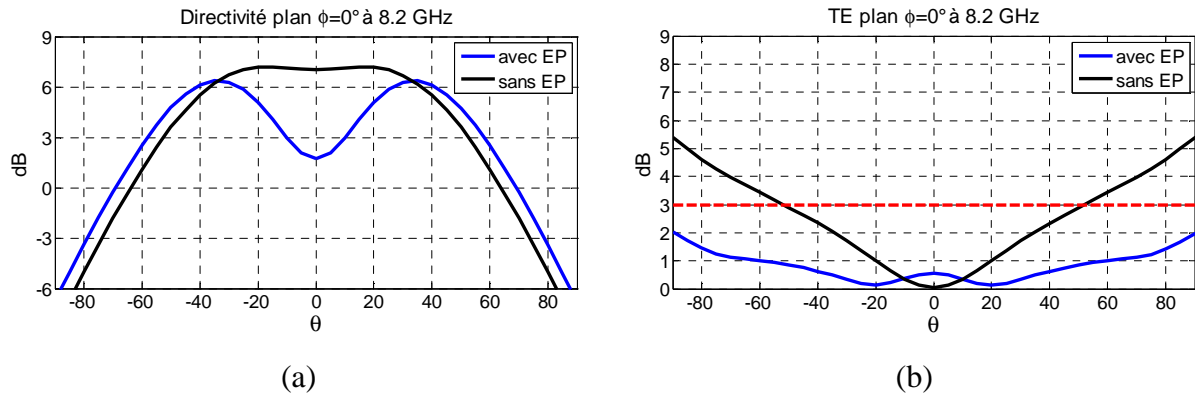


Figure III-20 : Comparaison de directivité(a) et de taux d'ellipticité(b) pour l'antenne avec et sans éléments parasites

Les diagrammes de directivité dans le plan $\Phi=0^\circ$ à 8.2 GHz pour les deux cas comparés (Figure III-20.a) montrent que les éléments parasites ont permis d'améliorer la directivité de 1.5 dB dans la direction $\theta = 60^\circ$. Le maximum de gain a été décalé à $\theta = 35^\circ$. Le gain atteint 1.8 dB dans la direction axiale contre 7 dB pour l'antenne sans les éléments parasites. Concernant le taux d'ellipticité, la Figure III-20.b montre bien l'amélioration réalisée à $\theta = 60^\circ$. La relative symétrie de l'antenne permet de maintenir les performances quel que soit le plan Φ . Cette comparaison permet de montrer l'apport des éléments parasites pour aider à former le diagramme isoflux et le taux d'ellipticité dans toutes les directions fixées par l'objectif. Pour limiter la hauteur, l'antenne a ensuite été encastrée dans le volume « 3U ».

II.1.4 Performances de l'antenne encastrée dans une plateforme 3U

Pour ne pas gêner la mécanique de satellisation du nano-satellite, une meilleure intégration de l'antenne a été envisagée. Cette dernière est à présent encastrée d'une profondeur de 9.5mm à l'intérieur du volume « 3U » pour ne laisser que 6.5mm en saillie à l'extérieur. La Figure III-21 illustre le positionnement envisagé.

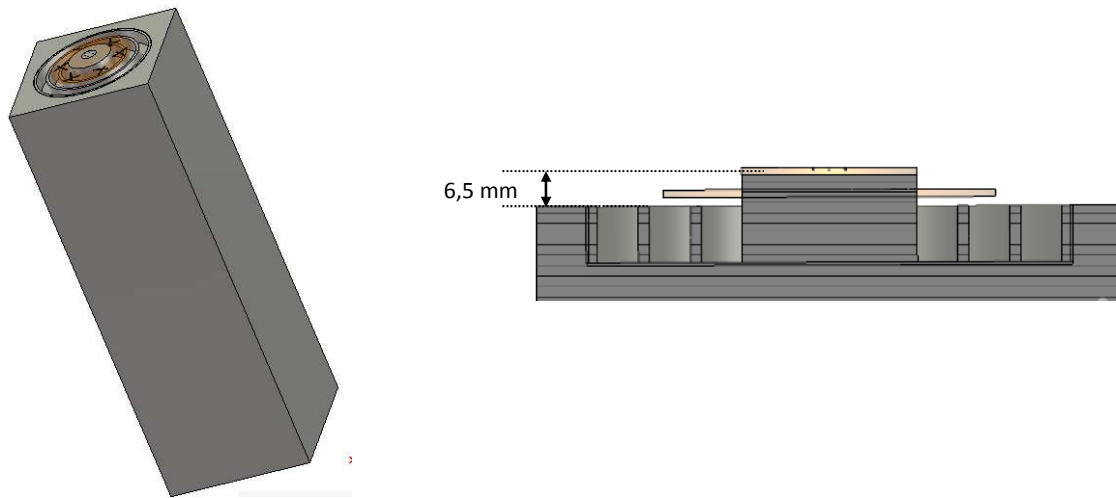


Figure III-21 :L'antenne est partiellement encastrée dans le volume métallique représentatif d'une plateforme nano-satellite « 3U » pour ne laisser dépasser que 6.5mm en dehors de la plateforme

Les diagrammes de directivité sont fournis selon deux plans orthogonaux par la Figure III-22. Les diagrammes de taux d'ellipticité sont représentés en fonction de l'élévation θ pour 4 plans de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ, \Phi=60^\circ, \Phi=90^\circ\}$ par la Figure III-23.

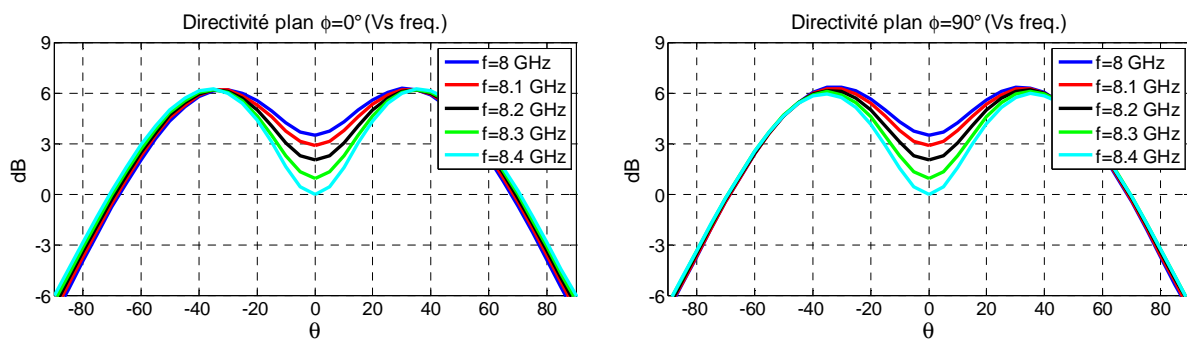


Figure III-22 : Diagrammes de directivité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 3U » dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

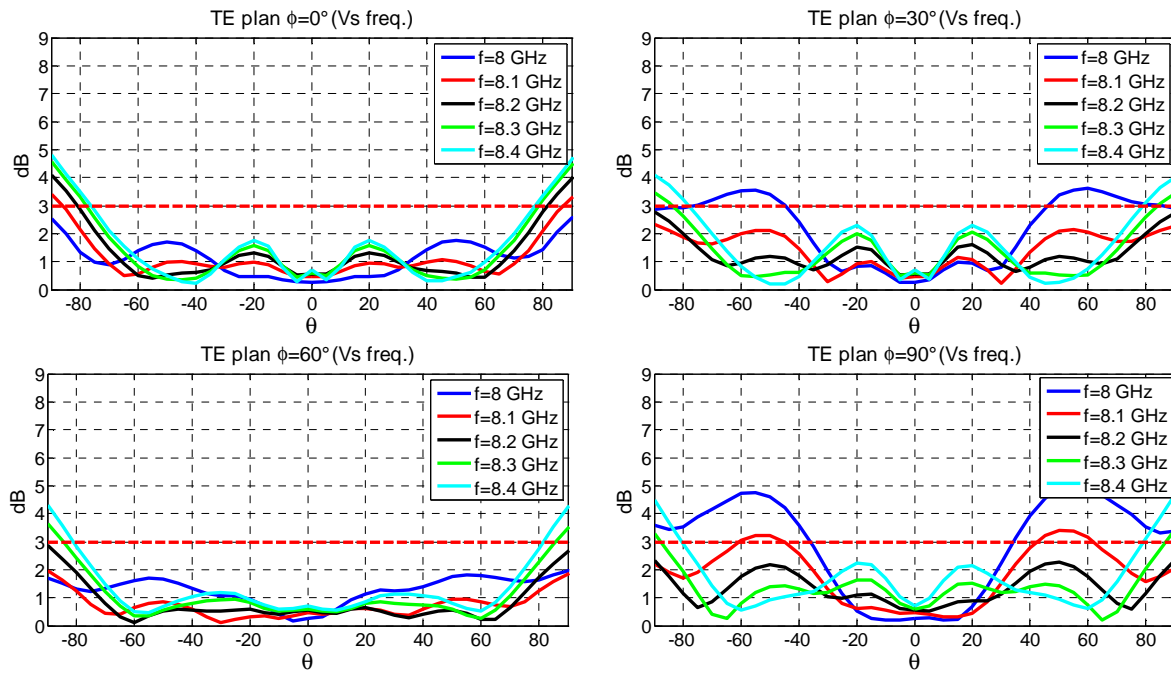


Figure III-23 : Taux d'ellipticité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 3U » dans les plan $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$, $\Phi=90^\circ$, sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

En conclusion, les performances de l'antenne à éléments parasites encastrée dans la plateforme « 3U » sont sensiblement dégradées par rapport au cas « non encastré ». La principale différence porte sur l'augmentation du taux d'ellipticité qui peut atteindre 5 dB à 8GHz dans la direction $\{\theta=55^\circ ; \Phi=90^\circ\}$ (Figure III-23) contre 3dB lorsque l'antenne n'est pas encastrée dans le satellite (Figure III-19). Il faut néanmoins rappeler que les fonctions réactives qui ont été associées aux éléments parasites pour optimiser le rayonnement du système antennaire ont été déterminées pour l'antenne dissociée de la plateforme. Une nouvelle optimisation de l'antenne à éléments parasites intégrant la plateforme d'accueil «3U» fait l'objet du paragraphe suivant pour améliorer le taux d'ellipticité.

II.1.5 Optimisation de la face avant de l'antenne à éléments parasites partiellement encastrée dans une plateforme Nanosat 3U »

Plusieurs cotes de l'antenne ont été ajustées pour optimiser le rayonnement de l'antenne intégrée sur la plateforme 3U. Les principales modifications ont porté sur les valeurs des charges réactives a connectées sur les dipôles parasites ainsi que sur la hauteur du cylindre qui maintient le patch au-dessus des corrugations. Les nouvelles cotes sont portées sur la Figure III-24. Les sommets des corrugations s'élèvent 2mm au-dessus de la face de la plateforme et le dépassement total de l'antenne est 7.5mm.

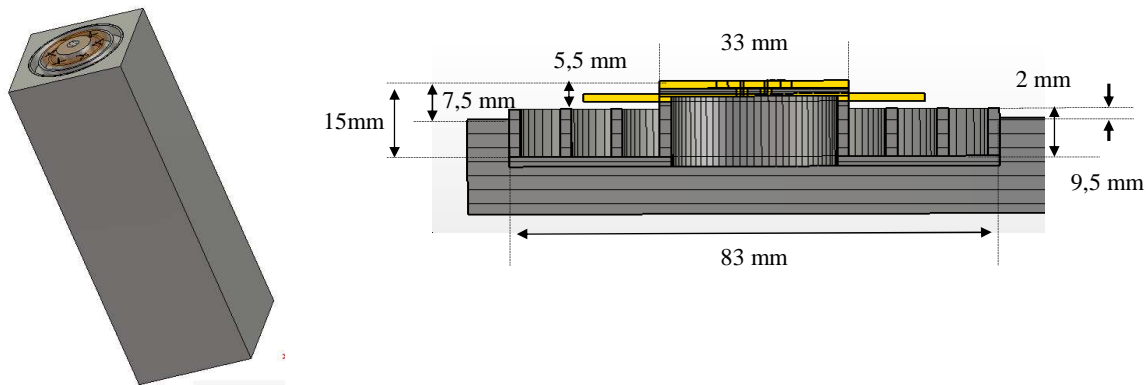


Figure III-24 : Nouvelles dimensions de l'antenne pour améliorer le rayonnement sur la plateforme Nanosat 3U

La synthèse des charges réactives a fourni les valeurs portées dans le Tableau III-5. Cette synthèse tient maintenant compte de l'intégration de l'antenne dans la plateforme (Figure III-24) et l'interaction de l'antenne avec le volume «3U». Les nouveaux diagrammes de directivité sont fournis par la Figure III-25.

N° d'éléments	Capacité (PF)	Self(nH)
5, 7, 9, 11, 13, 15	0.05
6, 8, 10, 12, 14, 16	0.6

Tableau III-5 : les nouvelles charges réactives à connecter sur les éléments parasites

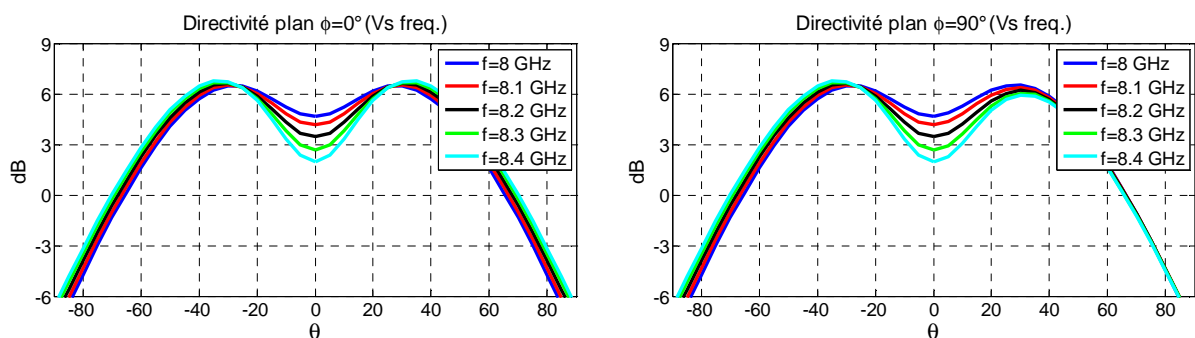


Figure III-25 : Diagrammes de directivité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 3U » dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz après re-optimisation des charges réactives

On constate que les nouveaux diagrammes sont sensiblement moins creusés dans l'axe, c'est-à-dire à la verticale de l'antenne ($\theta=0^\circ$). Le gain pour $\theta=60^\circ$ est un peu plus faible que dans le cas précédent (Figure III-22).

Les diagrammes montrant le taux d'ellipticité sont représentés pour quatre plans de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ, \Phi=60^\circ, \Phi=90^\circ\}$ par la Figure III-26 sur la bande 8GHz à 8.4 GHz

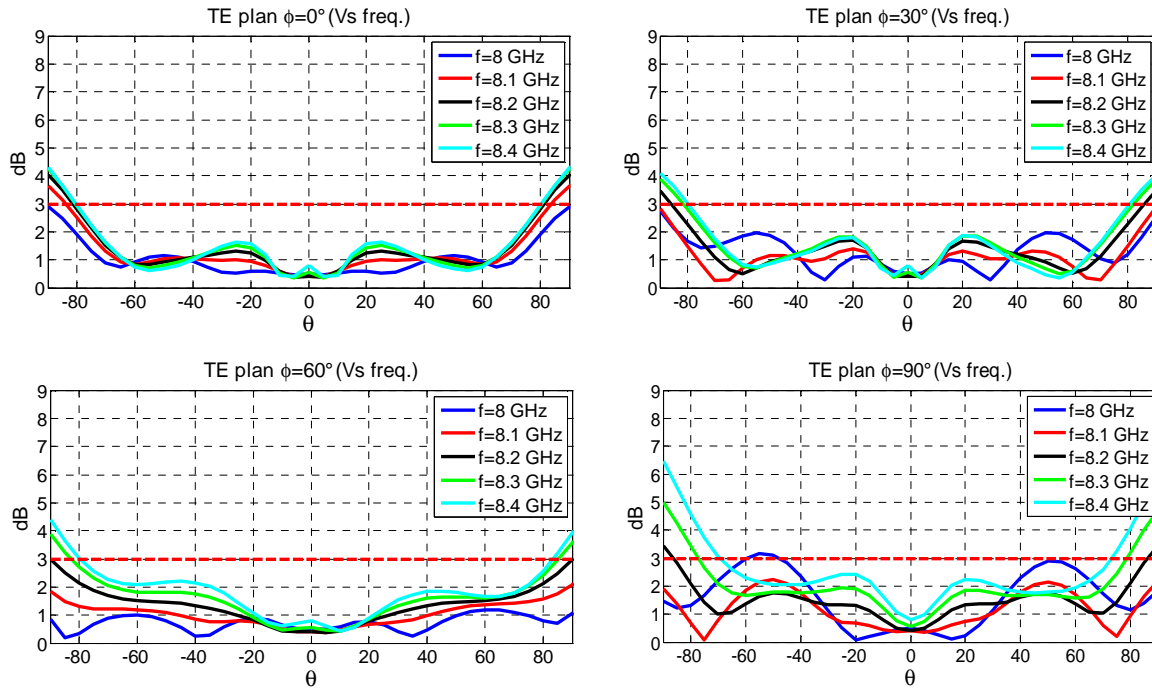


Figure III-26 : Taux d'ellipticité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 3U » dans les plan $\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ, \Phi=60^\circ, \Phi=90^\circ$, sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz, après nouvelle optimisation des charges réactives

Une diminution du taux d'ellipticité de 5 dB à 3 dB à la fréquence 8GHz dans la direction $\{\theta=55^\circ; \Phi=90^\circ\}$ a été obtenue. Les diagrammes de directivité sont faiblement modifiés par cette variation des charges réactives. La prise en compte de la plateforme dans la phase d'optimisation a permis d'obtenir des meilleures performances pour l'antenne à éléments parasites : le taux d'ellipticité reste toujours inférieur à 3dB quel que soit θ inférieur à 65° et la directivité est toujours supérieure à 0dBi dans cette même ouverture et sur toute la bande. Les résultats présentés jusqu'à présent ont été obtenus en connectant des capacités ou des inductances aux bornes des 12 dipôles parasites.

Dans la suite, ces charges sont remplacées par des modifications géométriques des formes des dipôles.

II.1.6 Réalisation des fonctions réactives par des modifications géométriques des dipôles

Dans le démonstrateur développé au **Chapitre II** les fonctions réactives avaient été implantées sous la forme de composants discrets en boîtiers CMS. Dans le cadre de ce nouveau développement la fréquence de travail de l'antenne, 8 GHz, restreint l'offre en composants. Nous avons préféré synthétiser les fonctions réactives en modifiant les longueurs des brins des dipôles parasites. Chaque dipôle peut être vu comme une ligne de transmission connectée sur sa fonction réactive. La fonction réactive peut être changée par une modification de la longueur de la ligne de transmission (Figure III-27)

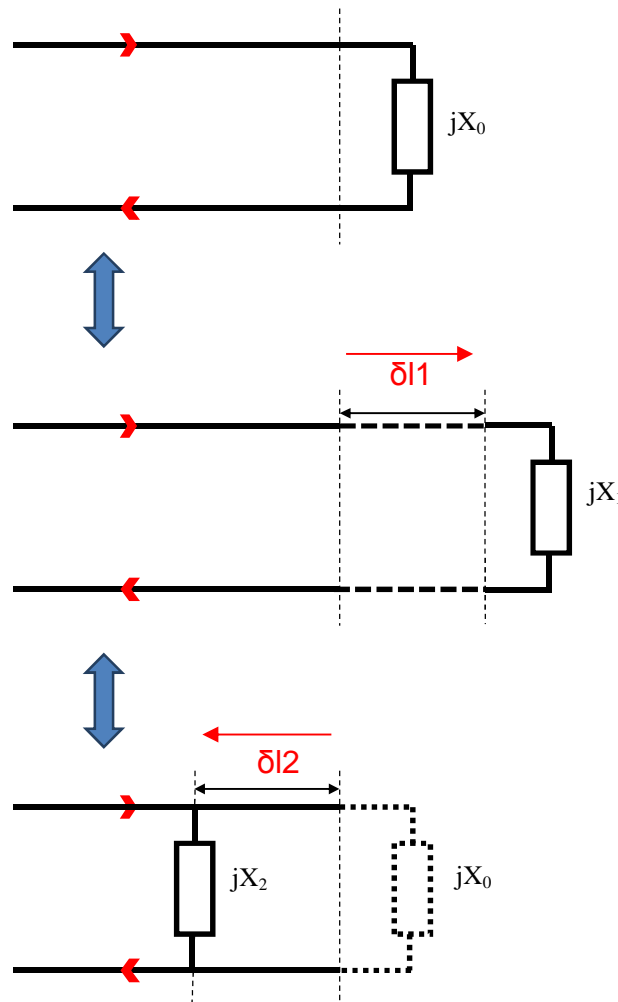


Figure III-27 : modification de la fonction réactive d'une ligne de transmission par une modification de la longueur de la ligne

Ainsi, n'importe quelle valeur d'impédance réactive peut être choisie moyennant un ajustement de la longueur de la ligne. Parmi l'infinité des choix possibles pour les impédances

il sera pratique de ne retenir que le circuit ouvert ou le court-circuit. Ainsi, rajouter un tronçon δl_1 induirait un retard à la réflexion comme si la self de la charge avait été augmentée. Dit autrement, si une charge jX_0 doit être connectée, alors une charge jX_1 avec $X_1 < X_0$ pourra la remplacer à condition d'**allonger** la ligne d'un tronçon δl_1 . On pourra également connecter une charge jX_2 avec $X_2 > X_0$ à condition de **raccourcir** la ligne d'un tronçon δl_2 .

Les seules charges retenues sont le circuit ouvert (co) et le court-circuit (cc). Afin de limiter les changements à introduire dans l'antenne, nous choisirons toujours la modification $|\delta l|$ la plus courte. Cela dépendra du cadran de l'abaque de Smith où se situe la charge jX_0 à synthétiser (Figure III-28).

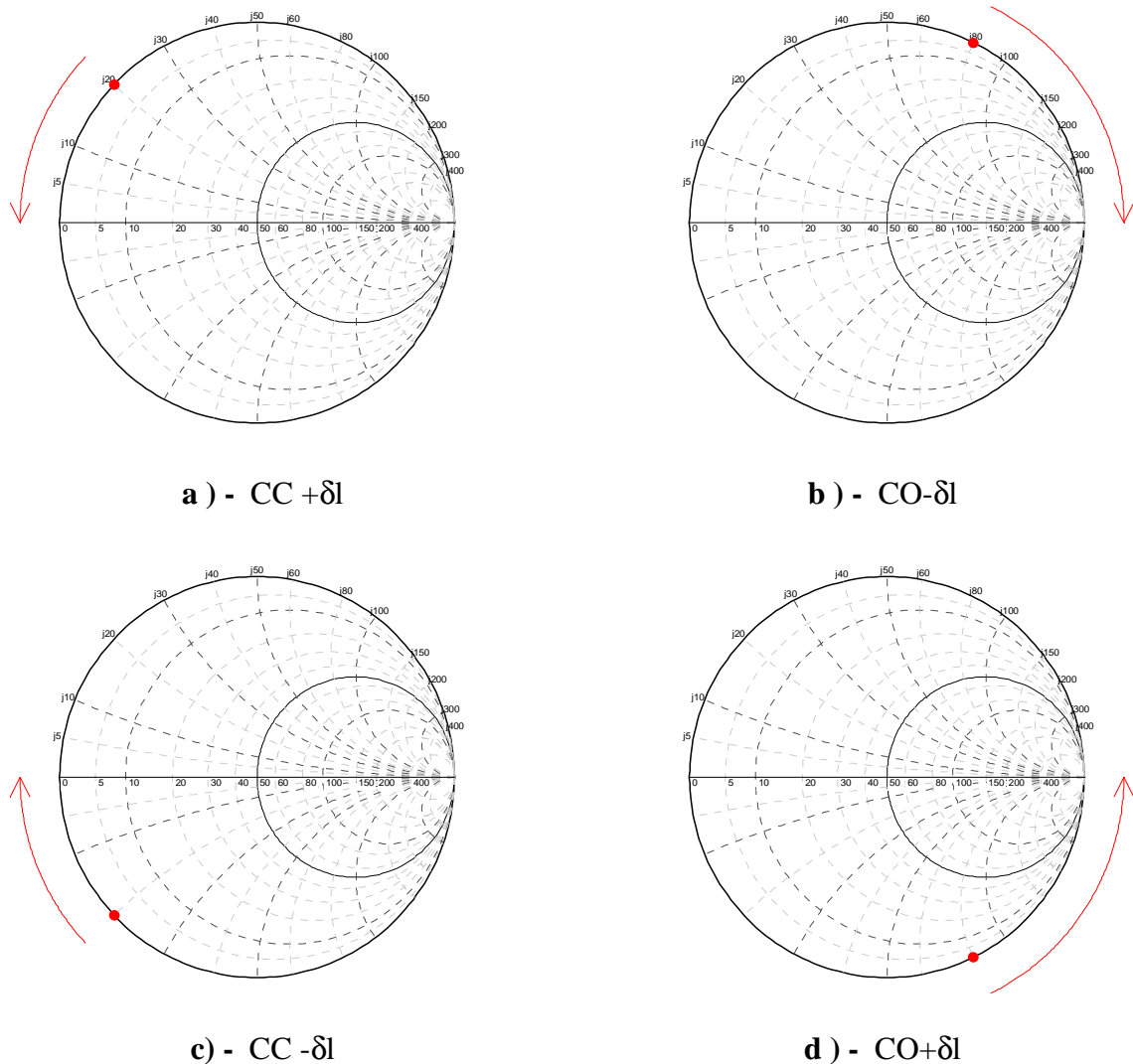


Figure III-28 : Synthèse des fonctions réactives par modification des longueurs des éléments parasites – 4 cas possibles a, b, c, d

Figure III-28 – a) : L'impédance selfique peut être remplacée par un court-circuit et un « tronçon de ligne » supplémentaire,

Figure III-28 – b) : L'impédance selfique peut être remplacée par un circuit ouvert en raccourcissant la « ligne »,

Figure III-28 – c) : L'impédance capacitive peut être remplacée par un court-circuit en raccourcissant la « ligne »,

Figure III-28 – d) : L'impédance capacitive peut être remplacée par un circuit ouvert et un « tronçon de ligne » supplémentaire.

Nous appliquons donc ce principe aux charges à synthétiser pour les 12 éléments parasites (Figure III-29). Les charges selfiques de 0.6 nH seront donc remplacées par des courts circuits et un allongement des brins des dipôles de δl_L . Les charges capacitives de 0.05pF seront supprimées et remplacées par des circuits ouverts et un allongement des brins des dipôles de δl_c . Une petite étude paramétrique a donné $\delta l_L = 0.8\text{mm}$ et $\delta l_c = 0.2\text{mm}$. La Figure III-30 présente la structure de l'antenne sans les charges réactives. On peut voir sur la figure de droite les dipôles court-circuités et ceux laissés en circuit ouverts. Les nouvelles longueurs des dipôles sont portées dans le Tableau III-6.

Les Figure III-31 décrit les diagrammes de directivité de l'antenne encastrée dans la plateforme nano-satellite après la modification de forme des éléments parasites pour deux plans orthogonaux sur l'ensemble de la fréquence de 8 à 8.4 GHz.

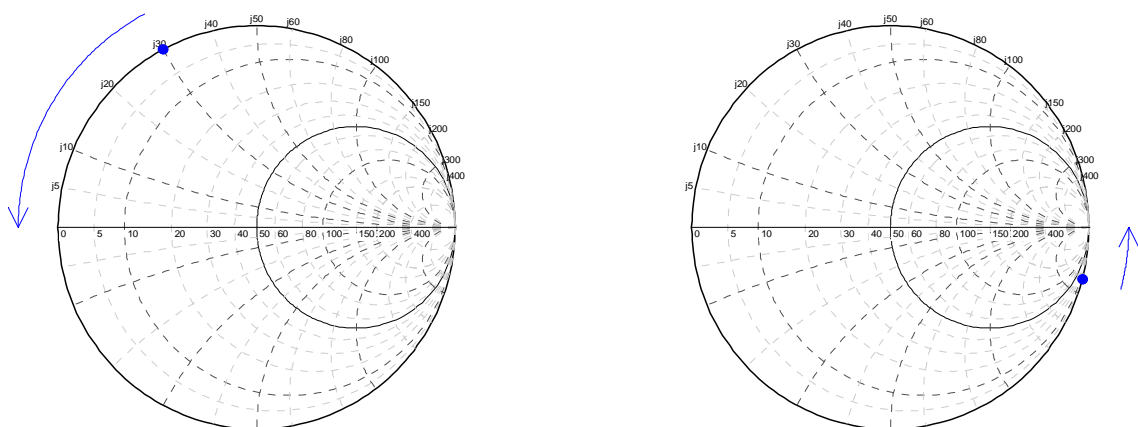


Figure III-29 : Pour l'antenne optimisée, les charges selfiques seront remplacées par des court-circuits et les charges capacitives par des circuits ouverts. Dans les deux cas les dipôles devront être rallongés.

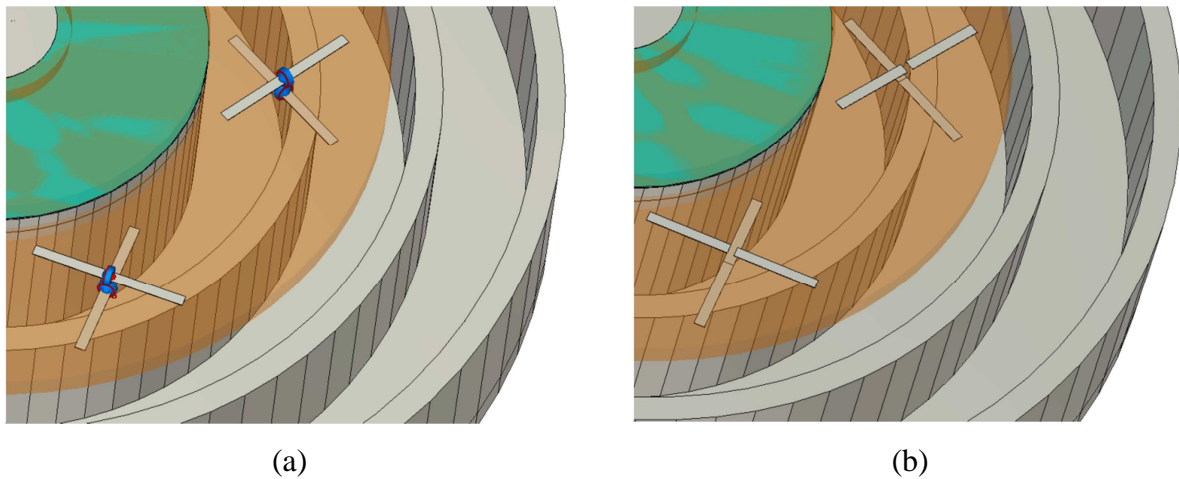


Figure III-30 : Pour se substituer aux charges réactives qui étaient connectées à chaque dipôle(a), les longueurs des brins des dipôles parasites sont ajustées et court-circuitées ou laissées en circuits ouverts (b)

N° d'éléments	Charge à réaliser	Longueur des dipôles $L_{dip}=11.5mm+\delta l$	Terminaison
5, 7, 9, 11, 13, 15	0.05 pF	$\delta l_L = +0.2 \text{ mm}$	Circuit-ouvert (c.o)
6, 8, 10, 12, 14, 16	0.6 nH	$\delta l_c = +0.8 \text{ mm}$	Court-circuit(c.c)

Tableau III-6 : Dimensions des brins qui ont permis de supprimer les charges réactives

La directivité de l'antenne reste supérieure à 2dBi pour $\theta=60^\circ$ quelle que soit la fréquence et toujours supérieure à 4 dBi dans la direction $\theta=0^\circ$. Un maximum de directivité supérieur à 6 dBi est atteint pour $\theta=35^\circ$. Le taux d'ellipticité est fourni pour les quatre plans de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ; \Phi=60^\circ; \Phi=90^\circ\}$ par la Figure III-32.

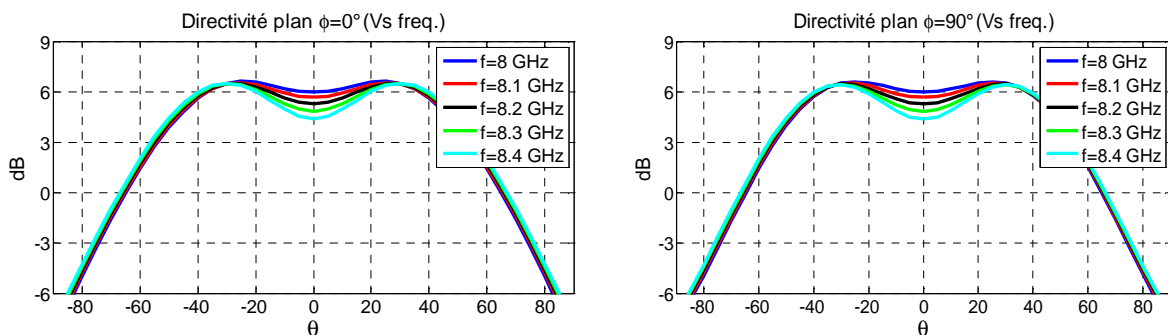


Figure III-31 : Directivité de l'antenne après optimisation des longueurs des brins parasites deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

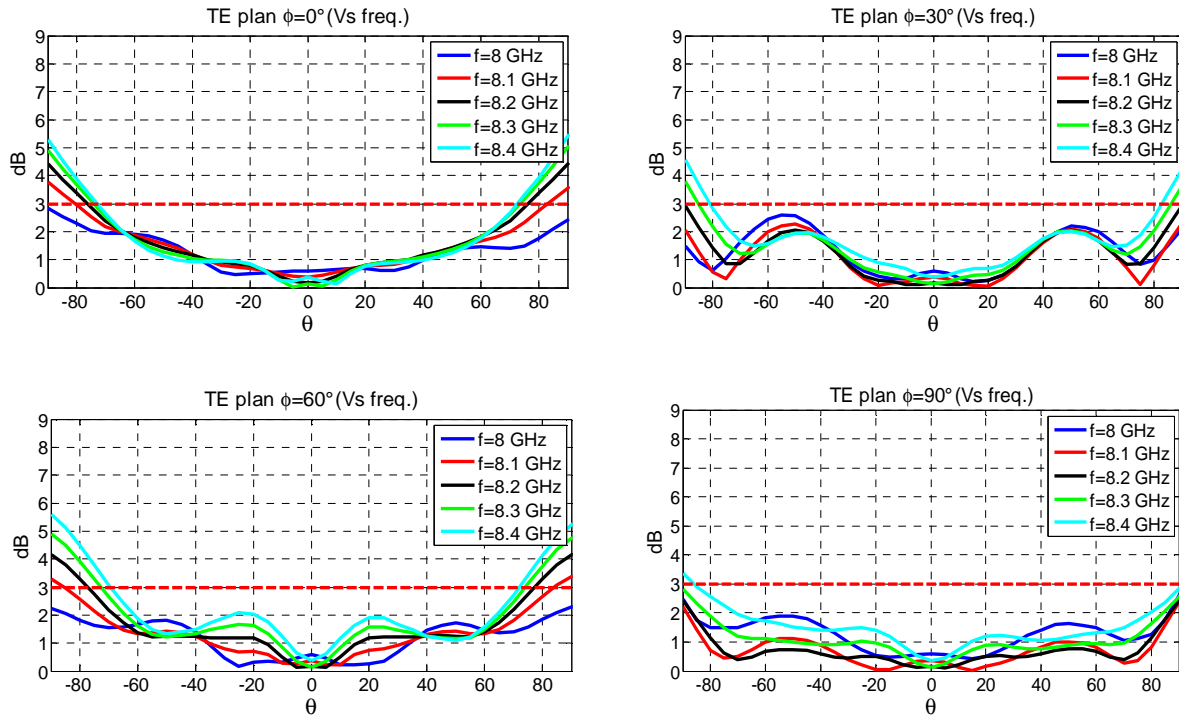


Figure III-32 : Taux d'ellipticité de l'antenne après optimisation des longueurs des brins parasites dans les quatre plans de coupe $\{\Phi=0^\circ; \Phi=30^\circ; \Phi=60^\circ; \Phi=90^\circ\}$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

L'observation des résultats révèle que ce taux d'ellipticité reste toujours inférieur à 3dB quel que soit θ inférieur à 65° et la directivité reste inchangée sur toute la bande de travail.

II.1.7 Performances de l'antenne encastrée dans une plateforme 6U

Le modèle numérique de cette nouvelle antenne a été simulé dans les mêmes conditions sur une plateforme « 6U » (10cmx20cmx30cm). L'antenne est toujours encastrée d'une profondeur de 7.5mm à l'intérieur du volume « 6U ». Elle dépasse également de 7.5mm au-dessus de la plateforme. La Figure III-33 illustre le positionnement étudié.

Les diagrammes de directivité dans les deux plans principaux $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sont illustrés par La Figure III-34, Le rayonnement est affecté par la dissymétrie de la structure dans le plan $\Phi=90^\circ$. La dissymétrie apparait à partir de $\theta = 30^\circ$. La perturbation reste modérée pour la directivité comme pour la polarisation (Figure III-35). A 8 GHz le taux d'ellipticité présente une remontée qui atteint un maximum de 3.5dB dans la direction $\{\theta=60^\circ; \Phi=90^\circ\}$. (Figure III-35).

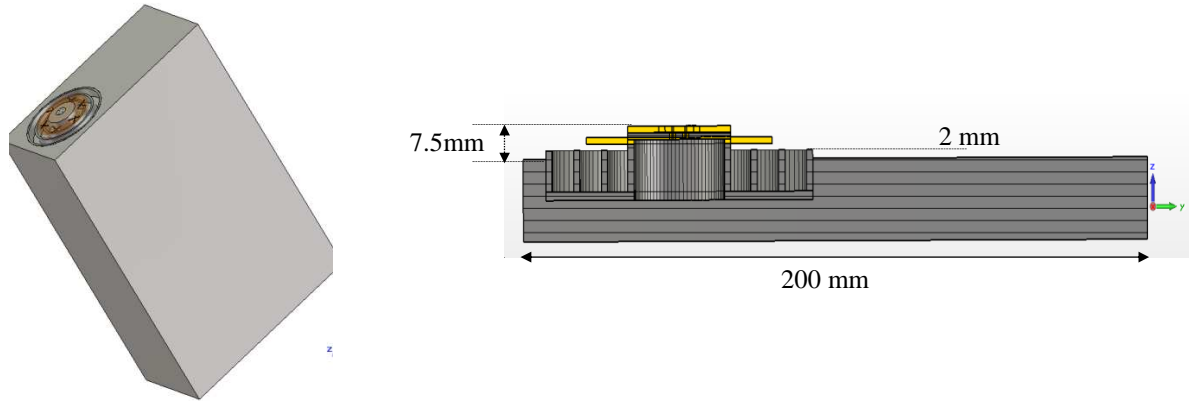


Figure III-33 : L'antenne est partiellement encastrée dans le volume métallique représentatif d'une plateforme nano-satellite 6U.

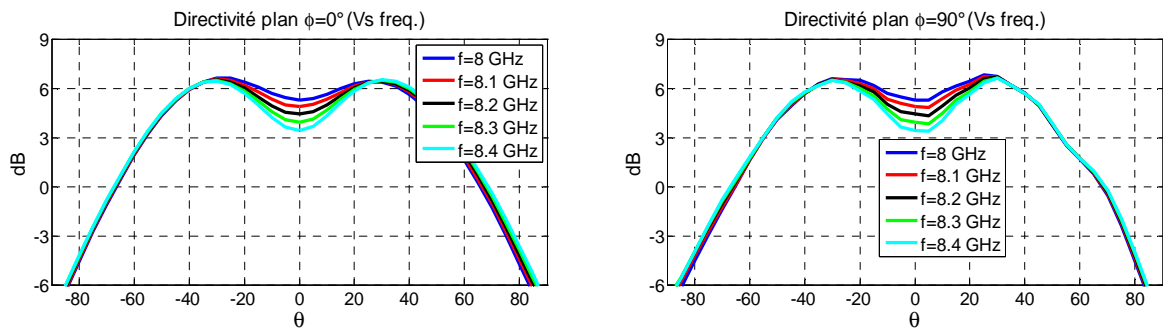


Figure III-34 : Diagrammes de directivité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 6U » dans les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

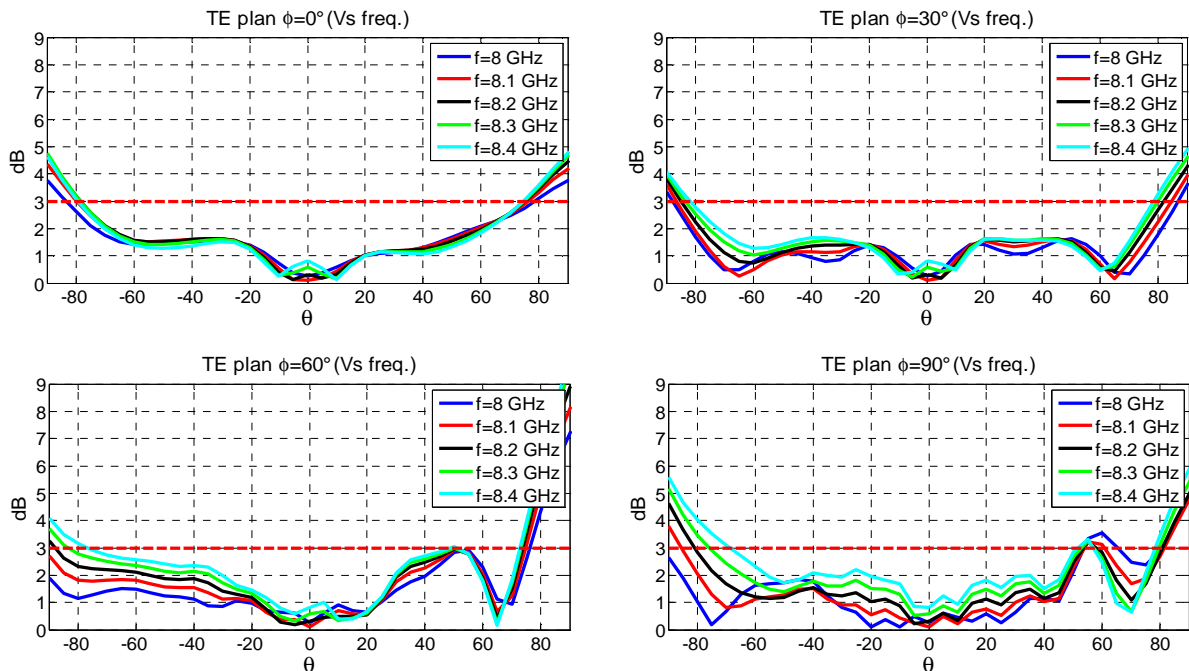


Figure III-35 : Taux d'ellipticité de l'antenne encastrée dans la plateforme « 6U » dans les plan $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$, $\Phi=90^\circ$, sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

En conclusion, les performances de l'antenne sur les plateformes 3U comme 6U ont été améliorées par la nouvelle optimisation de la face avant de l'antenne.

La suite du travail a porté sur la conception fine d'un circuit d'alimentation compact réalisant l'excitation séquentielle du patch. Cette conception intègre l'optimisation des quatre transitions qui connectent le toit du patch au circuit. La précision des modélisations nécessaires pour cette tâche nécessite de séparer les volumes de calcul : la face avant de l'antenne a continué à être simulée par le moteur transitoire de CST-MWS alors que le circuit d'alimentation a été optimisé avec le solveur fréquentiel. La mise en œuvre de transitions optimisées entre le patch et le circuit a permis de faire le raccordement entre les volumes de calcul.

II.2 Conception du circuit d'excitation

Jusqu'à présent l'optimisation de la face avant de l'antenne a été réalisée par une excitation séquentielle idéale de 4 ports coaxiaux 50Ω (Figure III-36). Ceci a permis de limiter les ressources numériques mobilisées sans nuire aux propriétés de rayonnement de la structure à éléments parasites. Pour conserver les propriétés de rayonnement il est indispensable que le circuit de distribution et son raccordement avec les sondes d'excitation du patch réalise l'excitation séquentielle la plus proches des conditions d'excitation utilisées pour optimiser la face avant de l'antenne

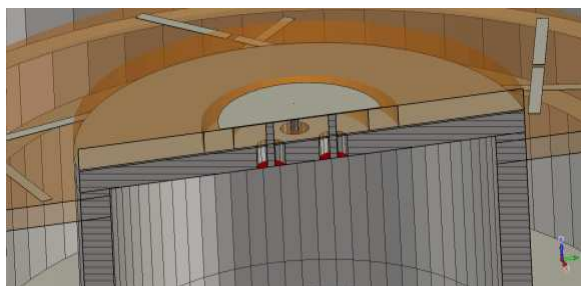


Figure III-36 : Détail sur l'excitation de l'antenne optimisée précédemment

La conception du circuit de distribution nécessite préalablement de définir les transitions qui permettront de traverser le plan de masse pour connecter le circuit déphaseur au toit de l'antenne plaquée. La définition de ces transitions va aussi permettre d'optimiser les impédances d'entrée sur lesquelles sera connecté le circuit.

L'antenne plaquée et le circuit seront réalisés sur un PCB multicouche. Nous avons retenu un assemblage de 2 substrats de type ROGER4003c ($\epsilon_r=3.5$, $\tan\delta=0.0027$). L'antenne plaquée sera imprimée sur un premier substrat de 1.524 mm d'épaisseur et 33mm de diamètre et le circuit d'alimentation sur un second substrat de 0.406 mm d'épaisseur.

Lors de l'assemblage, la métallisation de l'interface entre les deux substrats servira de plan de masse à l'antenne et au circuit. Une couche de « prépreg » de 90 μm d'épaisseur présentant des caractéristiques diélectriques semblables aux substrats permettra le collage des deux substrats. Cette colle devra être appliquée entre le plan de masse imprimé au dos du circuit d'alimentation et le substrat diélectrique de l'antenne plaquée qui aura préalablement été démétallisé sur sa face arrière. Des épargnes seront réservées dans le plan de masse pour permettre les connexions du circuit d'alimentation aux sondes d'excitation de l'antenne plaquée. Des trous métallisés assureront ces connexions (Figure III-37).

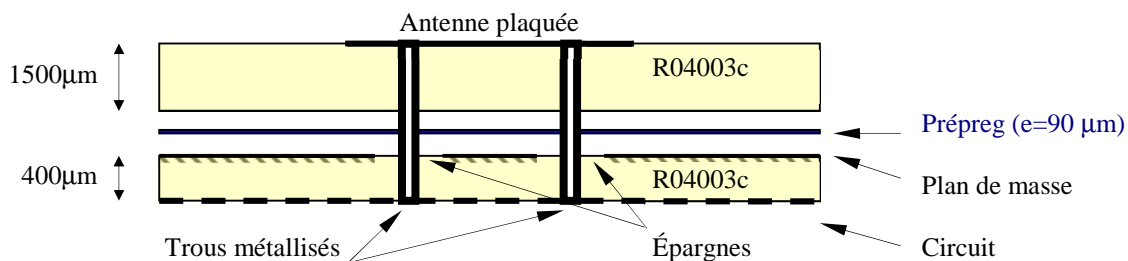


Figure III-37 : Schéma de principe de l'assemblage des deux substrats hyperfréquence

II.2.1 Optimisation des impédances d'entrée du patch

La première étape a consisté à dimensionner la connectique entre l'antenne plaquée sur la face supérieure de l'assemblage et des lignes 50Ω imprimées sur la face arrière de l'assemblage. Pour cela et dans un premier temps l'assemblage a été optimisé seul c'est-à-dire désolidarisé de la structure « à éléments parasites ». La Figure III-38 montre une séquence de vues représentant l'assemblage et les 4 lignes 50Ω qui ont servi à optimiser le diamètre du toit de l'antenne, la position et le diamètre des vias métallisés et le diamètre des épargnes circulaires réservées dans le plan de masse pour permettre la traversée des vias.

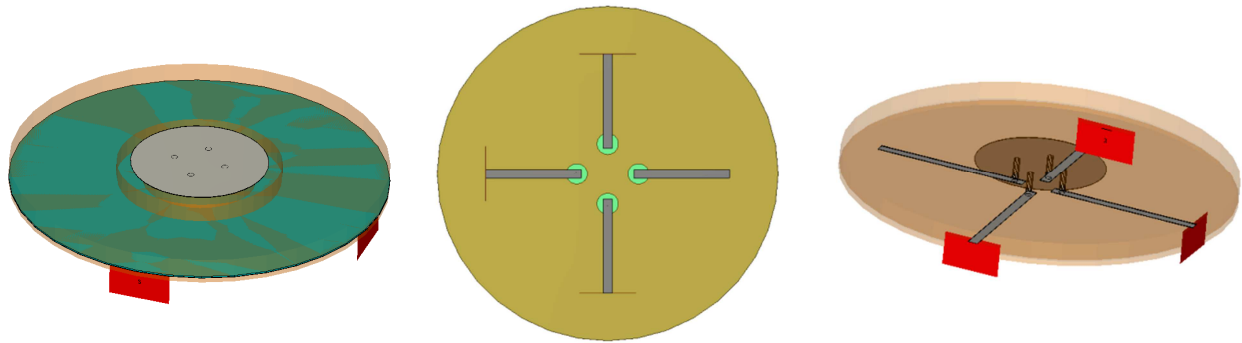


Figure III-38: vues de l'assemblage (dessus, dessous et par transparence) des substrats et des lignes de transmission utilisées pour optimiser l'impédance de l'antenne plaquée

Optimisation des transitions

Cette partie présente l'optimisation des transitions qui serviront à connecter les quatre sondes d'alimentation de l'antenne avec le circuit. Il s'agit dans un premier temps de dimensionner les vias et les épargnes qui permettront aux courants de transiter depuis le patch vers les lignes microrubans du circuit. Cette étude préparatoire est menée sur une structure constituée d'une ligne microruban 50Ω imprimée sur la face supérieure d'un substrat d'épaisseur 1.5024 mm (épaisseur du substrat du patch), d'une pseudo transition coaxiale composée d'un via et d'une épargne circulaire dans le plan de masse enfoui, et d'une autre ligne imprimée sur un second substrat d'épaisseur de 0.406 mm constituant la face inférieure de l'empilement (Figure III-39). Les lignes microrubans présentent une impédance de 50Ω . La transition a été optimisée par le solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS. Le diamètre du via métallisé et le diamètre de épargne circulaire réservée dans le plan de masse ont été optimisés pour avoir un maximum de transmissions entre les deux lignes d'impédance 50Ω . Les meilleurs résultats ont été obtenus pour un diamètre de via de 0.5 mm et un rayon d'épargne et de 0.95mm, ce résultat est le fruit d'une étude paramétrique. La Figure III-40 présente le coefficient de transmission simulé, paramétré en fonction du rayon du via métallisé et du rayon de l'épargne (trou).

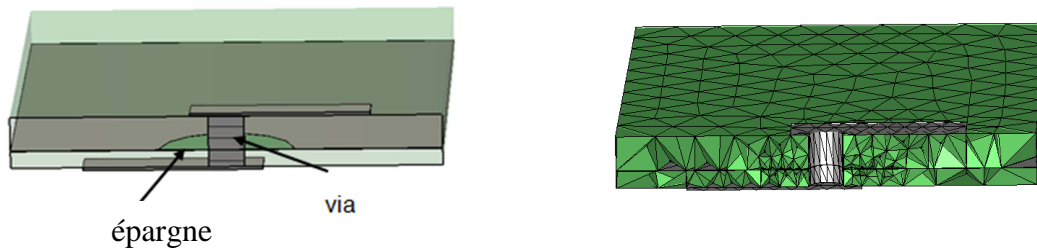


Figure III-39 : Optimisation d'une transition entre deux lignes 50Ω imprimées de part et d'autre d'un plan de masse enfoui entre deux substrats. Les simulations ont été faites avec le solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS

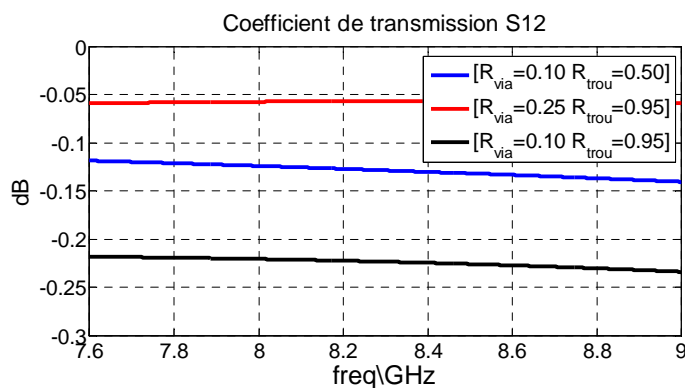


Figure III-40 : Coefficient de transmission S12 entre les deux lignes microrubans en fonction de R_{trou} et R_{via}

Les 4 sondes d'excitation du patch seront donc réalisées par 4 vias de 0.5 mm de diamètre. Ces vias devront être connectés aux lignes d'alimentation 50Ω imprimées sur le second substrat ($\epsilon = 0.406$ mm). Les vias traverseront donc l'empilement des deux substrats en passant par les épargnes de rayon 0.95 mm réservées dans le plan de masse (Figure III-37, Figure III-38).

Pour simuler correctement l'antenne avec un temps de calcul acceptable nous avons défini des critères de maillage densifiés dans les zones critiques. Dans l'ANNEXE III nous montrons une étude de convergence qui nous a servi pour configurer la simulation.

Optimisation des paramètres du patch

Pour un fonctionnement à 8.2 GHz, le rayon du toit du patch a été fixé à 5.45 mm. Les vias sont désaxés de 2.1mm par rapport au centre du toit. L'adaptation est présentée sur la

Figure III-41. Il s'agit des paramètres [S] qui sont identiques pour les 4 lignes d'alimentations imprimées sur deuxième substrat au dos du patch (Figure III-38).

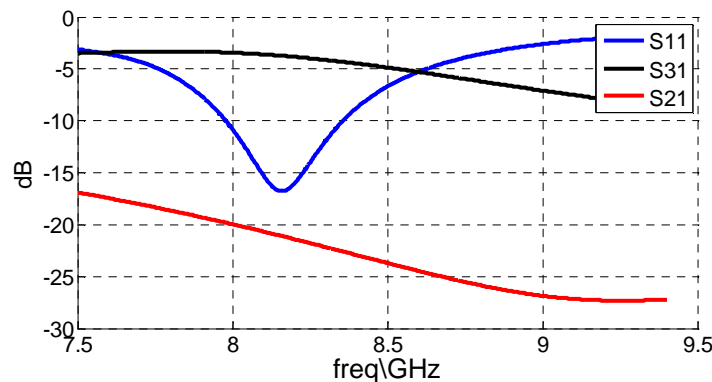


Figure III-41 : Paramètre[S] du patch sur chaque ligne d'excitation

L'adaptation du patch pour une **excitation simultanée** et séquentielle (déphasage de 90° entre les accès) appliquée sur les 4 lignes de transmission est illustrée par la Figure III-42. Pour des amplitudes de 1Watt injectées simultanément sur les quatre accès, la puissance réfléchie atteint des niveaux toujours supérieur à -10dBw entre 8GHz et 8.4GHz. L'impédance d'entrée évaluée dans le plan d'accès des lignes de transmission est représentée sur la Figure III-43. L'adaptation du patch n'est pas satisfaisante et l'impédance d'entrée vue depuis le port d'excitation de chaque ligne de transmission n'est pas 50Ω . Ce phénomène de désadaptation est dû à un important couplage entre les sondes d'excitation du patch, ce couplage atteint 3 dB à 8.2 GHz entre les sondes opposés (alimentées en opposition de phase) comme la montre la Figure III-41.

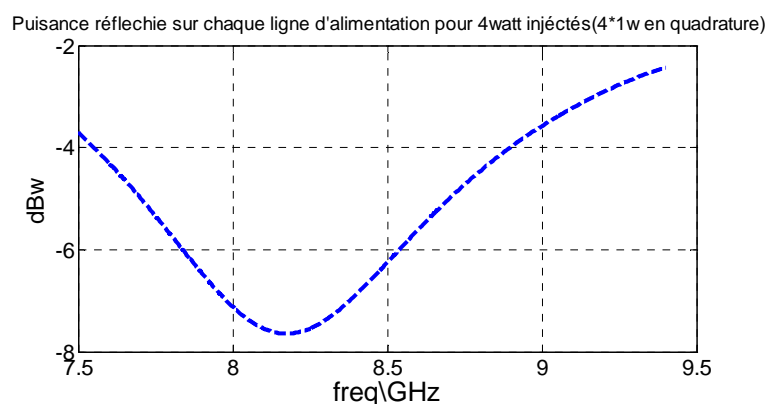


Figure III-42 : Cette courbe représente la puissance réfléchie sur chaque sonde d'excitation du patch lorsque toutes les lignes sont alimentées simultanément en quadrature ($4 \times 1\text{Watt}$ incident)

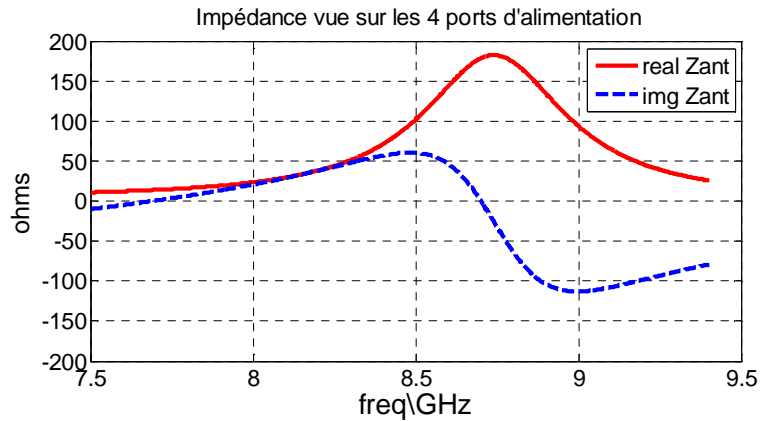


Figure III-43 : Impédance vue depuis le port d'excitation de chacune des lignes de transmission imprimées sur la face arrière de l'assemblage des substrats (simulation du patch seul conforme à Figure III-38, lorsque les 4 lignes sont excitées en quadrature (simultanément))

Dans le paragraphe suivant nous améliorons l'adaptation du patch par des lignes de neutralisation des couplages.

Adaptation de l'impédance d'entrée du patch par la neutralisation de couplage

La désadaptation du port 1 de l'antenne provient de l'onde injectée dans le port 3 qui se couple au port 1 via S_{13} . Sur la Figure III-41 on voit que ce S_{13} est très important de l'ordre de -4dB (Figure III-41). Pour adapter l'antenne il faudrait équilibrer les niveaux du S_{13} et du S_{11} de telle façon que leurs contributions s'annulent :

$$S_{11} a_1 + S_{13} a_3 = 0$$

$$a_3 = -a_1$$

Pour cela nous rajoutons des lignes de neutralisations entre le point 1 et 3 et nous modulons l'effet de ces lignes par leur impédance caractéristique, c'est-à-dire par leur largeur (Figure III-44). Après quelques essais nous avons conclu que des lignes de 0.2 mm pouvaient fournir l'effet recherché. La Figure III-45 montre l'impact de ces lignes : sur la bande utile, le S_{11} et le S_{13} varient entre -6 dB et -7.5 dB et leurs phases respectives sont identiques à 8.2 GHz.

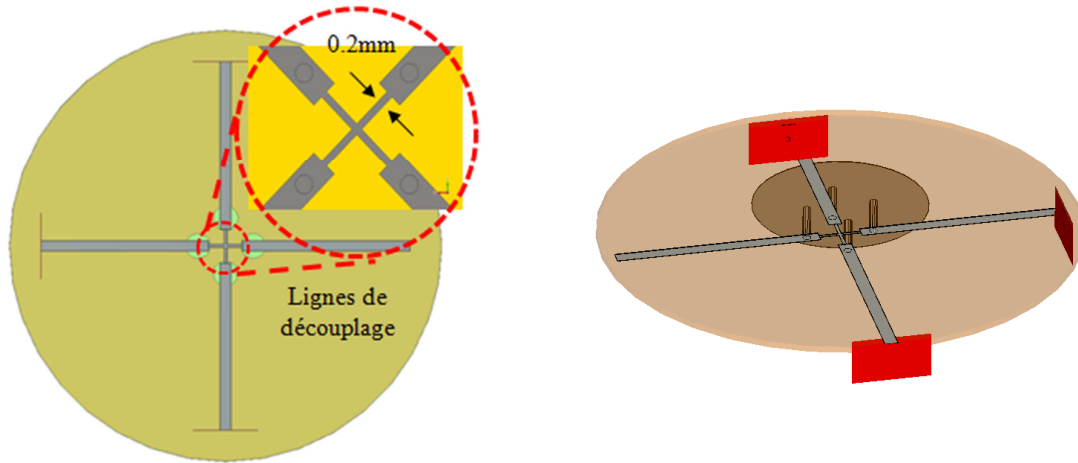


Figure III-44 : antenne avec lignes de découplage pour assurer l'adaptation

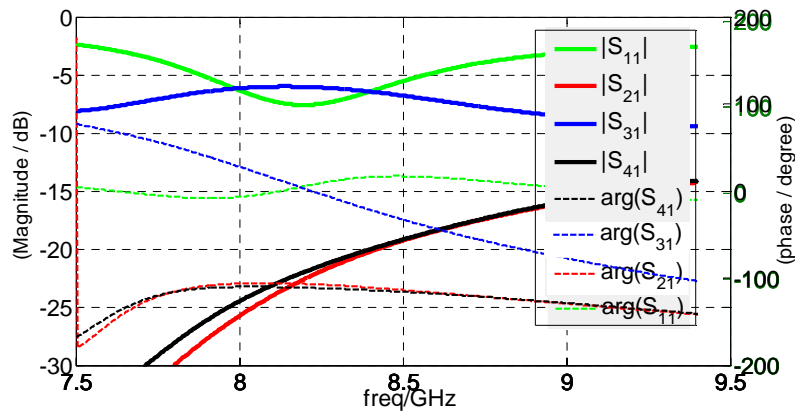


Figure III-45 : Matrice S calculée sur les 4 lignes d'alimentation de l'antenne patch (Figure III-44)

L'adaptation peut être évaluée par une excitation simultanée et en quadrature par les quatre ports plaqués sur les lignes d'alimentation (4x1 watt injectés). L'adaptation est alors illustrée par la Figure III-46. Elle atteint des niveaux toujours inférieurs à -10dBw entre 8GHz et 8.2GHz. L'impédance d'entrée évaluée dans le plan d'accès des lignes de transmission est représentée sur la Figure III-47. L'antenne est adaptée sur 50Ω.

Les paramètres dimensionnels qui ont permis de réaliser cette adaptation sont fournis ci-après :

- Diamètre substrat : 33 mm
- rayon du toit de l'antenne : 5.45mm
- diamètre des trous métallisés : 500μm

- rayon des épargnes dans le plan de masse : 950 μ m
- positions des 4 trous métallisés : désaxés de 2.1mm par rapport au centre du toit de l'antenne
- largeur des lignes de neutralisation des couplages : 200 μ m
- longueur des lignes de neutralisation des couplages : 2.6 mm
- largeur des lignes 50 Ω : 0.82 mm
-

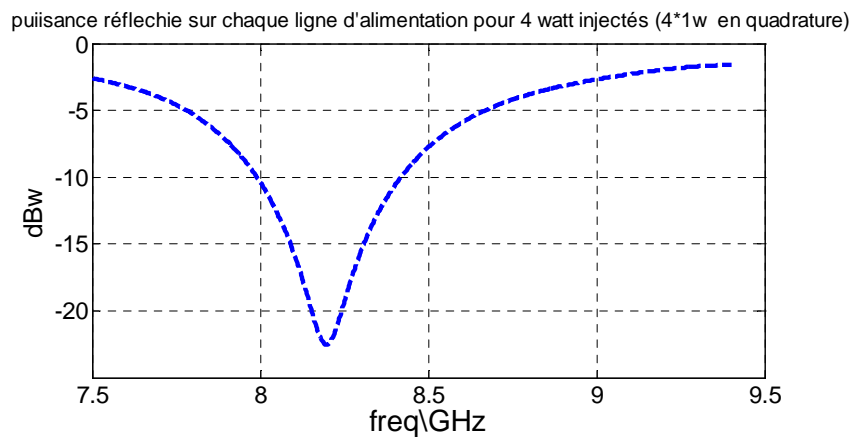


Figure III-46: Cette courbe représente la puissance réfléchie sur chaque sonde d'excitation du patch seul (Figure III-44) lorsque toutes les lignes sont alimentées simultanément en quadrature (4*1Watt incident) en présence des lignes de découplage

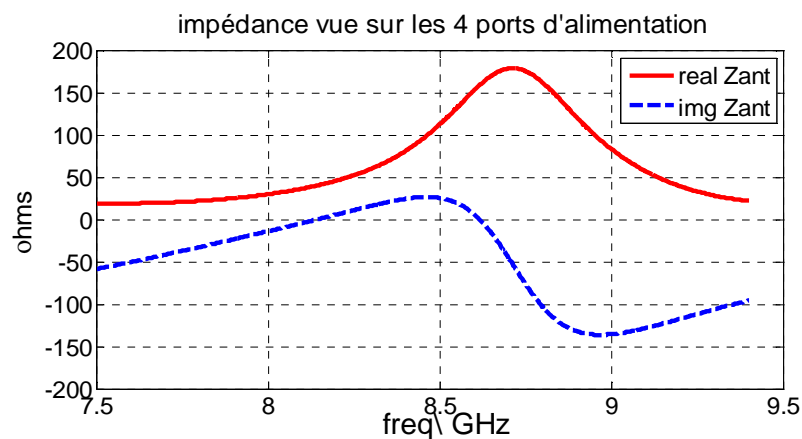


Figure III-47 : Impédance vue depuis le port d'excitation de chacune des lignes de transmission imprimées sur la face arrière de l'assemblage des substrats (simulation du patch seul conforme à la Figure III-44 lorsque les 4 lignes sont excitées en quadrature (simultanément) en présence des lignes de découplage

Impédance d'entrée de l'antenne à éléments parasites

Ces réglages des transitions et des lignes de neutralisations sont maintenant associés à la simulation de l'antenne complète. La simulation par le moteur transitoire de CST-MWS s'affranchit ici de la troisième dimension de la plateforme Nano-sat 3U. La plateforme est remplacée par une plaque métallique de 10cmx10cm (Figure III-48). L'emplacement réservé au circuit d'alimentation apparaît clairement sur la vue arrière de la Figure III-48. La Figure III-49 illustre les détails du raccordement des lignes d'alimentation au toit du patch par les 4 vias métallisés de diamètre 500 μ m.

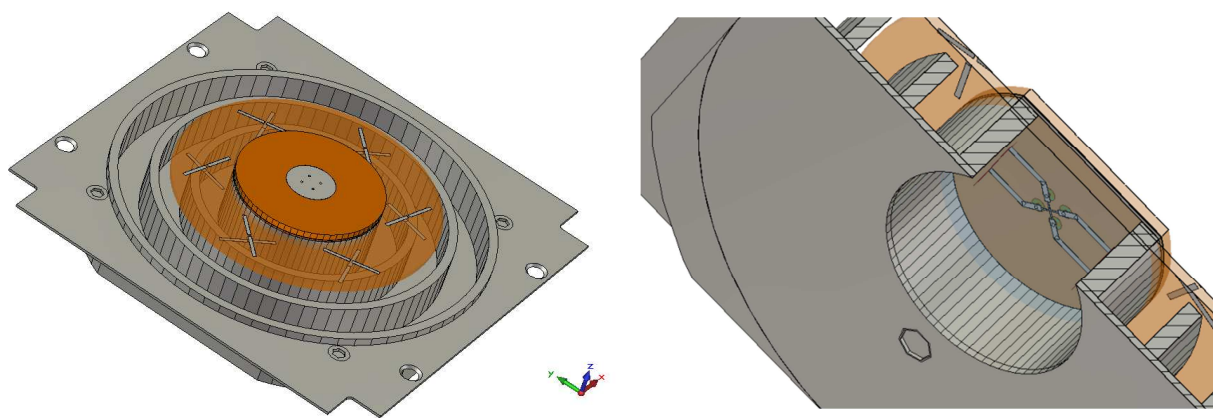


Figure III-48 : Le patch excité par les transitions optimisées est intégré dans la structure antennaire complète. La plateforme Nano-Sat 3U est réduite à une plaque de 10cm d'arête

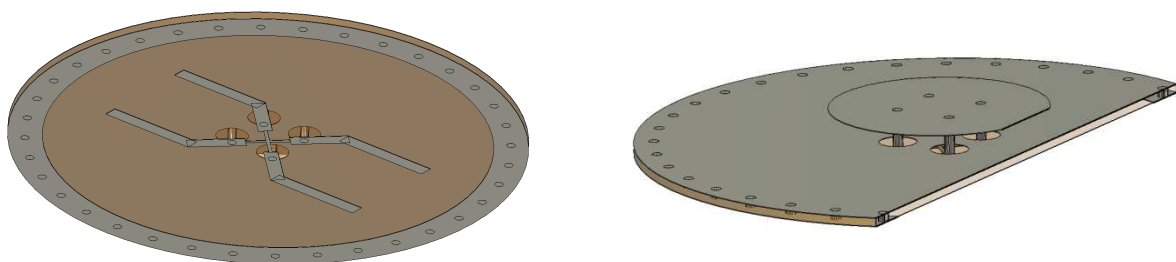


Figure III-49 : Détails de l'assemblage des substrats qui est associé à la structure « antenne à éléments parasites »

Les Figure III-50 et la Figure III-51 illustrent l'adaptation et l'impédance présentées sur chaque ligne d'alimentation pour l'antenne complète (Figure III-48) simulée avec le solveur transitoire de CST MWS. On constate que la structure complète conserve l'adaptation de l'antenne plaquée isolée (identique à l'adaptation de la Figure III-46). L'impédance

apparaît légèrement changée du fait de la modification des plans de référence pris entre les deux simulations.

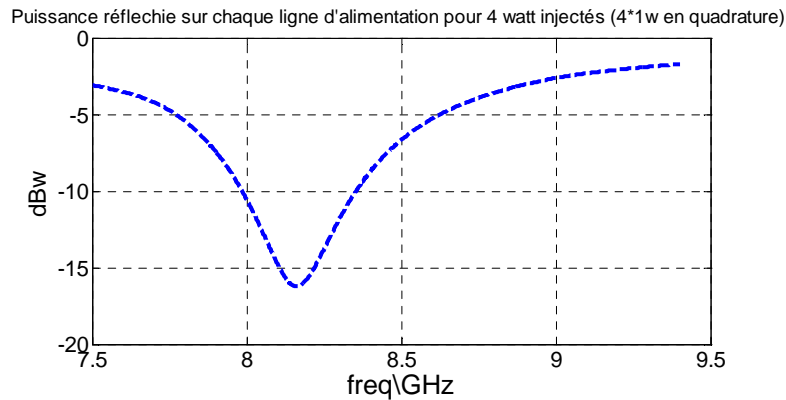


Figure III-50: Puissance réfléchie sur chaque ligne d'alimentation de l'antenne complète lorsque toutes les lignes sont alimentées simultanément en quadrature (4*1Watt incident)

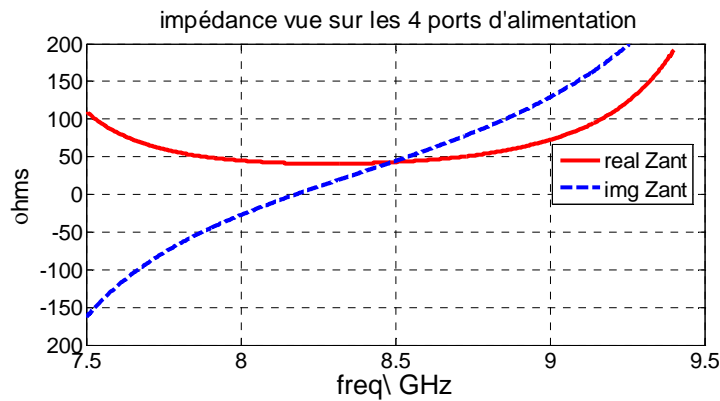


Figure III-51 : Impédance vue depuis le port d'excitation des 4 lignes de transmission pour l'antenne complète.

La Figure III-52 permet de déduire l'ensemble des paramètres S de l'antenne. Cette illustration montre que l'antenne n'est adaptée que si les 4 ports sont alimentés simultanément en quadrature. Pris un par un les ports restent désadaptés. Cette matrice [S] va servir pour raccorder ce volume de calcul avec la simulation du circuit qui sera présentée plus loin dans ce manuscrit.

Pour clôturer l'optimisation fine de la face avant de l'antenne, nous fournissons les diagrammes simulés correspondant à la simulation de l'antenne de la Figure III-48. Les diagrammes de directivité, de gain IEEE et de gain réalisé sont fournis pour les deux plans principaux $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz. Ces diagrammes sont présentés respectivement sur les Figure III-53, Figure III-54 et Figure III-55. En bords de

bande, le gain réalisé perd environ 0.5dB à cause de la désadaptation de l'antenne (Figure III-50). Les taux d'ellipticité sont présentés Figure III-56, ils restent conformes aux résultats de l'antenne sur la plateforme 3U (Figure III-32).

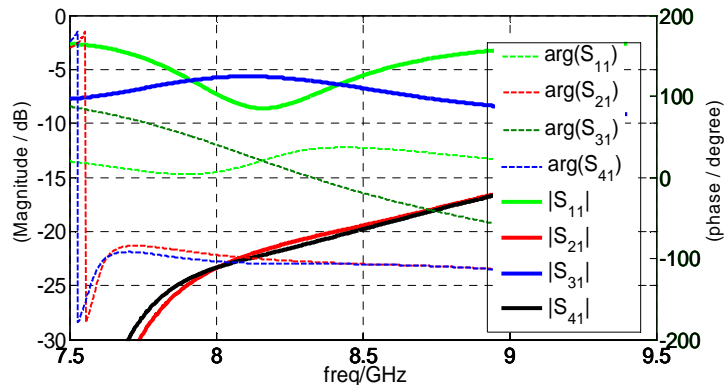


Figure III-52 : Matrice S calculée sur les 4 lignes d'alimentation de l'antenne à éléments parasites (Figure III-48)

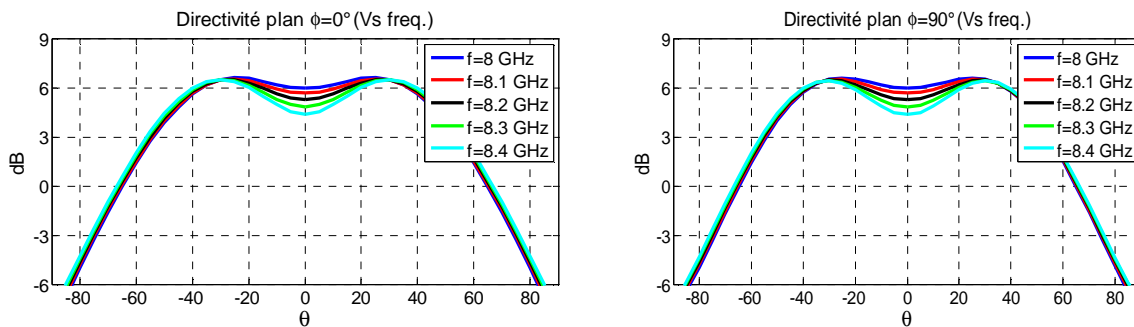


Figure III-53 : Les diagrammes de directivité de l'antenne sur les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

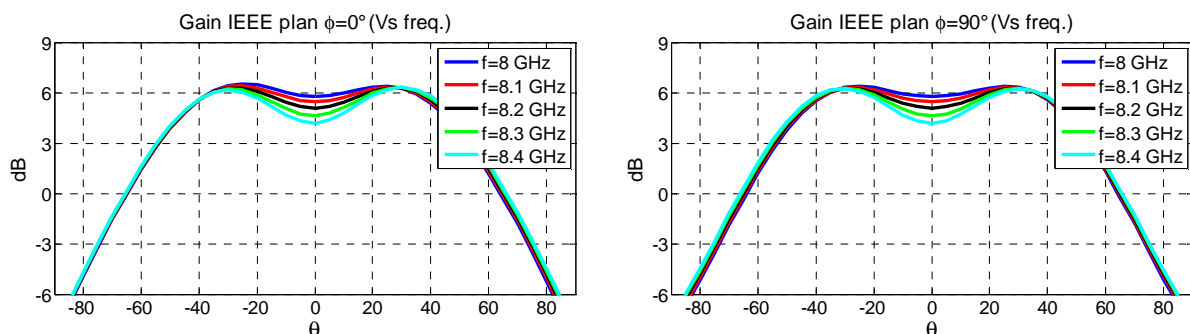


Figure III-54 : Les diagrammes de Gain IEEE de l'antenne sur les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

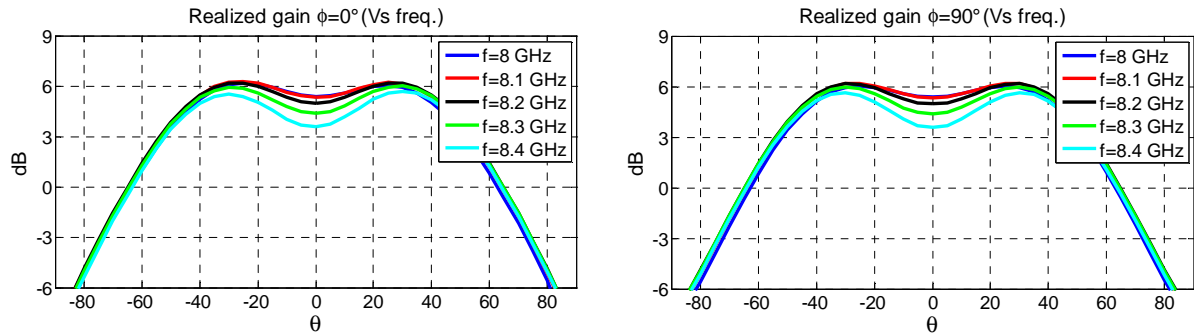


Figure III-55 : Les diagrammes de rayonnement de l'antenne en Gain réalisé sur les deux plans de coupe principaux ($\Phi=0^\circ$, $\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

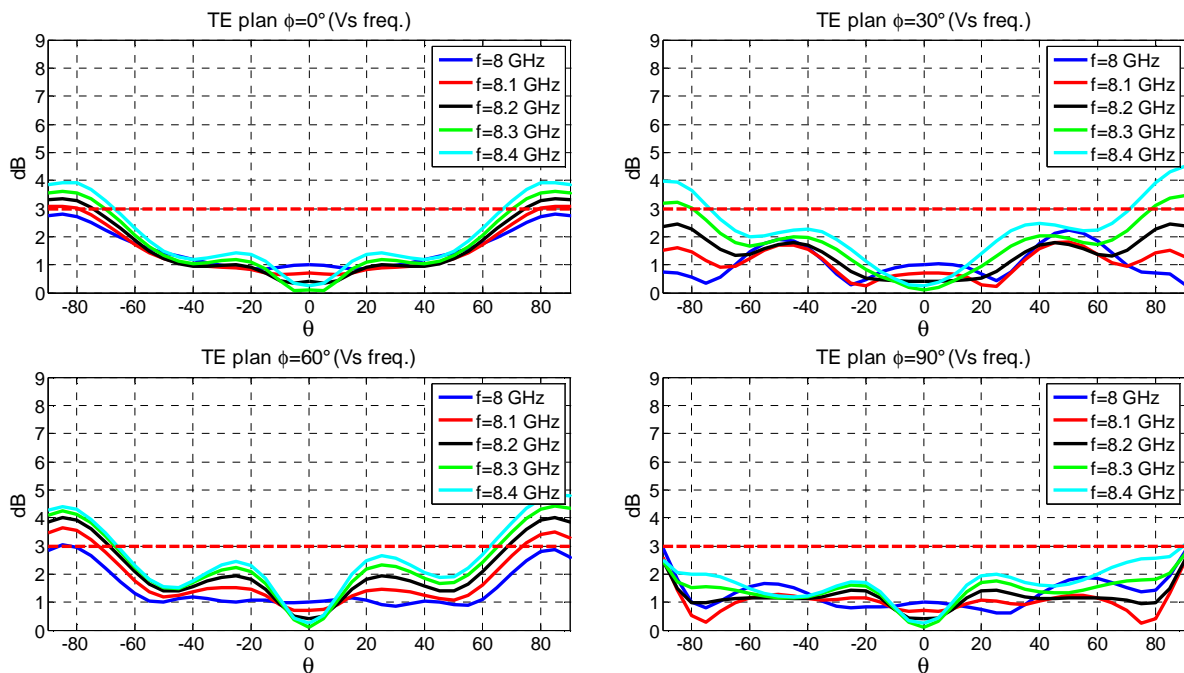


Figure III-56 : Taux d'ellipticité de l'antenne dans le plan $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$, $\Phi=90^\circ$, sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

En conclusion, les impédances ont été optimisées pour permettre une connexion efficace du circuit d'alimentation sur des impédances 50Ω . Pour une représentation fine, l'antenne avec ses transitions optimisées a pu être simulée sur une plaque de métal de 10cm d'arête. Les performances de cette structure sont très voisines des performances évaluées avec la structure Nano-Sat 3U complète (sans les transitions et les lignes de neutralisation). Les résultats obtenus par cette étude seront utilisés ultérieurement pour être chaînés avec la matrice [S] du circuit. Le défi consiste à présent à concevoir un circuit compact, réalisant l'excitation séquentielle de l'antenne plaquée avec le moins de dispersion sur la bande des

fréquences utiles. Ce souci de contenir la dispersion est essentiel pour ne pas dégrader la polarisation circulaire.

II.2.2 Optimisation d'un circuit de distribution compact à excitation séquentielle

Pour concevoir le circuit d'alimentation nous avons opté pour l'utilisation de coupleurs hybrides réalisant les déphasages. Ces circuits sont généralement moins dispersifs que de simples lignes à retard et ils permettent de limiter les effets des éventuelles désadaptations d'impédance. L'architecture que nous privilégions repose sur 2 coupleurs à 90° alimentés par un coupleur à 180°, les coupleurs à 90° sont connectés aux ports de l'antenne. On trouve fréquemment ce type d'architecture dans la littérature [107]-[108], la Figure III-57 montre deux exemples basés issus [107]-[108].

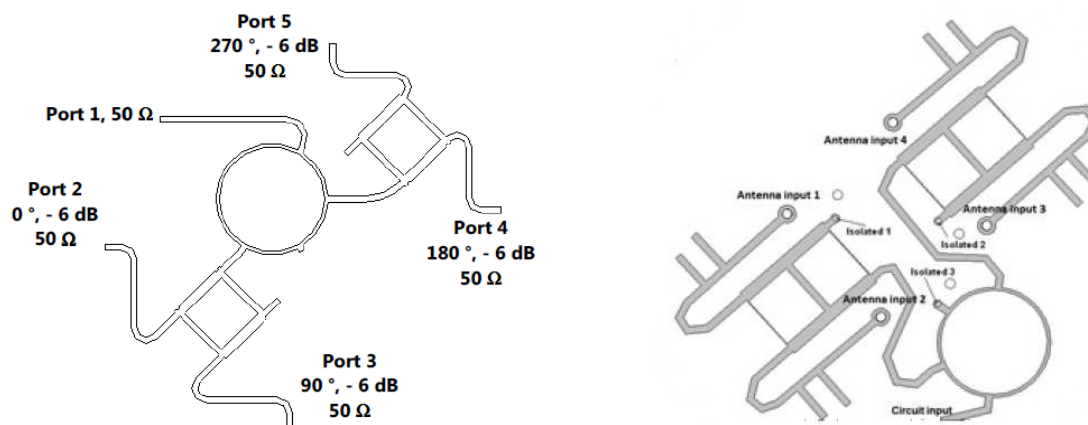


Figure III-57 : Deux exemples de circuit d'alimentation à excitation séquentielle à base de coupleurs hybrides à 90° et 180°, les deux coupleurs hybrides à 90° sur la figure à droite sont des coupleurs à 3 branches qui permettent d'augmenter la bande passante

Ces architectures de circuit offrent des performances intéressantes mais elles apparaissent trop encombrantes pour pouvoir s'intégrer au dos du patch. Les Figure III-48 et Figure III-49 montrent la surface réservée pour intégrer le circuit. Il est donc indispensable d'imaginer un arrangement compatible avec l'espace disponible. C'est-à-dire un disque d'une trentaine de mm de diamètre.

Pour conserver le principe de 3 coupleurs nous avons proposé d'insérer les deux hybrides à 90° à l'intérieur d'un coupleur à 180° surdimensionné. En effet la forme annulaire d'un coupleur à 180° qui épouserait la périphérie du substrat permettrait d'optimiser la

surface. Nous détaillons donc les performances optimisées d'un **coupleur à 180°** surdimensionné et d'un coupleur hybride à 90° compactifié.

Coupleur hybride à 180° surdimensionné

Les coupleurs hybrides sont des circuits à 4 accès dans lesquels sont installés des ondes stationnaires. Les accès sont distribués sur des ventres ou des nœuds de courants dont les positions dépendent de l'accès utilisé comme port d'entrée. Les lignes d'accès constituant les ports d'entrées et sorties n'ont pas la même impédance caractéristique que le circuit en anneau qui supporte les ondes stationnaires. L'impédance des lignes d'accès est Z_0 alors l'impédance caractéristique de la ligne qui constitue l'anneau est $Z=Z_0\sqrt{2}$. Les dimensions du coupleur à 180° sont représentées sur la Figure III-58. Les positions des lignes d'entrées/sorties permettent d'obtenir le déphasage de 180° entre **deux sorties** distantes de $\lambda/2$ et de réaliser l'isolation entre une **entrée et une sortie** distantes de $\lambda/2$.

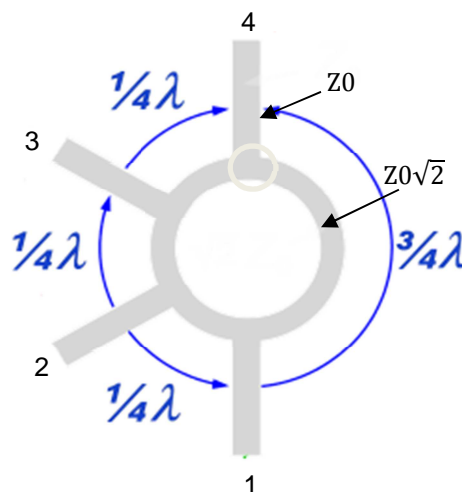


Figure III-58 : Coupleur hybrides en anneau (3dB, 180°)

Si le port 1 constitue le port d'entrée alors la puissance injectée sera partagée de façon équilibrée entre les sorties 2 et 4 avec un déphasage de 180° entre ces deux sorties. Le port 3 sert d'isolation, il doit être connecté à une impédance 50Ω .

Le principe de fonctionnement de ce coupleur n'est pas limité aux dimensions de la Figure III-58. Ses dimensions peuvent être paramétrées par les variables entières $\{k, m, n, p\}$ représentées sur la Figure III-59.

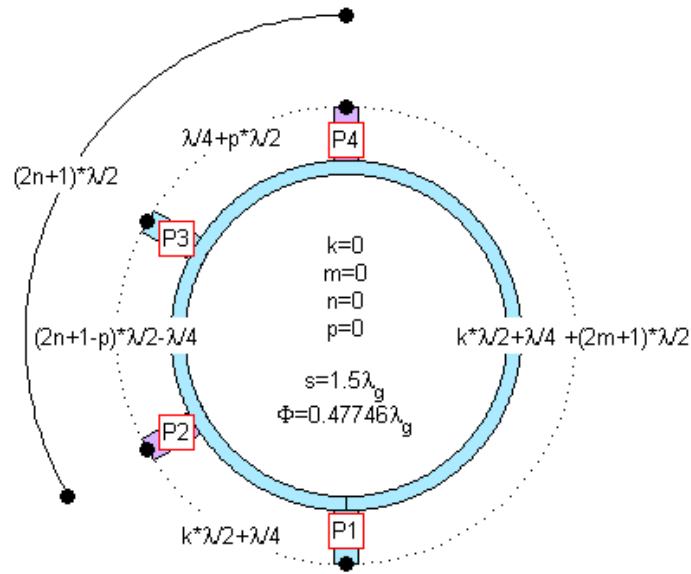


Figure III-59 : Longueur des tronçons annulaires d'un coupleur hybride à 180°

Sur cette figure $K=0$, $m=0$, $n=0$ et $p=0$ décrivent le coupleur de la Figure III-58, c'est la plus petite dimension fonctionnelle.

Pour notre application nous avons choisi un autre jeu de paramètres qui permet d'agrandir le coupleur pour approcher son diamètre du diamètre disponible derrière le patch. Ces nouveaux paramètres sont $\{k=1, m=0, n=1, p=1\}$ ce coupleur est représenté sur la Figure III-60.b. La Figure III-60.a permet de comparer avec le coupleur "Standard " (conforme à la Figure III-58).

Ce coupleur a été modélisé avec MOMENTUM (Figure III-61). Les accès ont été orientés vers l'intérieur de l'anneau. Il est conçu sur un substrat ROGER4003c ($\epsilon 3.5$) d'épaisseur 406 μm . Son diamètre est 25.7mm (28 mm disponible). Les lignes d'impédance 50 Ω ont une largeur de 0.82 mm et les lignes d'impédance $50\sqrt{2}$ ont une largeur de 0.46 mm.

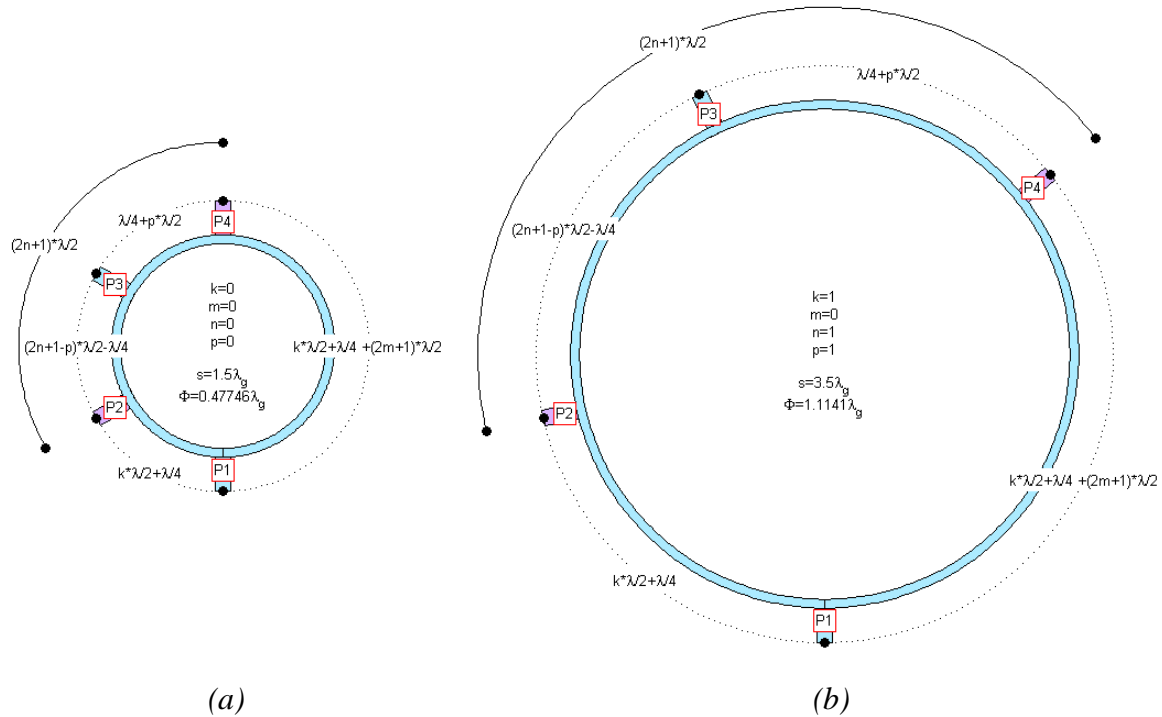


Figure III-60 : Deux coupleurs hybrides à 180° fonctionnant à la même fréquence – (a): dimensions les plus compactes – (b): coupleur surdimensionné

Les réponses électromagnétiques de ce coupleur simulé sont montrées par les Figure III-62 et Figure III-63. Le coupleur apparaît bien équilibré avec des pertes faibles (Figure III-62). Sur la Figure III-63, la phase entre les deux sorties 2 et 3 affiche une dispersion effectivement bien contenue car elle ne dépasse pas 3° entre 8GHz et 8.4GHz : l'écart de phase varie entre 178.5° et 181.5°.

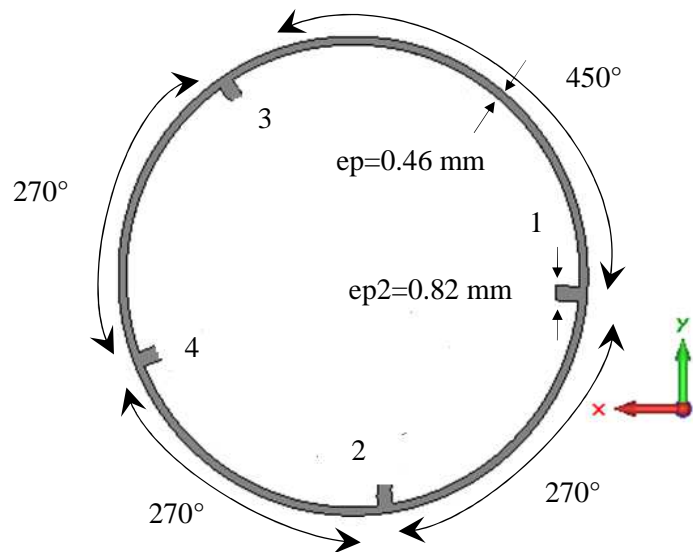


Figure III-61: Simulation d'un coupleur à 180° surdimensionné - son diamètre atteint 25.7mm, il s'inscrit dans l'emplacement disponible au dos de l'antenne plaquée.

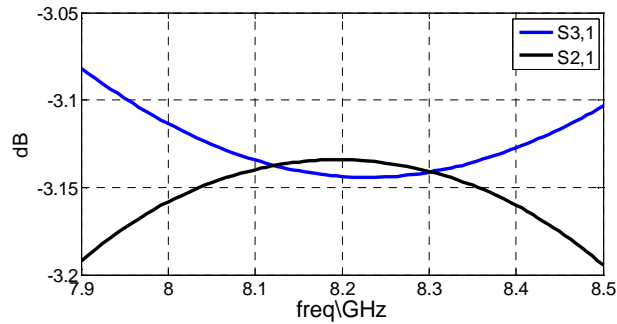


Figure III-62 : Fonction de transfert simulée du coupleur à 180°. Les amplitudes des puissances aux sorties 2 et 3 sont équilibrées au milieu de la bande.

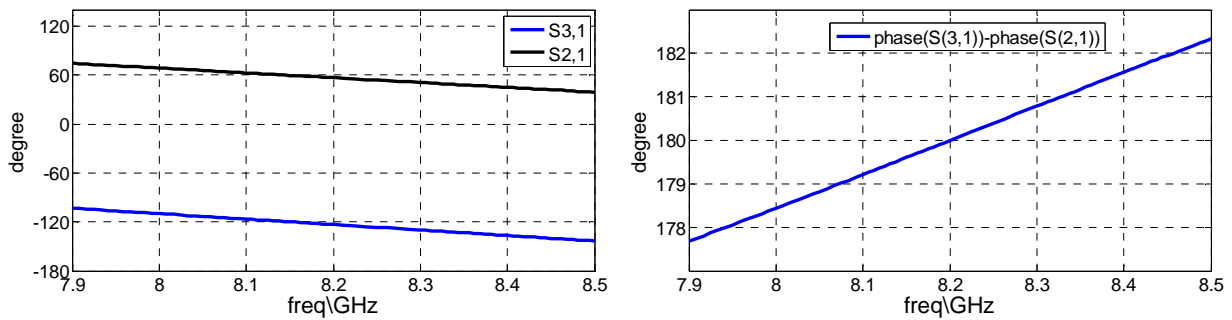


Figure III-63 : Phases calculées sur les sorties 2 et 3. L'écart de phase (à droite) montre que la dispersion est de 3° sur la bande (de 181.5° à 178.5°).

La Figure III-64 montre qu'une isolation inférieure à -38 dB a été obtenue entre les ports de sortie 2 et 3 et entre l'entrée 1 et le port chargé n°4. Le niveau d'adaptation est inférieur à -35 dB sur la bande couvrant 8 à 8.4 GHz.

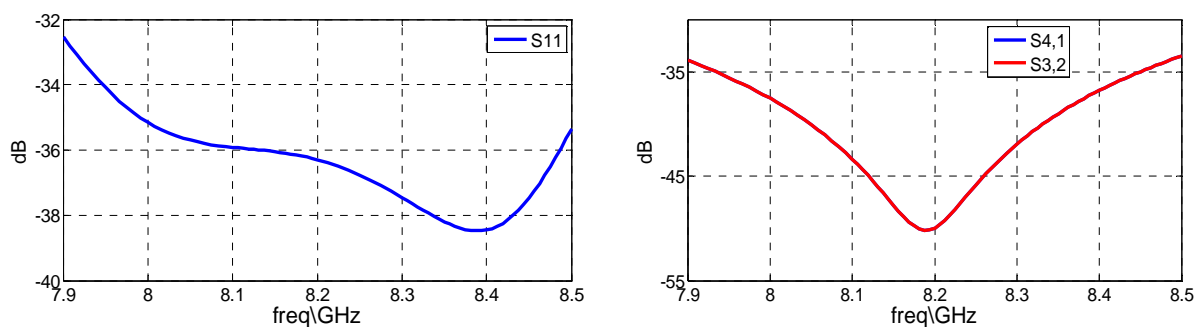


Figure III-64 : Adaptation calculée pour le port d'entrée 1 (à gauche) et isolation entre les sorties 2 et 3 (droite) et entre l'entrée 1 et la sortie 4 (droite)

La seconde étape décrit l'optimisation des **coupleurs à 90°**. Ces coupleurs sont conçus pour être contenus dans le diamètre du coupleur à 180°. Etant donnée l'adaptation prévue par les simulations de l'antenne (Figure III-50), les coupleurs hybrides sont optimisés sur 50Ω.

Coupleur hybrides à 90°

Les coupleurs hybrides 90° sont des circuits symétriques à quatre ports qui permettent de réaliser des excitations en quadrature. Ces coupleurs sont dits "directifs" car ils orientent les puissances réfléchies vers un port de délestage. Ils sont très fréquemment utilisés pour exciter des antennes en polarisation circulaire. Comme pour l'hybride à 180° le coupleur à 90° utilise le principe des ondes stationnaires dans un anneau et un positionnement choisi des ports d'entrées/sorties pour réaliser les fonctions de transfert. Tous les tronçons mesurent $\lambda/4$ et on trouve deux sections pour les lignes qui le composent : des sections d'impédance caractéristique Z_0 et des sections d'impédance $Z_0/\sqrt{2}$. Un modèle de coupleur hybride 90° est représenté sur la Figure III-65. Il a une forme relativement "carrée".

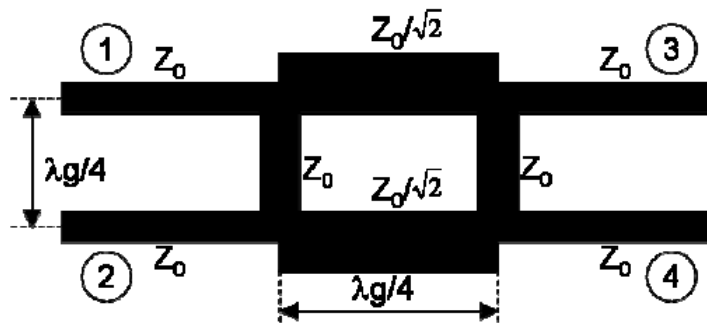


Figure III-65 : Coupleur hybrides 90° standard

Nous rappelons que nous devons utiliser deux coupleurs à 90° car notre patch est équipé de quatre sondes. Ces deux coupleurs devront s'inscrire à l'intérieur de l'anneau du coupleur 180°(

Figure III-61). Pour que ceci soit possible, il a été nécessaire de compacter les coupleurs 90°. Ce travail est illustré par la Figure III-66. Les brins d'impédance $Z_0/\sqrt{2}$ ont été repliés pour permettre l'intégration à l'intérieur de l'anneau du coupleur à 180° (

Figure III-61). La modification de la forme des brins n'a aucun effet sur les impédances des lignes, par contre le couplage induit par les lignes d'accès connectées sur le coupleur à 180° a un effet sur la réponse électromagnétique du coupleur à 90°. Ce coupleur a dû être optimisé en présence de ces accès d'alimentation. Les lignes à impédance $Z = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ sont légèrement modifiées, pour devenir $Z' = 1.05 \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$.

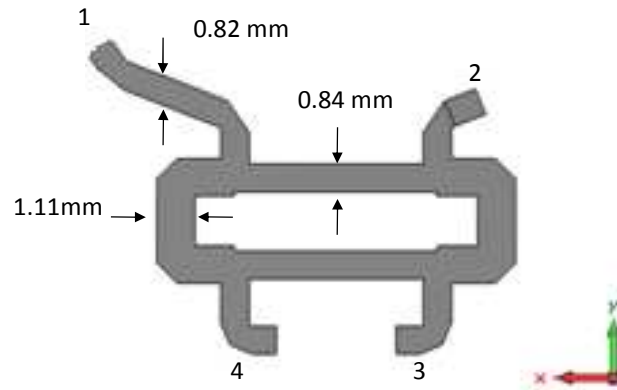


Figure III-66 : Détails d'un coupleur hybride (90°) destiné à être inséré à l'intérieur de l'anneau formant le coupleur à 180° (Figure III-61)

Les simulations de ce coupleur hybride sont illustrées par les Figure III-67, Figure III-68 et Figure III-69. Le coupleur apparaît également bien équilibré avec des faibles pertes (Figure III-67). Sur la Figure III-68 la phase de 90° entre les deux sorties 3 et 4 affiche une dispersion minimum de l'ordre de 0.5° sur la bande allant de 8GHz à 8.4GHz.

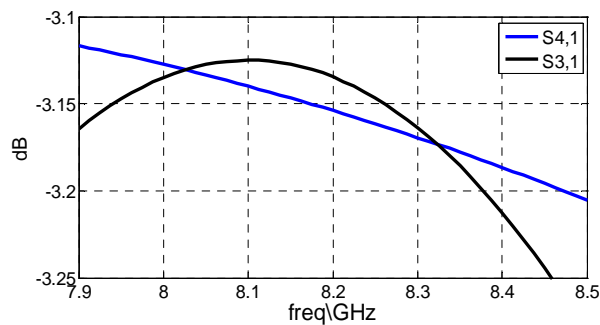


Figure III-67: Les puissances transmises aux sorties 3 et 4 du coupleur hybride à 90° sont équilibrées au milieu de la bande.

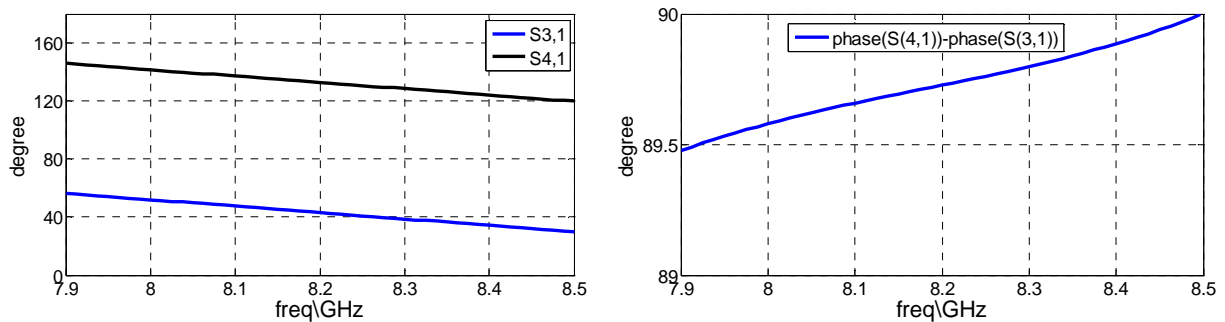


Figure III-68 : Phases réalisées sur les sorties 3 et 4 du coupleur à 90° . L'écart entre les phases (à droite) montre que la dispersion est inférieure à 0.5° sur la bande [8 GHz, 8.4 GHz]

La Figure III-69 montre qu'une isolation supérieure à 20 dB a été obtenue entre les ports 1 et 2 et entre 3 et 4. Le niveau d'adaptation est inférieur à -20 dB sur la bande couvrant 8 à 8.4 GHz.

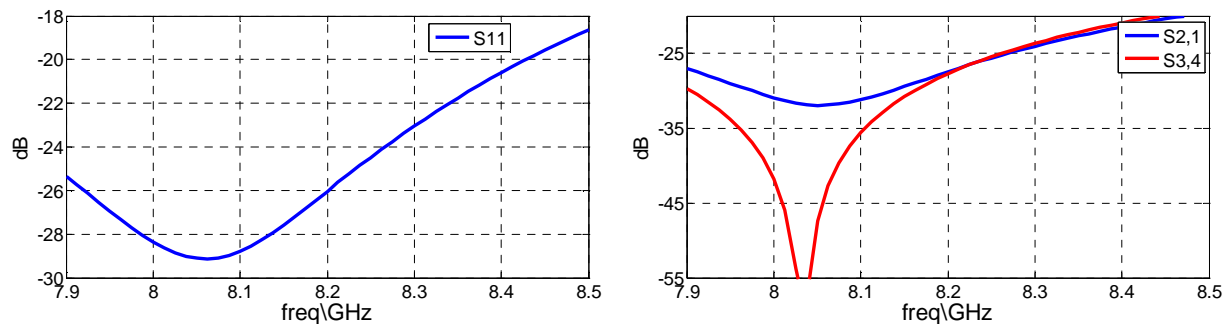


Figure III-69 : Adaptation sur le port d'entrée (à gauche) et isolations entre les sorties 3 et 2 et les ports 4 et 1 (à droite)

Les optimisations des briques élémentaires participant à la conception du circuit d'alimentation de l'antenne à éléments parasites satisfont les niveaux de performances attendus. L'étape suivante fournit la réponse du circuit réalisé par l'association des trois coupleurs.

Association de 3 coupleurs

Les simulations ont été conduites simultanément avec les simulateurs MOMENTUM et CST-MWS (solveur fréquentiel). Les ports 1 des deux coupleurs hybrides à 90° (Figure III-66) doivent donc être connectés aux ports 2 et 3 du coupleur à 180° (Figure III-61). Les ports 3 et 4 des coupleurs à 90° (Figure III-66) seront connectés de façon la plus symétrique possible aux quatre sondes d'alimentation du patch. La quadrature entre les quatre sondes sera obtenue si les deux coupleurs à 90° sont alimentés en parfaite opposition de phase. Les tronçons de lignes nécessaires au raccordement entre les hybrides à 90° et les ports du coupleur à 180° agissent sur la phase de l'excitation des deux coupleurs à 90°. Nous avons optimisé cette phase en appliquant une rotation entre les deux coupleurs à 90° et l'anneau du coupleur à 180° (ANNEXE IV)

Pour confirmer les résultats obtenus par MOUMENTUM, nous avons décidé d'effectuer une étude comparative avec le solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS (ANNEXE V). Cette étape a été nécessaire pour la suite, notamment pour réaliser des terminaisons ohmiques 50Ω et une connectique optimisées.

La Figure III-70 illustre le layout du circuit et le maillage tétraédrique réalisé par CST-MWS. Le port d'entrée est le port 8, les ports 1, 2, 3 et 4 sont les ports 50Ω qui seront connectés aux 4 lignes d'alimentation du patch (Figure III-48 et Figure III-49). Les positions de ces ports (1, 2, 3 et 4) correspondent exactement avec l'implantation des lignes d'excitation du patch. Les ports 5, 6 et 7 sont destinés à recevoir les charges 50Ω qui dissiperont les puissances réfléchies par l'antenne.

Les Figure III-71 et Figure III-72 montrent les puissances injectées sur les 4 lignes d'alimentation du patch et les phases des courants. Le système est bien équilibré autour de la fréquence centrale (8.2GHz) : le déséquilibre entre les puissances qui seront injectées sur les lignes d'alimentation du patch reste inférieur à 0.2dB sur toute la bande [8, 8.4GHz]. La dispersion de phase sur la bande se traduit par la dérive de l'écart « δ » qui est de l'ordre de 2.5° (Figure III-72). Comme prévu, cette architecture s'avère peu dispersive. La Figure III-73 montre une adaptation inférieure à -19 dB sur la bande couvrant 8 à 8.4 GHz. L'isolation entre l'entrée 8 et les ports 5, 6 et 7 est inférieure à -22 dB. L'association des 3 coupleurs a sensiblement dégradé l'adaptation globale.

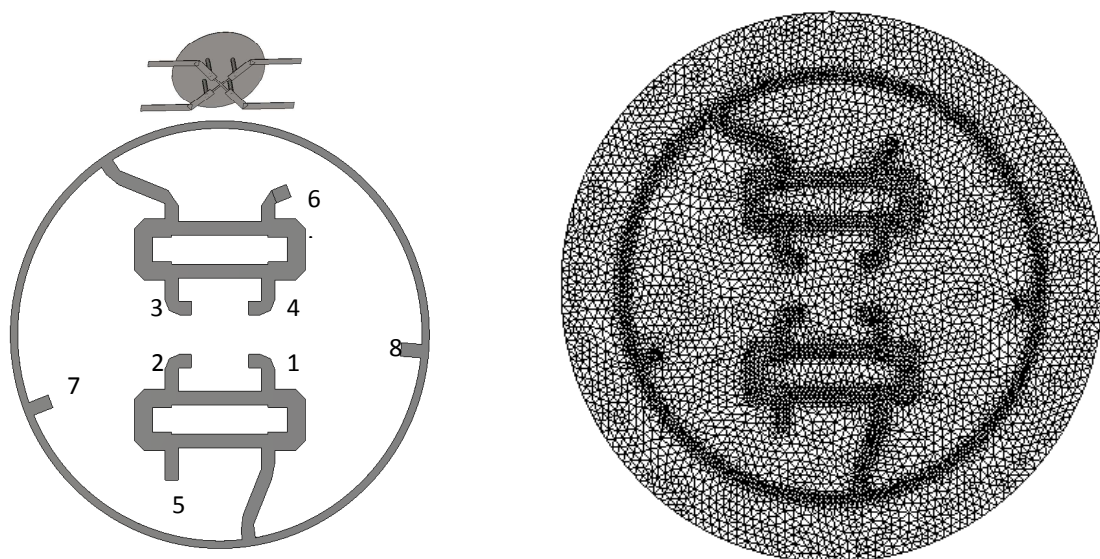


Figure III-70: Association du coupleur à 180° et des deux coupleurs hybrides à 90° - ce circuit a été simulé Sur MOMENTUM

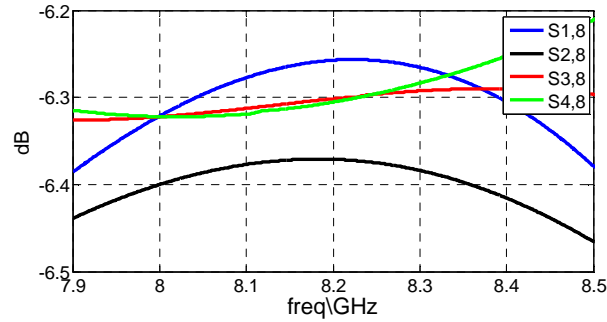


Figure III-71 : Les amplitudes des puissances transmises sur les 4 lignes d'alimentation du patch sont bien équilibrées.

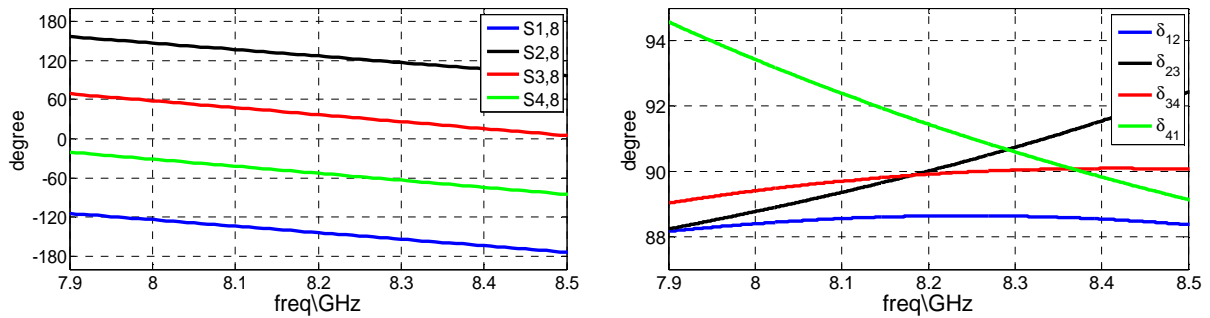


Figure III-72 : Phases calculées à l'entrée de chaque ligne d'alimentation du patch (gauche). Sur les tracés de droite, les écarts de phase $[\delta_{ij} = \angle(S_{i8}) - \angle(S_{j8})]$ montrent que l'erreur maximum reste inférieure à 2.5° sur toute la bande ($|\delta_{ij} - 90^\circ| < 2.5^\circ$).

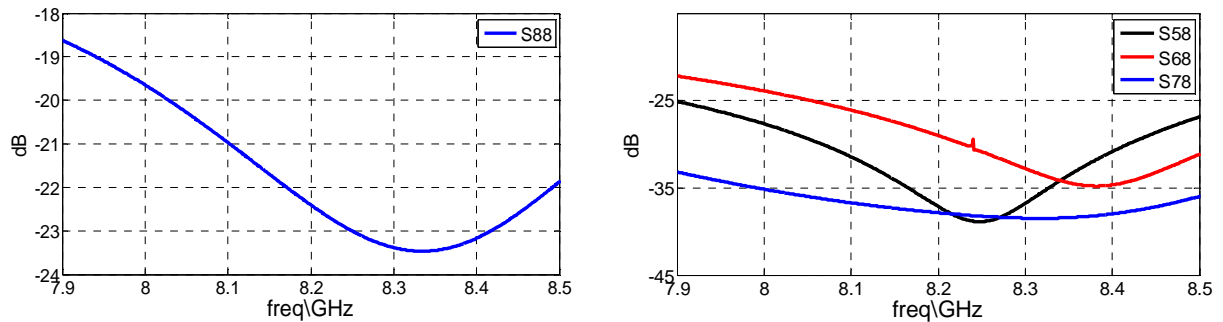


Figure III-73 : Adaptation sur le port d'entrée (à gauche) et isolations entre l'entrée 8 et les ports 5, 6 et 7 qui seront connectés à des charges 50Ω

L'étape suivante consiste au raccordement des simulations du circuit (fréquentielle) et de la face avant de l'antenne à éléments parasites (solveur transitoire). Le raccordement se fait au niveau des ports monomodes des 4 lignes microstrip en sortie des coupleurs hybrides et des 4 lignes d'alimentation du patch.

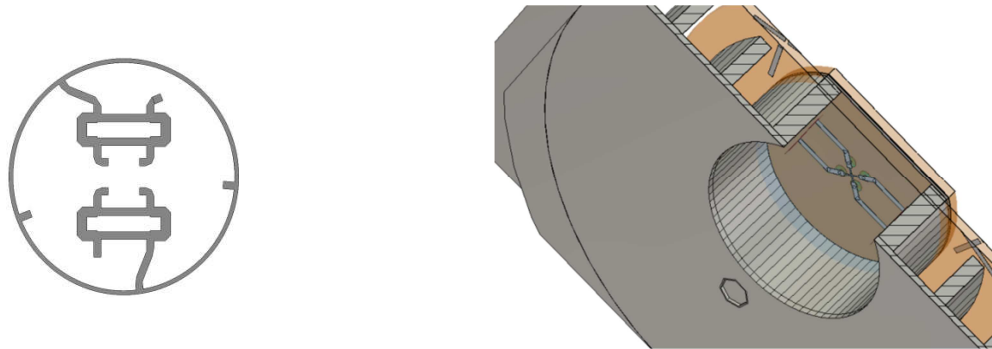


Figure III-74 : La simulation du circuit est connectée à la simulation de l'antenne

II.3 Co-simulation du circuit et de l'antenne

La co-simulation est nécessaire car les 4 ports de l'antenne sont fortement couplés entre eux et le fonctionnement du circuit est interdépendant des impédances ramenées par chacun de ces ports (du patch). Ces impédances sont elles-mêmes fonctions des puissances injectées simultanément dans les 4 ports.

Le raccordement des volumes de calcul est opéré dans le module « Design Studio » de CST-MWS. Ce module réalise le raccordement des matrices S des deux calculs et opère les combinaisons linéaires des diagrammes de rayonnement. Le schéma de chaînage des simulations de l'antenne et du circuit est présenté sur la Figure III-75.

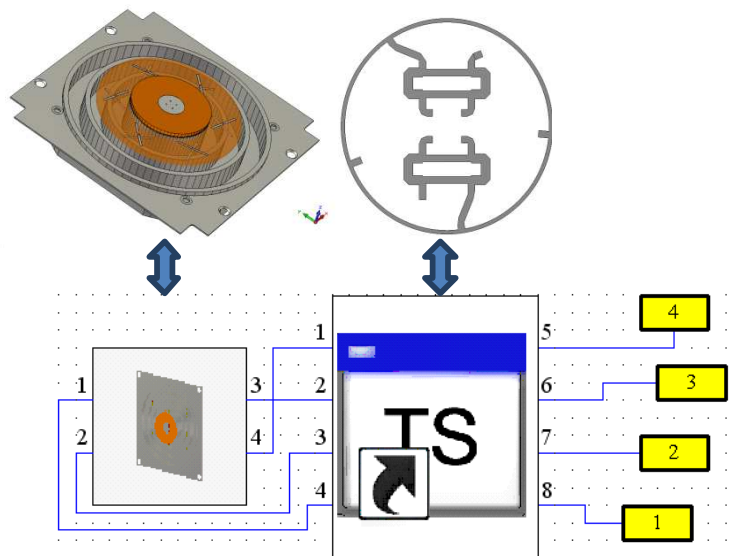


Figure III-75 : Chaînage des volumes de calcul par le module « Design Studio » de CST-MWS.

Les isolations entre le port 1 d'entrée du circuit et les ports 4, 3 et 2 qui seront connectés à des charges 50Ω sont présentées sur la Figure III-76. En comparant ces valeurs

avec l'isolation du circuit seul (Figure III-73), on remarque que les isolations entre les accès du circuit connecté au patch sont dégradées par rapport au circuit seul. Les puissances transmises aux sondes d'excitation du patch sont présentées sur la Figure III-77. Ces puissances sont affectées par la dégradation des isolations qui subissent l'impédance du patch (Figure III-50).

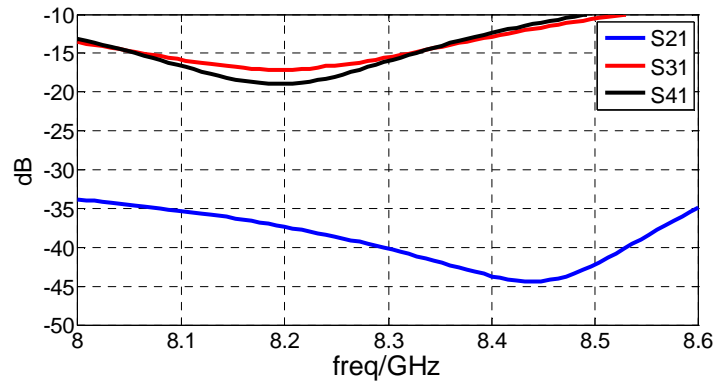


Figure III-76 : Isolations entre l'entrée 1 du circuit chaîne à l'antenne et les ports 4, 3 et 2 qui seront connectés à des charges 50Ω (4,3 et 2 correspondent à 5, 6 et 7 du circuit Figure III-70)

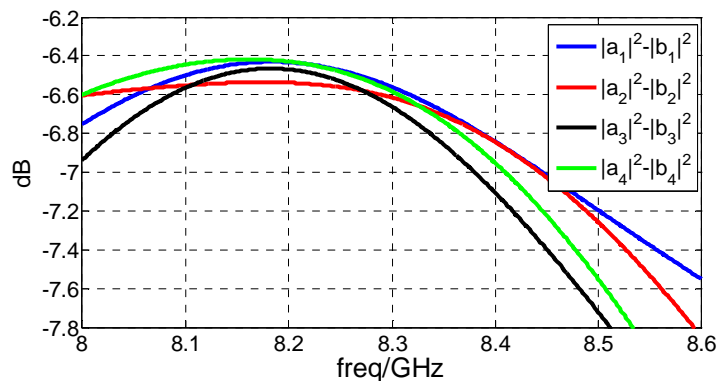


Figure III-77 : Puissances transmises aux 4 sondes d'excitation de l'antenne patch lors de l'assemblage circuit/antenne

L'adaptation de l'assemblage antenne/circuit, illustrée par la Figure III-78, est toujours inférieure à -20 dB qui est comparable à l'adaptation de circuit seul (Figure III-73).

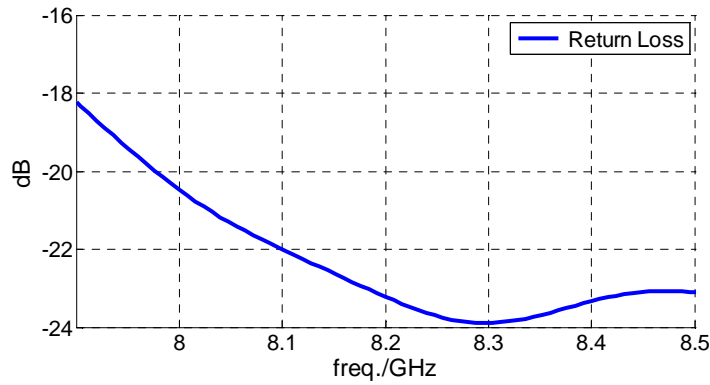


Figure III-78 : Adaptation de l'assemblage antenne/circuit

Les diagrammes de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz sont présentés respectivement sur les Figure III-79 et Figure III-80 pour les plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$. Le gain reste supérieur à 0.4dB pour $\theta>60^\circ$. A $\theta=65^\circ$, le gain atteint -1.0 dB. Le taux d'ellipticité de l'assemblage antenne/circuit dans la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz est présenté pour les quatre plans $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sur la Figure III-81. Ce taux d'ellipticité reste toujours inférieur à 3dB pour des élévations inférieures à 65° .

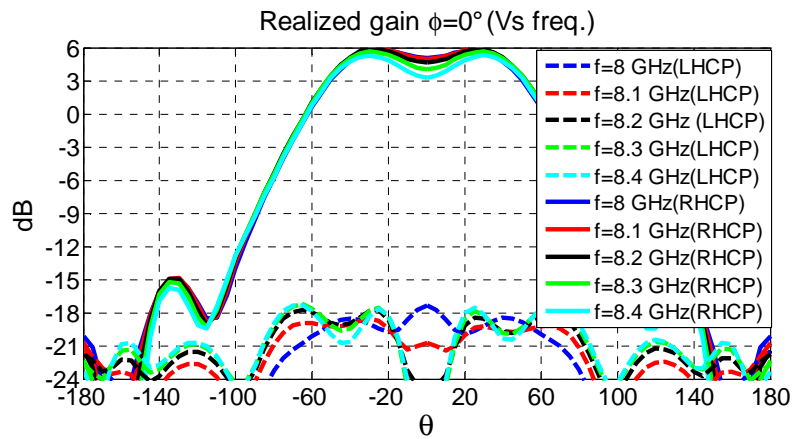


Figure III-79 : Diagramme de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit dans le plan ($\Phi=0^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

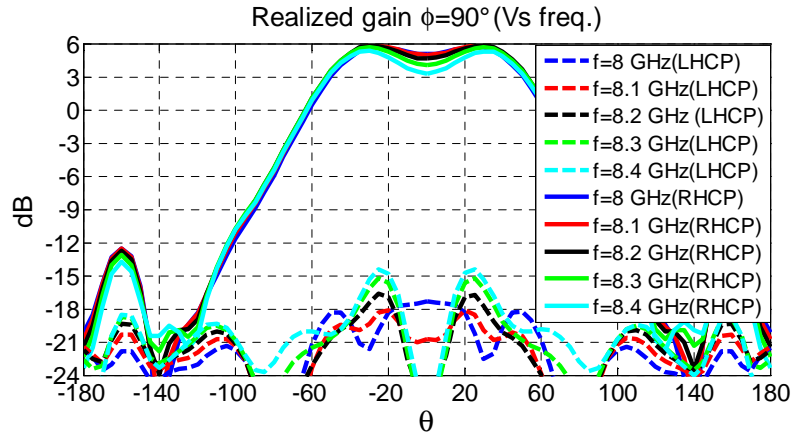


Figure III-80 : Diagramme de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit dans le plan ($\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

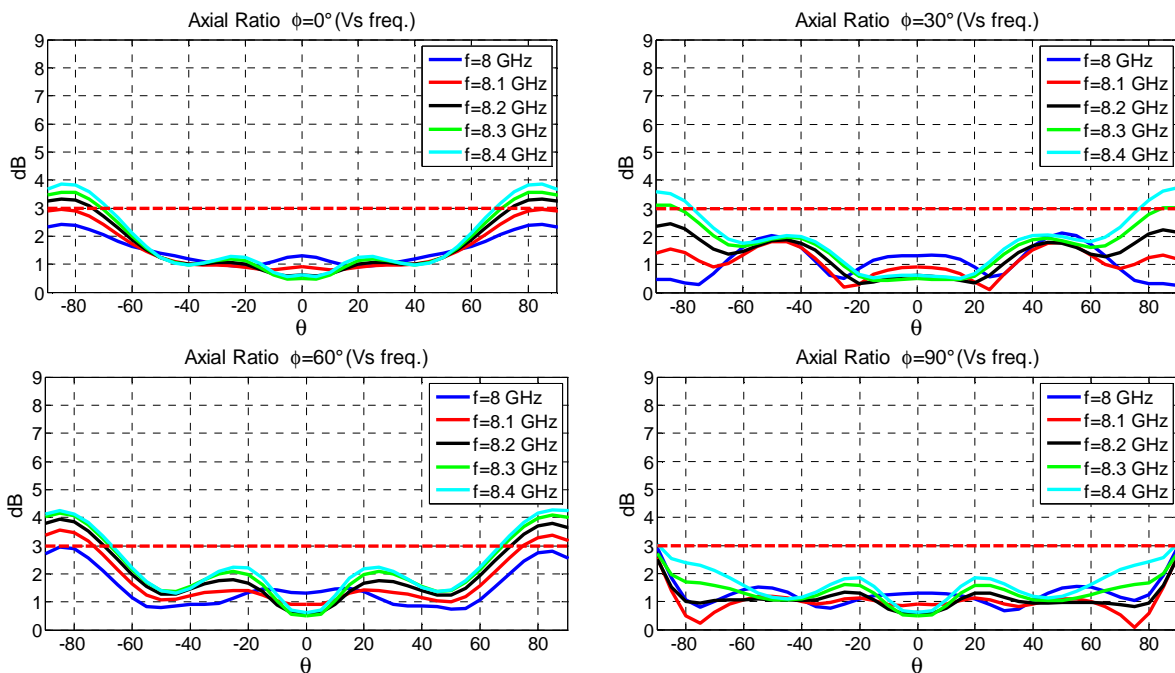


Figure III-81 : Taux d'ellipticité de l'assemblage antenne/circuit dans les quatre plans de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ; \Phi=60^\circ; \Phi=90^\circ\}$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

Les performances en rayonnement résultant de la co-simulation antenne-circuit sont très proches des performances de l'antenne seule (idéalement alimentée) qui étaient annoncées par les résultats des figures Figure III-53 à Figure III-56.

En conclusion le circuit simulé une fois connecté à l'antenne à éléments parasites offre des performances compatibles avec les exigences du cahier des charges.

III Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes appliqués à concevoir une antenne compacte bande X, isoflux et à polarisation circulaire pour une chaîne de communication destinée à être embarquée sur des plateformes Nano-Satellites " Cube-Sat". Ce développement s'inscrit dans le cadre d'une action de Recherche et Technologie commandée par le CNES en 2014. Le cahier des charges est apparu très contraignant car l'espace alloué pour l'empreinte de l'antenne ne permet pas de réaliser la résolution angulaire d'un diagramme isoflux. Il est très vite apparu compliqué d'obtenir des gains d'antenne >0 dB pour les élévations $\theta \geq 60^\circ$. Pour optimiser la transmission, le taux d'ellipticité doit rester le plus faible possible (< 3 dB) sur toute la bande des fréquences de travail et dans toute la couverture angulaire souhaitée - $65^\circ \leq \theta \leq 65^\circ$.

Pour aborder ce type de problème nous avons choisi de nous appuyer sur les développements du Chapitre II. Dans ce Chapitre II nous avons démontré que le recours à des éléments parasites permettait d'alimenter un problème complexe en degré de liberté pour en faciliter sa résolution.

Nous avons donc envisagé la conception de l'antenne pour Nano-Satellite en deux temps. Nous avons tout d'abord travaillé sur la face avant. C'est cette partie de l'étude qui a permis de configurer l'architecture de l'antenne à éléments parasites. Des dipôles parasites couchés au-dessus d'un plan corrugé entourent une antenne patch alimentée par quatre sondes en quadrature. Les dipôles sont optimisés pour modifier le diagramme de rayonnement du patch afin de le rendre compatible avec le cahier des charges. L'antenne a été optimisée pour fonctionner sur des plateformes Cube-Satellite "3U " et "6U". Elle présente une épaisseur totale de 15 mm et son implantation nécessite un dépassement de seulement 7.5 mm en dehors du volume du Nano-Sat. Ce dépassement reste compatible avec les contraintes de spatialisation des plateformes. La seconde étape a consisté à concevoir un circuit d'alimentation pour exciter les quatre sondes du patch en quadrature.

La première étape a porté sur l'adaptation du patch. Pour cela, nous nous sommes reposés sur le couplage naturellement fort entre les quatre sondes d'excitation du patch. L'utilisation de lignes de neutralisation entre les sondes (au dos du patch) a permis de réaliser

une interférence destructive qui optimise l'impédance globale, c'est-à-dire lorsque les quatre sondes sont excitées simultanément en quadrature de phase.

Une fois le patch adapté, nous nous sommes concentré à définir l'architecture du circuit d'alimentation. Pour conserver les performances optimisées de la face avant il est nécessaire de réaliser un très bon équilibre entre les quatre excitations injectées sur le patch. Nous avons donc choisi une architecture de circuit à 3 coupleurs : 2 hybrides à 90° et un hybride à 180° . Comme pour la face avant, les contraintes d'encombrement nous ont amené à imaginer un arrangement de ces trois coupleurs compatible avec l'emplacement disponible au dos du patch. Le coupleur à 180° a été surdimensionné pour pouvoir contenir les deux coupleurs hybrides à 90° .

Le raccordement entre ces trois coupleurs a fait l'objet de simulation rigoureuse pour garantir que les phases injectées dans les sondes du patch constituent une quadrature précise. Toutes nos simulations du circuit ont été doublées par l'utilisation des deux simulateurs électromagnétiques CST-MWS et MOMENTUM. Le raccordement des simulations du circuit et du patch ont permis de vérifier que les performances de l'antenne ne sont pas dégradées et qu'elles restent donc compatibles avec les exigences du cahier des charges.

A ce stade de la conception les lignes d'accès et les sorties de délestage des coupleurs sont raccordées à des ports numériques. Il est nécessaire de compléter la conception du circuit avec des accès et des terminaisons réalistes.

Les choix technologiques pour connecter ces accès feront partie du chapitre suivant dans lequel sera finalisée la conception. L'antenne pourra être prototypée et mesurée.

Chapitre IV. Prototypage et mesure de l'antenne à éléments parasites pour Nano-satellites

Introduction

Le chapitre précédent a fourni le modèle numérique de la conception de l'antenne bande-X isoflux en polarisation circulaire.

Dans ce nouveau **Chapitre IV** nous allons préciser les choix technologiques au niveau des terminaisons résistives et de la connectique qui vont permettre de finaliser la conception du circuit. Cette étape s'accompagnera d'analyses numériques pour évaluer les conséquences de ces choix sur les performances de l'antenne.

Dans un second temps, nous réaliserons une analyse de sensibilité et proposerons la conception et la fabrication de plusieurs prototypes de l'assemblage patch/circuit. Ces différents prototypes seront optimisés pour encadrer les impondérables tolérances sur les permittivités des substrats et sur les gravures des lignes

Finalement l'antenne à éléments parasites sera fabriquée et mesurée dans la chambre anéchoïque d'XLIM sans la plateforme 3U et dans la base de SATIMO avec la plateforme 3U. Les résultats mesurés seront comparés aux performances obtenues par la simulation.

I Finalisation du circuit : optimisations des terminaisons et de la connectique

La finalisation de la conception du circuit nécessite d'introduire les charges et la connectique. Des optimisations ont été menées, elles sont données ci-après. Nous rappelons sur la Figure IV-1 le circuit à excitation séquentielle mis en œuvre dans le Chapitre III. Les charges CMS retenues pour être reportées sur les ports 5, 6 et 7 du circuit (Figure IV-1) sont du fabricant American Technical Ceramics (ATC), elles ont la référence 504L50R0FTNCB[109]. Le boîtier mesure 0.5x0.5x1mm. Les performances des résistances annoncées par le fournisseur sont spécifiées dans le Tableau IV-1.

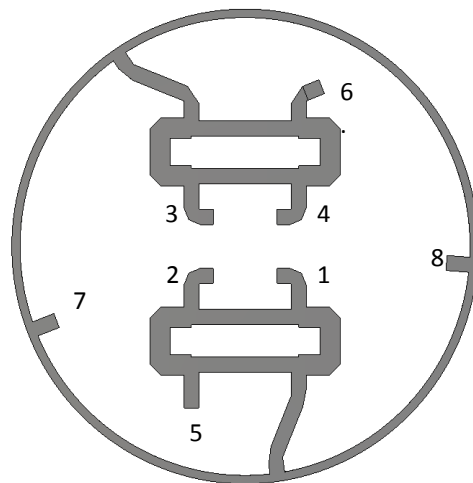


Figure IV-1 : Association du coupleur à 180° et des deux coupleurs hybrides à 90°

Référence de composant	valeur	puissance	Range de température	tolérance
504L50R0FTNCB	50Ω	0.125 watt	-40°C à 125°C	1%

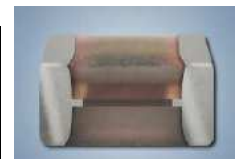


Tableau IV-1 : Spécifications techniques des résistances CMS 50Ω

I.1 Optimisation des terminaisons 50Ω

Pour réaliser les terminaisons 50Ω sur les lignes microruban, il est nécessaire de réaliser des transitions qui permettent de ramener la masse hyperfréquence au même niveau que les lignes microruban. La transition décrite par la Figure IV-2 se compose de cinq vias métallisés de diamètre 0.4mm (ils connectent les masses hyperfréquence du guide microstrip et de la

terminaison coplanaire) et d'un taper dont les paramètres dimensionnels ont été optimisés pour avoir une conversion modale fluide et sans réflexion.

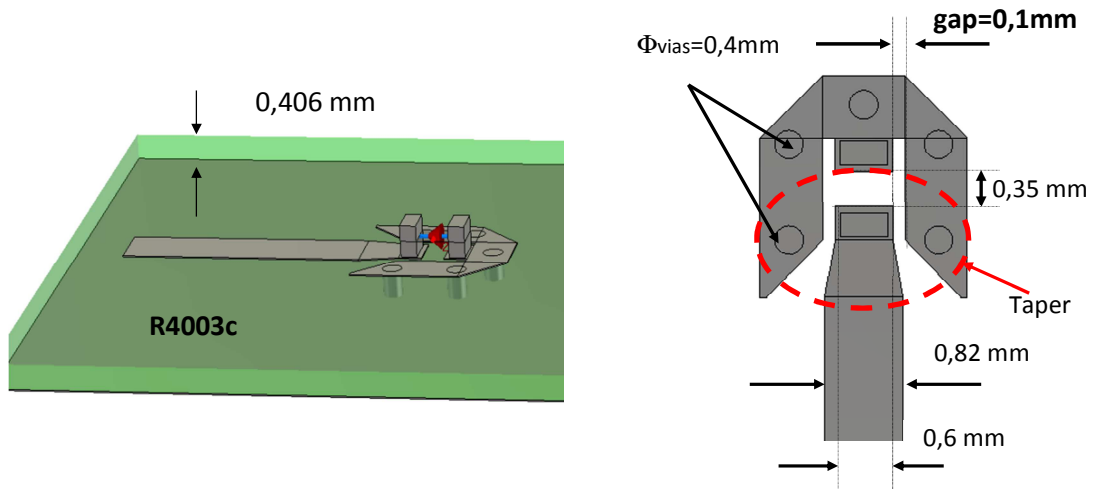


Figure IV-2 : Optimisation d'une terminaison 50Ω utilisant une résistance CMS

Une simulation full-wave permet de quantifier la qualité de la charge réalisée. Pour cela le boîtier CMS volumique est associé à la transition et simulé à l'extrémité d'un tronçon de ligne microstrip (Figure IV-3). Le coefficient de réflexion simulé est paramétré en fonction de la largeur du gap du guide coplanaire. L'adaptation est de l'ordre de -20 dB pour un gap de 0.1 mm (Figure IV-2 et Figure IV-3).

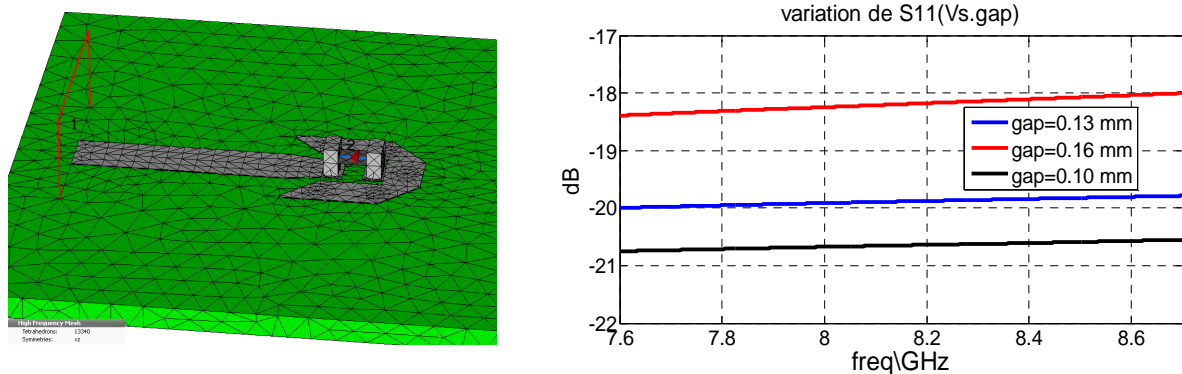


Figure IV-3 : Coefficient de réflexion de la charge simulée par CST-MWS

I.2 Conception d'une connectique

Pour la connectique il a été décidé de souder un micro-guide coaxial au niveau du port n°8. Ce guide est un câble semi-rigide de 1.19mm de diamètre externe. L'âme centrale a pour diamètre 0.25mm. Pour connecter ce guide au port n°8 du circuit (Figure IV-1) un « pavé » permettant le report de la masse hyperfréquence a été intégré au circuit. Cette transition a été

développée par simulation afin d'optimiser le couplage du mode coaxial du guide vers le mode microruban de la ligne d'alimentation de l'anneau (port 8). La géométrie de la transition est définie Figure IV-4.

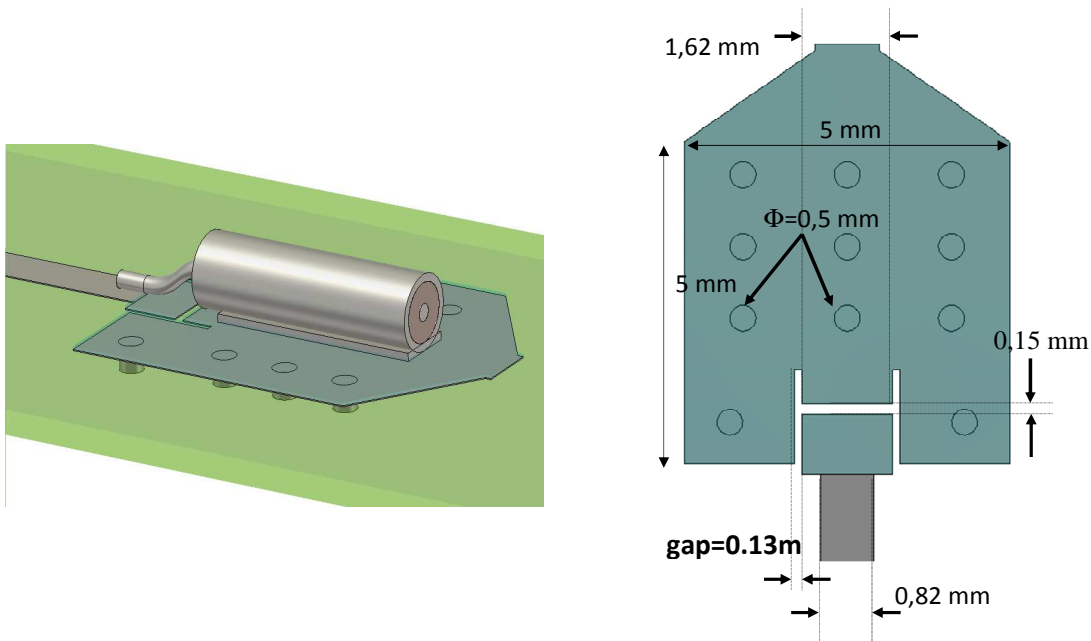


Figure IV-4 : Transition microstrip-coaxiale développée pour connecter le circuit

Cette transition se présente comme un pavé de 5mmx5mm qui permettra de souder le guide coaxial semi-rigide. La cote dimensionnelle qui permet d'optimiser la transmission est le gap entre la ligne et le conducteur de masse du motif coplanaire (Figure IV-4). Les résultats de la simulation numérique indiquent Figure IV-5 l'importance de cette cote sur le coefficient de réflexion de la transition. La cote de 0.13mm a été retenue pour le gap. Cette cote permet théoriquement d'obtenir une réflexion de l'ordre de -18dB à 8.2GHz.

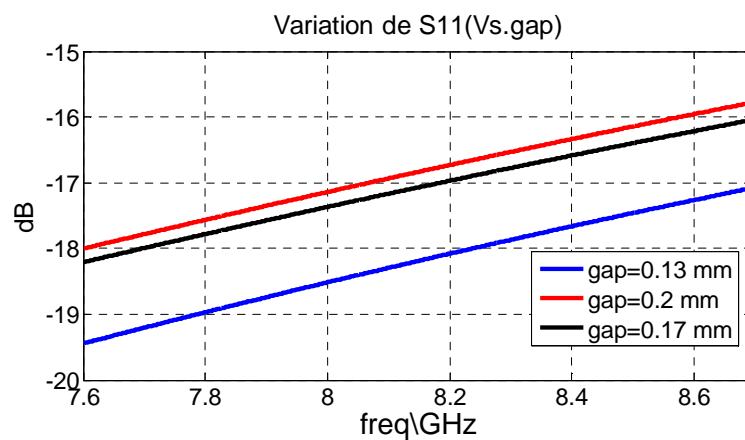


Figure IV-5 : Influence du gap coplanaire sur la qualité de la transition microstrip-coaxiale

Tous les éléments participant à la réponse électromagnétique du circuit ont été optimisés, leurs caractéristiques individuelles sont connues. Dans la partie suivante tous ces éléments sont assemblés dans une même simulation.

I.3 Performance du circuit complet

Les terminaisons 50Ω et le tronçon de câble coaxial sont à présent intégrés au sein d'une même simulation qui représentera la forme la plus aboutie de la modélisation du circuit à fabriquer. Le design du circuit complet et sa modélisation sont illustrés Figure IV-6. Le diamètre total du circuit est 33mm. Une couronne périphérique réalisée par un ruban de 2mm reliée au plan de masse par des vias de diamètre de 0.5mm est imprimée au même niveau que le circuit. Cette couronne sera mise en contact avec le bâti métallique de l'antenne (cylindre et corrugations) ou à défaut assurera une reprise de masse hyperfréquence par couplage capacitif si le contact n'est pas assuré par le collage. Il a été vérifié qu'un gap de colle de $100\mu\text{m}$ entre le bâti et le circuit ne perturbe pas le fonctionnement de l'antenne à éléments parasites.

Dans les simulations, les ports 1, 2, 3 et 4 sont connectés aux quatre lignes microstrip servant d'excitation au patch et les ports 5, 6 et 7 sont destinés à recevoir les charges 50Ω d'isolation des puissances réfléchies. Le port d'excitation sur le guide coaxial est numéroté 8. La simulation qui a été conduite avec le solveur fréquentiel de CST-MWS, donne accès aux puissances transmises vers les lignes d'excitation du patch. Ces puissances sont représentées sur les Figure IV-7 et Figure IV-8. Les écarts entre les amplitudes injectées sur les 4 lignes d'excitation du patch restent inférieurs à 0.2dB sur toute la bande 8-8.4GHz. La dispersion de phase « δ » sur la bande est de l'ordre de 2° ($|\delta-90^\circ| < 2^\circ$). L'adaptation et les isolations avec les ports de découplage sont illustrées par la Figure IV-9. L'adaptation reste ici un point critique, elle apparaît dégradée au regard des Figure III-73 et Figure IV-5. Le choix d'une connectique plus performante pourrait probablement améliorer l'adaptation. Il existe des micro-connecteurs type SSBB, commercialisés par la société Southwest Microwave[110], qui seraient susceptibles de s'intégrer dans le volume disponible. Cependant ce composant n'est disponible qu'aux Etats Unis et sa mise en œuvre nécessiterait des tests préalables. Par souci d'efficacité et pour respecter les délais il a été décidé de continuer avec la connectique définie par la Figure IV-4.



Figure IV-6 : Détails de la modélisation du circuit complet intégrant les charges adaptées et le report de la connectique coaxiale

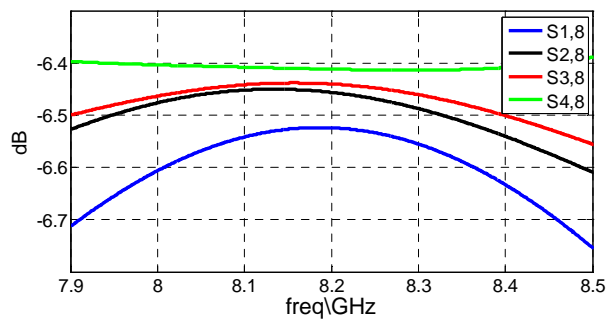


Figure IV-7 : Amplitudes des puissances transmises aux 4 lignes d'alimentation du patch

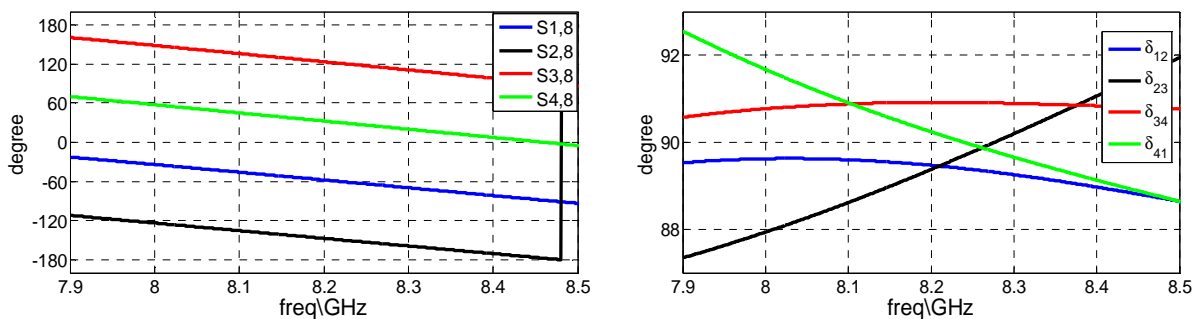


Figure IV-8 : Phases calculées à l'entrée de chaque ligne d'alimentation du patch. A droite les écarts de phase entre les lignes font apparaître une erreur inférieure à 3° sur toute la bande

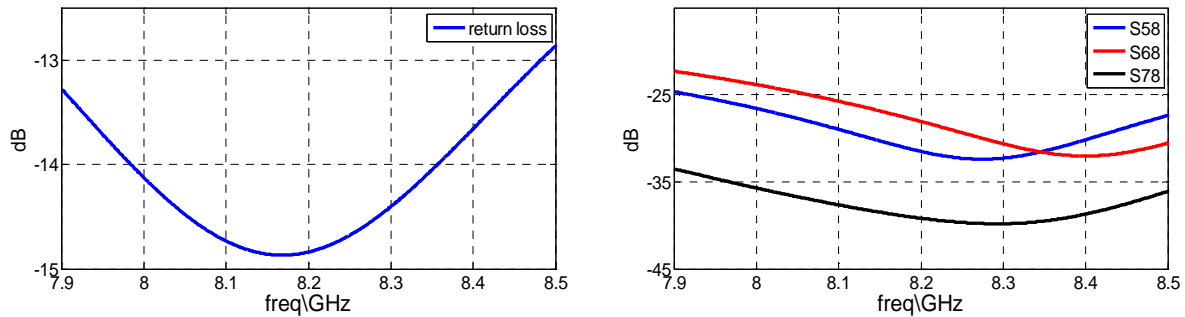


Figure IV-9 : Adaptation sur le port d'entrée n°8 (à gauche) et isolations entre l'entrée 8 et les ports chargés 50Ω , (5, 6 et 7) les numérotations des ports sont repérées Figure IV-1

Cette simulation est la simulation la plus aboutie du circuit d'alimentation. L'étape suivante consiste au raccordement des simulations du circuit (fréquentielle) et de la face avant de l'antenne à éléments parasites (solveur transitoire). Le raccordement se fait au niveau des ports monomodes des 4 lignes microstrip en sortie des coupleurs hybrides et des 4 lignes d'alimentation du patch (Figure IV-10).

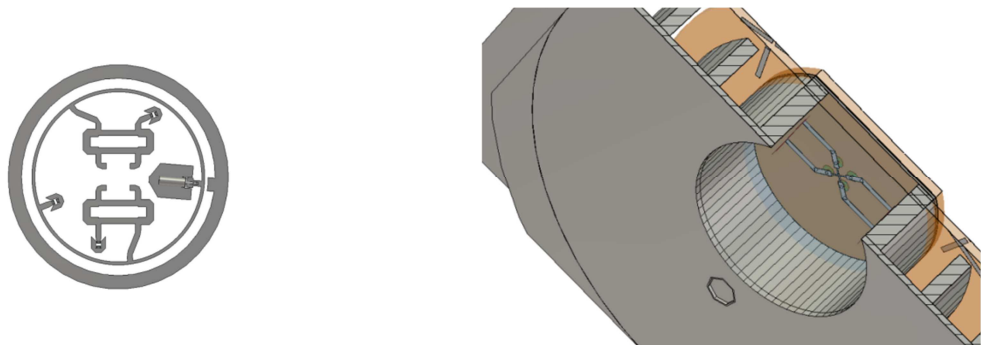


Figure IV-10 : La simulation du circuit final est connectée à la simulation de l'antenne

I.4 Co-simulation du circuit et de l'antenne

La co-simulation de l'antenne avec le circuit complet, c'est-à-dire équipé des terminaisons 50Ω et de la connectique, est présentée ci-après

I.4.1 Schéma de chainage

La co-simulation est nécessaire car les 4 ports de l'antenne sont fortement couplés entre eux et le fonctionnement du circuit est interdépendant des impédances ramenées par chacun de ces ports (du patch). Ces impédances sont elles-mêmes fonctions des puissances injectées simultanément dans les 4 ports.

Le raccordement des volumes de calcul est opéré dans le module « Design Studio » de CST-MWS. Ce module réalise le raccordement des matrices S des deux calculs et opère les

combinaisons linéaires des diagrammes de rayonnement. Le schéma de chaînage des simulations de l'antenne et du circuit est présenté sur la Figure IV-11.

Les isolations entre l'entrée de l'antenne et les ports 4, 3 et 2 qui représentent les résistances (Figure IV-2) CMS 50Ω sont présentées sur la Figure IV-12. On constate que les isolations sont dégradés par le patch (comparaison avec la Figure IV-9). La Figure IV-13 visualise les puissances réellement transmises sur les 4 vias servant de sonde d'excitation au patch. Cette figure est à comparer avec les Figure III-76 et Figure III-77.

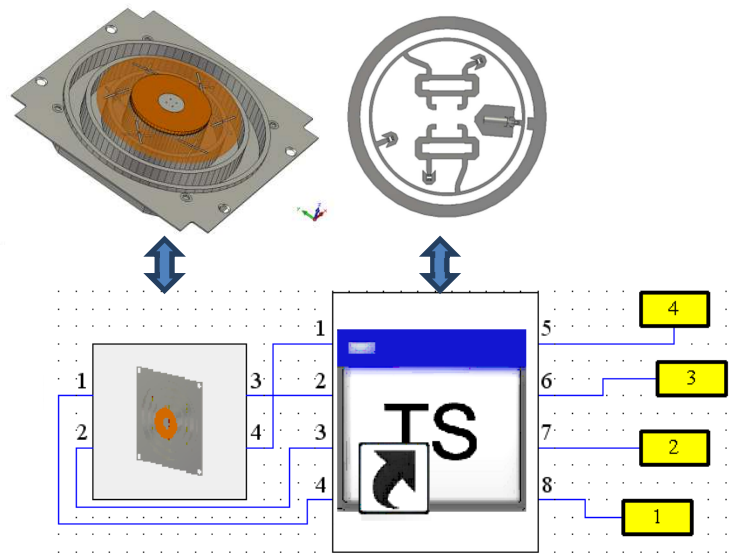


Figure IV-11 : Chaînage des volumes de calcul par le module « Design Studio » de CST-MWS.

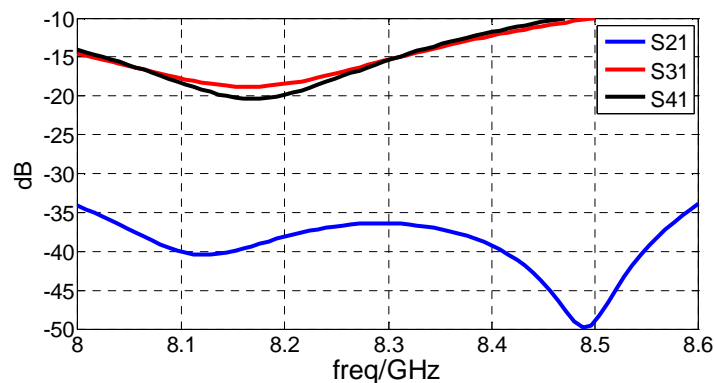


Figure IV-12 : Isolations entre l'entrée 1 du schéma du chaînage (Figure IV-11) et les ports 4, 3 et 2 qui représentent les résistances CMS 50Ω

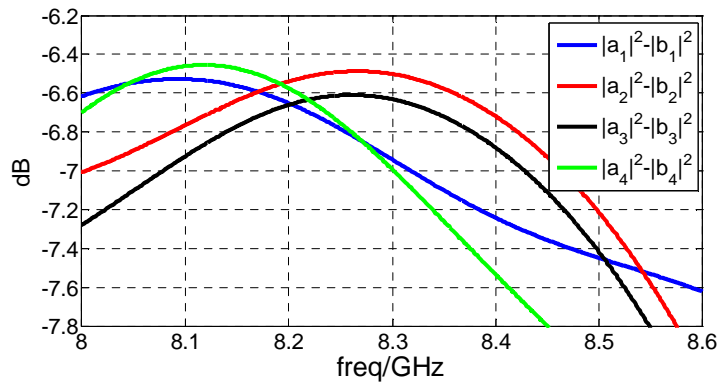


Figure IV-13 : Puissances transmises par le circuit aux 4 sondes d'excitation du patch

Les diagrammes de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz sont présentés respectivement sur les Figure IV-14 et Figure IV-15 pour les plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$. Le gain reste supérieur à 0.4dB pour $\theta > 60^\circ$. A $\theta=65^\circ$, le gain atteint -1 dB. Le taux d'ellipticité de l'assemblage antenne/circuit dans la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz est présenté pour les quatre plans $\Phi=0^\circ$, $\Phi=30^\circ$, $\Phi=60^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sur la Figure IV-16. Ce taux d'ellipticité reste toujours inférieur à 3dB pour des élévations inférieures à 65° .

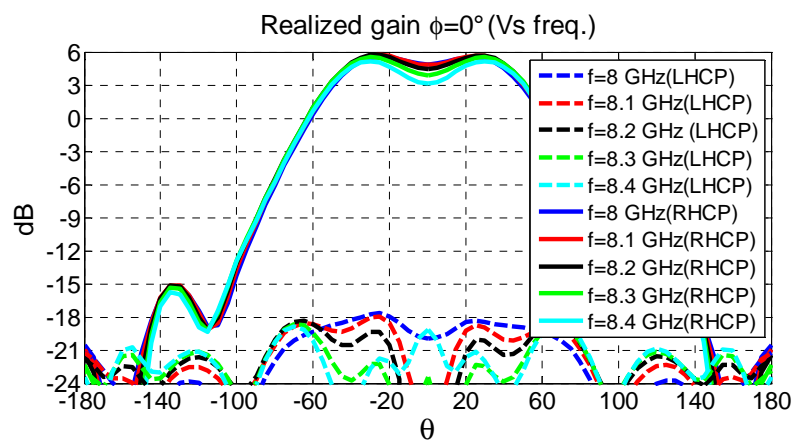


Figure IV-14 : Diagramme de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit dans le plan ($\Phi=0^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

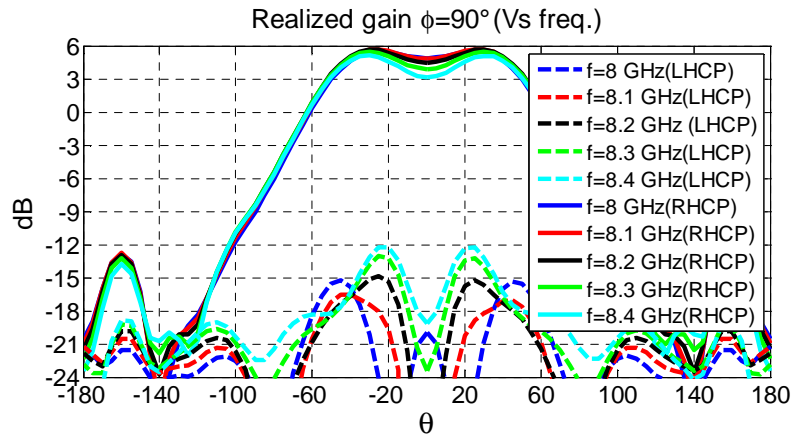


Figure IV-15 : Diagramme de gain réalisé de l'assemblage antenne/circuit dans le plan ($\Phi=90^\circ$) sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

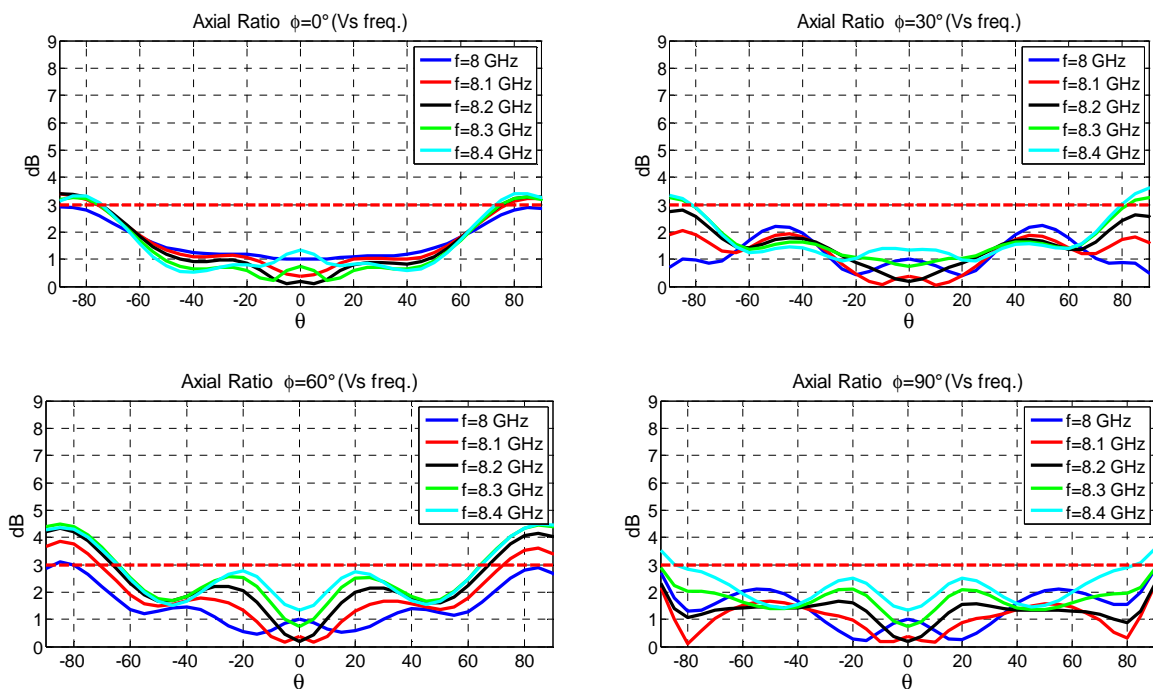


Figure IV-16 : Taux d'ellipticité de l'assemblage antenne/circuit dans les quatre plans de coupe $\{\Phi=0^\circ, \Phi=30^\circ; \Phi=60^\circ; \Phi=90^\circ\}$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz

Les performances en rayonnement résultant de la co-simulation de l'antenne avec le circuit finalisé sont semblables aux performances de co-simulation de l'antenne -circuit présentés dans le Chapitre III (Figure III-79 à Figure III-81). L'adaptation de l'assemblage antenne/circuit, illustrée par la Figure IV-17, est de l'ordre de -14 dB qui est semblable à l'adaptation du circuit seul (Figure IV-9).

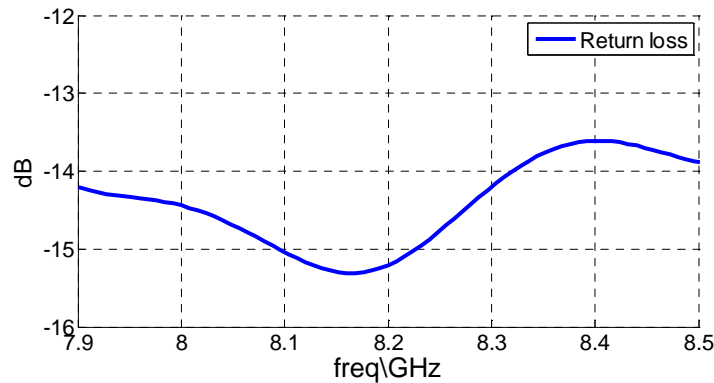


Figure IV-17 : Adaptation de l'assemblage antenne/circuit

En conclusion le circuit simulé une fois connecté à l'antenne à éléments parasites offre des performances compatibles avec les exigences du cahier des charges. Seule l'adaptation reste un point perfectible.

1.4.2 Identification numérique de la répartition des pertes

Cette analyse numérique permet d'identifier la répartition des pertes dans l'antenne. L'analyse des diagrammes de rayonnement donne une vision globale des pertes internes à l'antenne Figure IV-18. Ces pertes sont comprises entre 0.7 dB et 1dB. Cette seule analyse des diagrammes ne permet pas d'identifier la répartition des pertes dans le circuit, c'est à dire la part due aux pertes diélectriques et celle liée aux impédances d'entrée de l'antenne.

Une analyse fine des puissances injectées et réfléchies par l'antenne dans les lignes d'alimentation du patch ainsi qu'un relevé des puissances dissipées dans les charges 50Ω du circuit sont montrés Figure IV-19 : la puissance transmise au circuit (port n°8) est de l'ordre de 0.95w (pour 1 watt incident) à 8.2 GHz, par contre la puissance transmise au patch est inférieur à 0.85 watt et atteint 0.7 watt à 7.8 GHz. La différence entre la somme des puissances transmises au patch et la puissance transmise au circuit traduit les pertes diélectriques dans le circuit et les puissances dissipées dans les charges 50Ω . Il faut constater que les pertes dans le circuit sont fortement pondérées par les puissances dissipées dans les charges 50Ω (courbes magenta et bleue de la Figure IV-19).

La Figure IV-20 établit le bilan des puissances dissipées (en mW) dans les charges d'isolation connectées aux 3 coupleurs (le coupleur 180° et les deux coupleurs hybrides à 90°) lorsque 2 Watts sont injectés à l'entrée du circuit. Pour cette analyse il a été choisi d'injecter 2 watt car c'est la puissance maximale qui pourra être délivrée par la plateforme. Ces puissances

dissipées sont inférieures à 120mW sur toute la bande, on rappelle que la puissance maximale acceptée par ces charges CMS est de l'ordre de 125 mW.

Les puissances dissipées dans les charges sont directement impactées par l'adaptation de l'impédance active vue depuis chacun des 4 ports d'alimentation du patch. On rappelle Figure IV-21, l'adaptation du patch vue depuis chacune des lignes d'alimentation (*idem* Figure III-50).

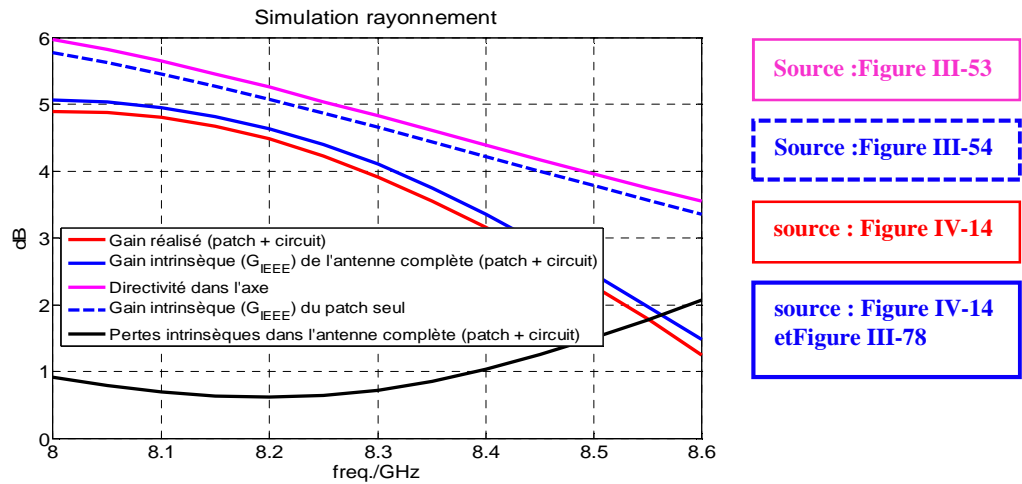


Figure IV-18 : Evolution fréquentielle du gain dans l'axe, de la directivité et des pertes intrinsèques

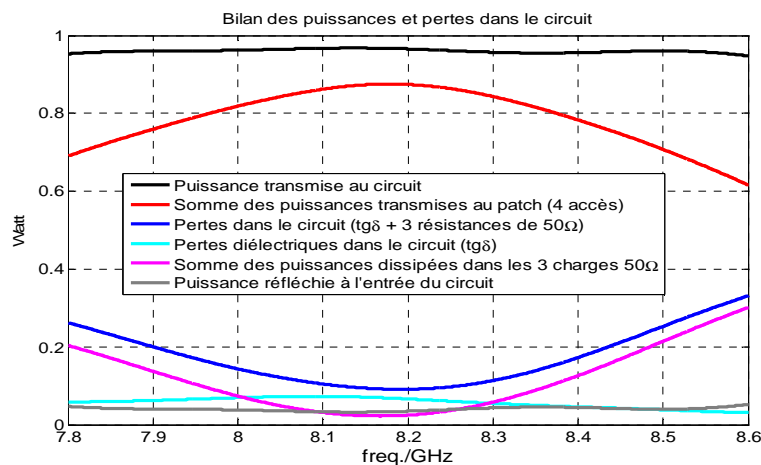


Figure IV-19 : Bilan de puissances et des pertes dans l'antenne (circuit+patch+éléments parasites) pour 1 Watt incident sur le port coaxial (n°8) d'excitation du circuit (simulation).

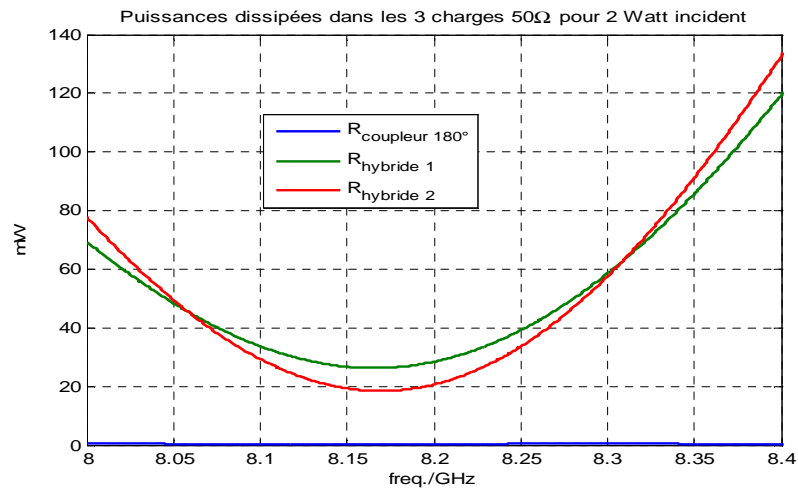


Figure IV-20 : Puissances dissipées (en mW) dans les charges d'isolation connectées aux 3 coupleurs (le coupleur 180° et les deux coupleurs hybrides à 90°) lorsque la puissance maximum disponible **2 Watts** est injectée à l'entrée du circuit (simulation)

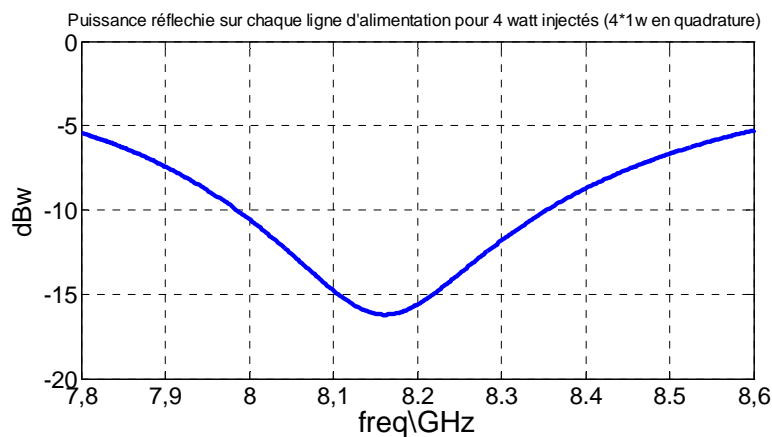


Figure IV-21 : Rappel de l'adaptation du patch sur son impédance active si les pondérations appliquées aux 4 ports sont parfaitement équilibrées (idem Figure III-50). Cette représentation s'apparente au coefficient de réflexion actif du patch excité en quadrature

Cette analyse permet de conclure que le paramètre le plus critique reste l'adaptation du patch. Cette adaptation dépend notamment de l'impédance active, c'est-à-dire de l'équilibre entre les puissances injectées simultanément sur ses 4 ports (et donc des performances du circuit). Dans le cadre de cette simulation l'adaptation du patch est responsable de 75% des pertes intrinsèques en bord de bande (tracés magenta et bleu de la Figure IV-19).

La phase de conception est maintenant aboutie. Le circuit d'alimentation et le patch ont été optimisés sur un assemblage de substrats Rogers RO4003c ($\epsilon_r=3.5$, $\text{tg}\delta=0.0027$). Une attention particulière a été portée à la conception d'un circuit d'excitation avec une dispersion

faible entre les signaux injectés sur les voies d'alimentation du patch. Cette exigence doit permettre de garantir le taux d'ellipticité de l'antenne à éléments parasites ainsi que l'équilibre des impédances actives vues depuis les ports d'excitation du patch. La co-simulation de l'antenne avec le circuit d'alimentation a permis de dimensionner des performances en rayonnement en accord avec les exigences du cahier des charges. Le choix de la connectique reste ici encore un point critique car l'adaptation calculée à l'entrée du circuit atteint -13dB en bord de bande. Le Tableau IV-2 résume les performances calculées par le simulateur.

Paramètres	Spécifications	AEP (Simulation)
Fréquences	8 – 8.4 GHz (5%)	8 – 8.4 GHz (5%)
Adaptation	< -20 dB	< -13.5 dB
Polarisation	RHCP (avec possibilité de passer en LHCP aisément)	RHCP (pas de possibilité de passer en LHCP)
Gain (sur toute la bande de fréquence)	> 0 dB dans un cône de ± 65 deg. (exigé) +3dB à ± 60 deg. par rapport au gain dans l'axe (objectif)	$\subset [-2 \text{ dB} ; -1 \text{ dB}]$ dans un cône de ± 65 deg.
Taux d'ellipticité (sur toute la bande de fréquence)	< 3 dB dans un cône de ± 65 deg	< 3 dB dans un cône de ± 65 deg
Encombrement et intégration	Parallélépipède de 9cm x 9cm x 2 cm Dépassement maximum de l'antenne : 9mm	Cylindre de 83 mm x 15 mm Dépassement maximum de l'antenne : 7.5mm
Connecteurs	SMA femelle(s)	SMA femelle(s)

Tableau IV-2 : Bilan des performances simulées pour l'antenne à éléments parasites

Dans la partie suivante nous présentons le prototypage et la mesure de l'antenne à éléments parasites en intégrant toutes les contraintes technologiques.

II Prototypage et finalisation de l'antenne

La conception de l'antenne exposée précédemment intègre toutes les solutions technologiques qui sont mises en œuvre dans la phase de prototypage. Il reste néanmoins encore une incertitude concernant la permittivité du substrat RO4003. Cette dernière qui est fournie par le fabricant avec sa procédure de caractérisation est garantie avec une tolérance de 5%. Cette valeur nominale vaut $\{\epsilon_r=3.5 ; \text{tg}\delta=0.0027\}$ à 10GHz. Par expérience la valeur effective de la permittivité peut également dépendre de l'épaisseur des substrats et de la fonction pour laquelle il est utilisé. Afin de circonscrire cet ensemble d'incertitudes il a été choisi de décliner les conceptions du patch, du circuit d'alimentation et des éléments parasites, pour 3 valeurs de permittivité $\{\epsilon_r=3.3, \epsilon_r=3.5, \epsilon_r=3.7\}$.

II.1 Prototypage

La phase de prototypage s'appuie sur une analyse de sensibilité des réponses des différents éléments constituant l'antenne à l'égard d'une variation des permittivités introduites dans les simulateurs.

II.1.1 Sensibilité des propriétés du patch à la permittivité du substrat

Le patch dimensionné dans le paragraphe **II.2.1** du **Chapitre III** est tout d'abord simulé en remplaçant la permittivité initiale de son substrat ($\epsilon=1524\mu\text{m}$) par les deux valeurs de permittivité qui encadrent la plage de tolérance du fournisseur $\{\epsilon_r=3.3$ et $\epsilon_r=3.7\}$. L'excitation séquentielle et simultanée fournit les impédances ramenées sur chacun des 4 ports pour ces deux valeurs de permittivité. Ces impédances sont comparées avec l'impédance de la configuration nominale ($\epsilon_r=3.5$) pour laquelle le patch a été optimisé. Cette comparaison est traduite par l'illustration des coefficients de réflexion associés sur la Figure IV-22.

Le patch n'offre pas suffisamment de bande passante pour absorber l'incertitude sur la permittivité du substrat. Il est nécessaire de décliner des designs complémentaires. Deux optimisations portant sur le diamètre du toit et la position des vias d'excitation sont proposées pour accorder les coefficients de réflexion des deux cas extrêmes $\{\epsilon_r=3.3$ et $\epsilon_r=3.7\}$ avec la bande de fonctionnement de l'antenne. Les résultats de l'optimisation sont illustrés par la Figure IV-23. Le paramètre r_{ant} désigne le rayon du toit du patch et $\text{pos}_{\text{sonde}}$, la position des vias par rapport au

centre du toit. Le Tableau IV-3 résume les paramètres dimensionnels associés à chacun des 3 patchs.

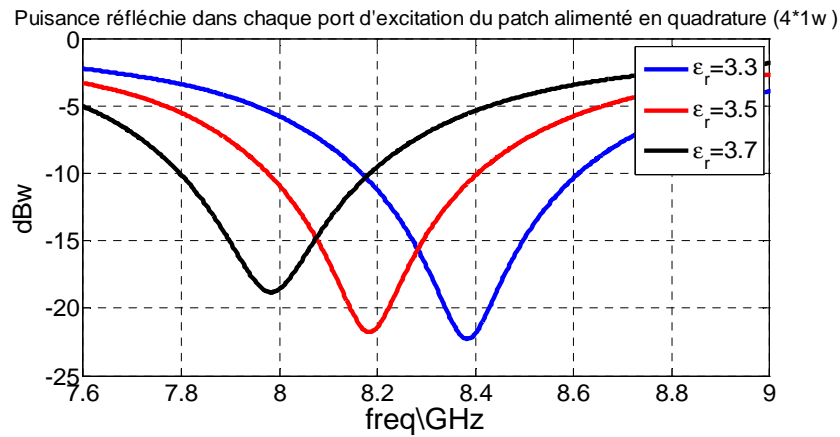


Figure IV-22 : Influence d'une variation de permittivité de $\pm 5\%$ sur l'adaptation du patch

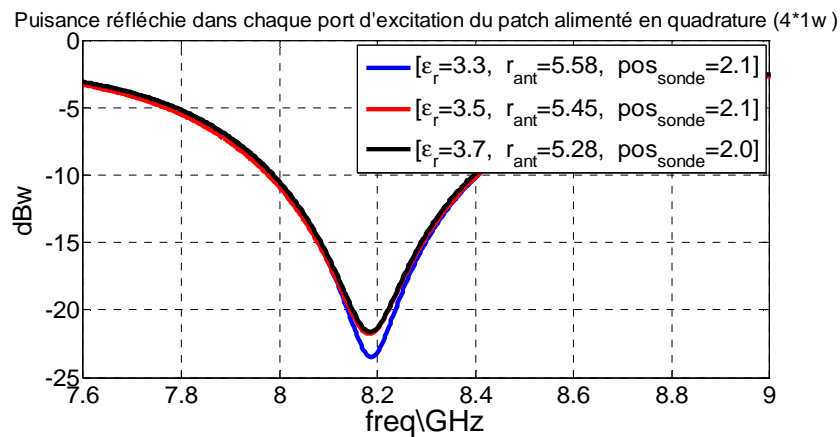


Figure IV-23 : Optimisation des dimensions du patch en fonction de la permittivité du substrat

	$\epsilon_r = 3.3$	$\epsilon_r = 3.5$	$\epsilon_r = 3.7$
r_{ant}	5.58 mm	5.45 mm	5.28 mm
pos_{sonde}	2.1 mm	2.1 mm	2 mm

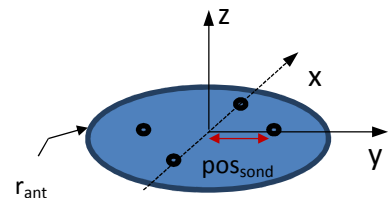


Tableau IV-3 : modification des dimensions du patch pour les trois valeurs de permittivité $\{\epsilon_r=3.3, \epsilon_r=3.5, \epsilon_r=3.7\}$

Cette étude met en évidence le fort impact de la permittivité sur l'impédance du patch. 3 jeux de dimensions devront être fabriqués (Figure IV-24).

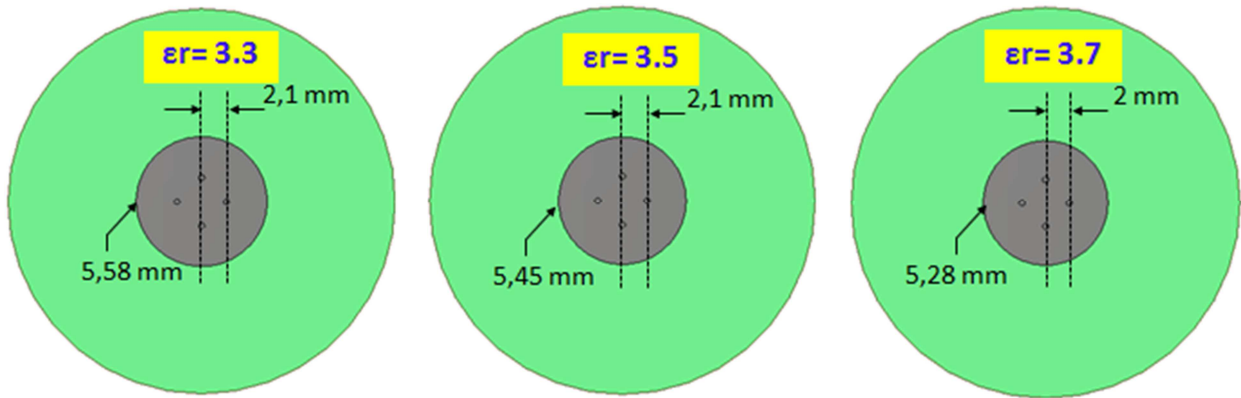


Figure IV-24 : trois jeux du patch à fabriqués

II.1.2 Sensibilité des performances du circuit à la permittivité du substrat

Nous appliquons le même protocole d'analyse que pour le patch. Le circuit initialement optimisé pour un substrat d'épaisseur $406\mu\text{m}$ de permittivité $\epsilon_r=3.5$ (Figure IV-6) est simulé avec les permittivités $\epsilon_r=3.3$ et $\epsilon_r=3.7$. Les puissances disponibles (amplitude et phase) sur les 4 sorties du circuit destinées à être connectées au patch sont alors illustrées Figure IV-25 pour le substrat $\epsilon_r=3.3$ et par la Figure IV-26 pour le substrat $\epsilon_r=3.7$.

L'observation de la Figure IV-25, qui correspond à la simulation du circuit avec $\epsilon_r=3.3$, met en évidence un glissement des performances optimales de 8.2GHz vers 8.4GHz. Le déséquilibre des puissances injectées sur les 4 voies atteint alors 0.6dB à 8GHz (contre 0.2dB pour $\epsilon_r=3.5$). L'erreur de phase dépasse 4° pour cette même fréquence (contre 2° pour $\epsilon_r=3.5$). Pour le cas $\epsilon_r=3.7$ (Figure IV-26), l'optimum des performances se trouve déplacé autour de 8GHz. Le déséquilibre entre les puissances sur les 4 ports de sortie atteint alors 0.7dB à 8.4GHz. L'erreur de phase reste contenue à 3° .

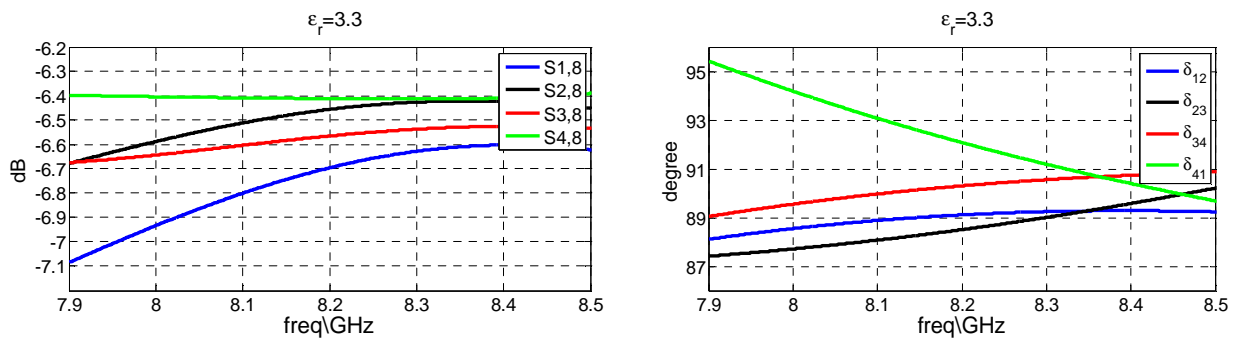


Figure IV-25: Puissances disponibles (amplitude et phase) sur les 4 ports de sortie du circuit lorsque la permittivité s'écarte de -5% de la valeur nominale ($\epsilon_r=3.3$)

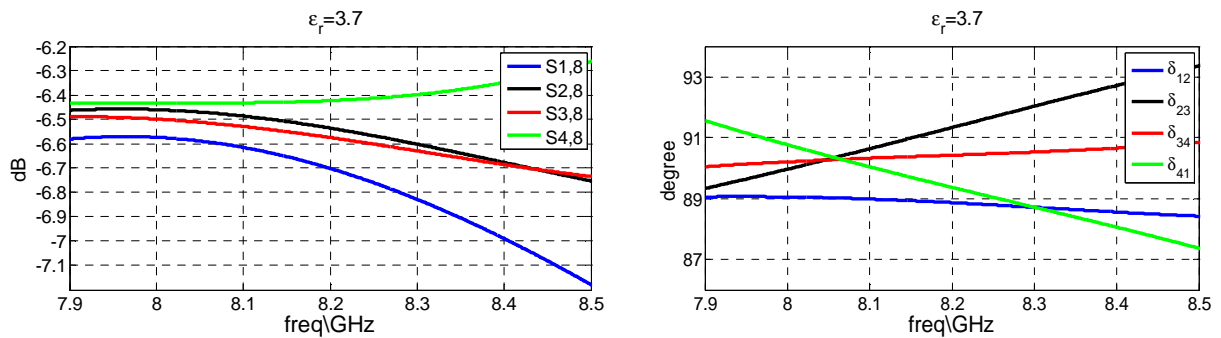


Figure IV-26 : Puissances disponibles (amplitude et phase) sur les 4 ports de sortie du circuit lorsque la permittivité s'écarte de +5% de la valeur nominale ($\epsilon_r=3.7$)

Nous arrivons donc au même constat que pour l'analyse de sensibilité du patch : il apparait indispensable de prévoir des alternatives de design qui permettront d'encadrer les risques de dispersion de la permittivité du substrat du circuit. Sur la Figure IV-27 sont proposés deux dimensionnements complémentaires pour le circuit de distribution, l'un a été optimisé pour un substrat de permittivité $\epsilon_r=3.3$ et l'autre pour une permittivité $\epsilon_r=3.7$.

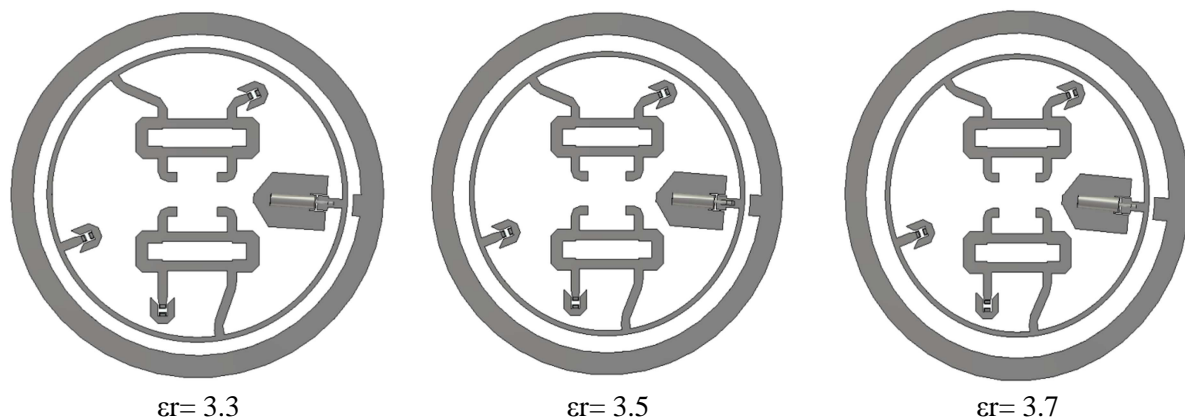


Figure IV-27 : Deux dimensionnements complémentaires sont optimisés pour les permittivités $\{\epsilon_r=3.3 ; \epsilon_r=3.7\}$

Les simulations de ces nouveaux dimensionnements sont fournies Figure IV-28 pour $\epsilon_r=3.3$ et Figure IV-29 pour $\epsilon_r=3.7$. Dans les deux cas les nouvelles optimisations ont permis de réduire les déséquilibres des puissances en dessous de 0.3dB et les erreurs de phase à 2° .

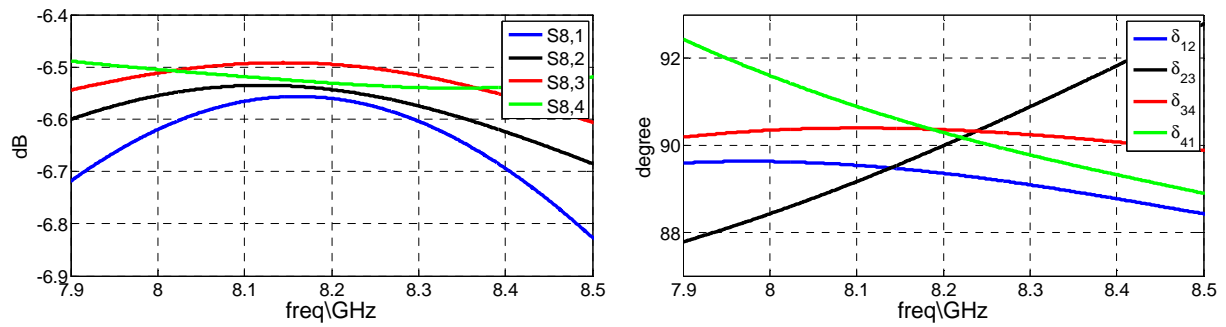


Figure IV-28 : Puissances disponibles sur les ports de sortie du circuit optimisé sur un substrat $\epsilon_r=3.3$

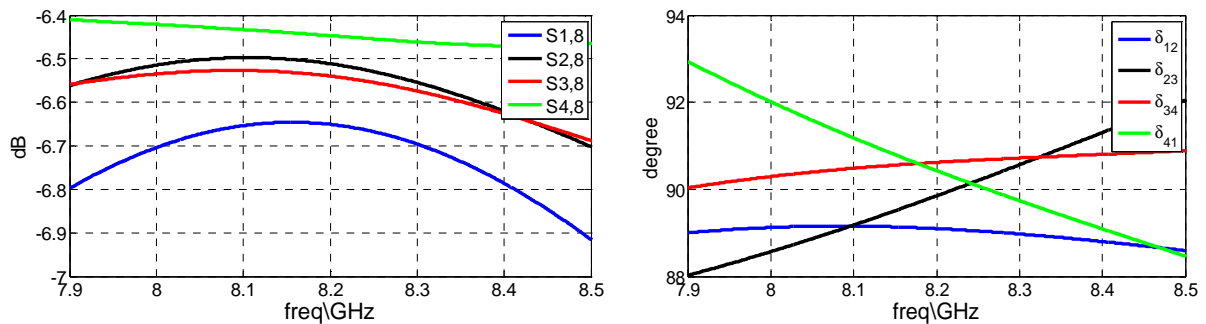


Figure IV-29 : Puissances disponibles sur les ports de sortie du circuit optimisé sur un substrat $\epsilon_r=3.7$

Pour ajuster ces performances les largeurs des pistes entre les 3 conceptions ont été modifiées ainsi que le diamètre du coupleur à 180°. Le Tableau IV-4 résume les principales évolutions entre les 3 circuits.

paramètres	Circuit sur $\epsilon_r= 3.3$	circuit sur $\epsilon_r= 3.5$	circuit sur $\epsilon_r= 3.7$
Diamètre du coupleur à 180°	26.1 mm	25.7mm	25.2 mm
ligne 50 Ω des coupleurs à 90°	6.32 mm	5.9 mm	5.45 mm

Tableau IV-4 : variantes des cotes entre les 3 circuits optimisés

II.1.3 Définition de l'ensemble des véhicules de test qui sont prototypés

L'antenne résultant de l'assemblage de deux substrats issus de deux lots différents, car d'épaisseurs différentes (406 μ m et 1024 μ m), nous avons été amenés à envisager la fabrication de 9 prototypes différents faisant intervenir les 3 dimensionnements de patches combinés aux 3 optimisations de circuits.

A cela ont été ajoutées des variantes dimensionnelles pour englober les tolérances de gravures. Pour avoir des disparités connues entre les différents échantillons il est nécessaire que tous les circuits soient fabriqués au sein d'un unique procédé. Les circuits ont été gravés par la société CIBEL. L'épaisseur de cuivre choisie pour les substrats est $17\mu\text{m}$. Les tolérances de gravures sont garanties à $20\mu\text{m}$ [111]. Nous avons envisagé de faire graver 3 variantes dimensionnelles pour chaque circuit : les masques ont été réalisés pour des cotes élargies/réduites de $\pm 20\mu\text{m}$, ce qui devrait garantir de disposer d'au moins un circuit proche des spécifications visées. Au total il y a eu 27 véhicules de tests prototypés qui sont décrits dans le Tableau IV-5. La lettre « C » suivie de 33, 35 ou 37 désigne des cotes de circuit correspondant respectivement aux optimisations sur $\epsilon_r=3.3, 3.5$ et 3.7 . De même, la lettre « a » suivie de 33, 35 ou 37 désigne des cotes de l'antenne patch correspondant respectivement aux optimisations sur $\epsilon_r=3.3, 3.5$ et 3.7 .

Les variantes dimensionnelles destinées à compenser les tolérances de gravure sont précisées entre parenthèse. Ces dénominations sont directement imprimées sur les prototypes correspondants pour les identifier.

Antenne/circuit	Antenne $\epsilon_r= 3.3$	Antenne $\epsilon_r= 3.5$	Antenne $\epsilon_r= 3.7$
Circuit $\epsilon_r= 3.3$	C33a33 (nominal)	C33a35 (nominal)	C33a37 (nominal)
	C33a33 (+20 μm)	C33a35 (+20 μm)	C33a37 (+20 μm)
	C33a33 (-20 μm)	C33a35 (-20 μm)	C33a37 (-20 μm)
Circuit $\epsilon_r= 3.5$	C35a33 (nominal)	C35a35 (nominal)	C35a37 (nominal)
	C35a33 (+20 μm)	C35a35 (+20 μm)	C35a37 (+20 μm)
	C35a33 (-20 μm)	C35a35 (-20 μm)	C35a37 (-20 μm)
Circuit $\epsilon_r= 3.7$	C37a33 (nominal)	C37a35 (nominal)	C37a37 (nominal)
	C37a33 (+20 μm)	C37a35 (+20 μm)	C37a37 (+20 μm)
	C37a33 (-20 μm)	C37a35 (-20 μm)	C37a37 (-20 μm)

Tableau IV-5 : Identification des 27 véhicules de test prototypés

Chaque circuit n'occupant qu'un disque de 33mm de diamètre, l'ensemble des 27 circuits a pu être imprimé dans un demi-format A4 comme la montre l'implantation sur la Figure IV-30. 3 jeux de dipôles parasites ajustés aux 3 permittivités sur $\epsilon_r=3.3, 3.5$ et 3.7 ont également été commandés. L'implantation est illustrée Figure IV-32.

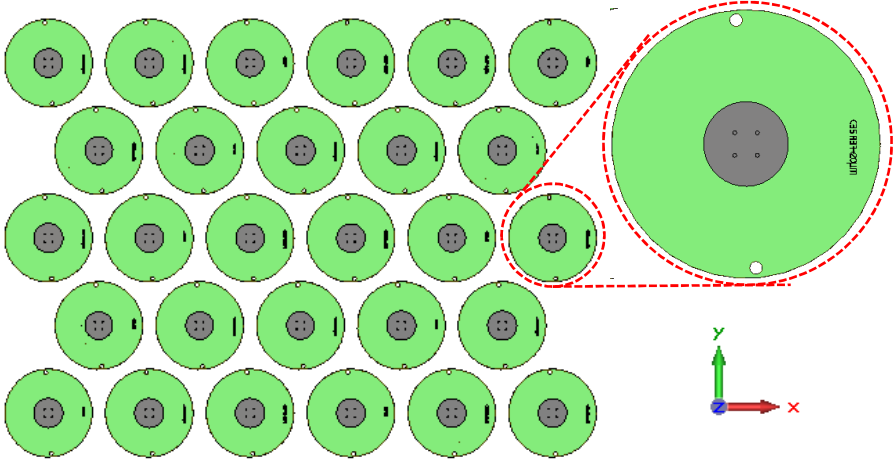


Figure IV-30 : L'implantation des 27 circuits sur les masques occupe 1/2 format A4 (dessus)

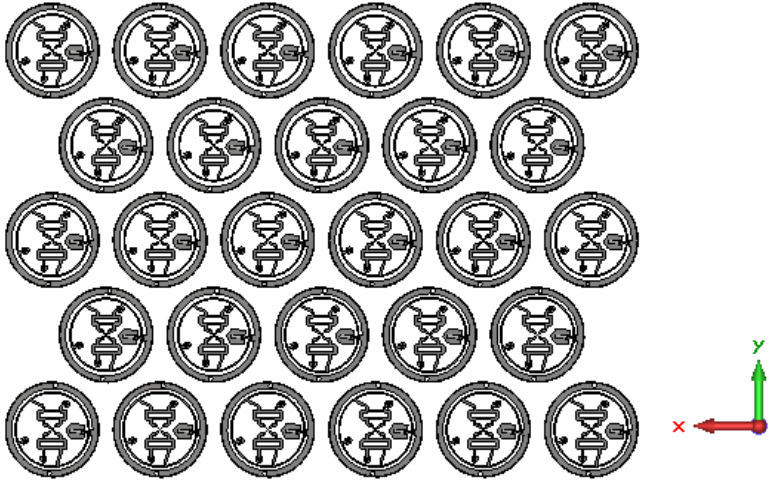


Figure IV-31 : L'implantation des 27 circuits sur les masques occupe 1/2 format A4 (dessous)

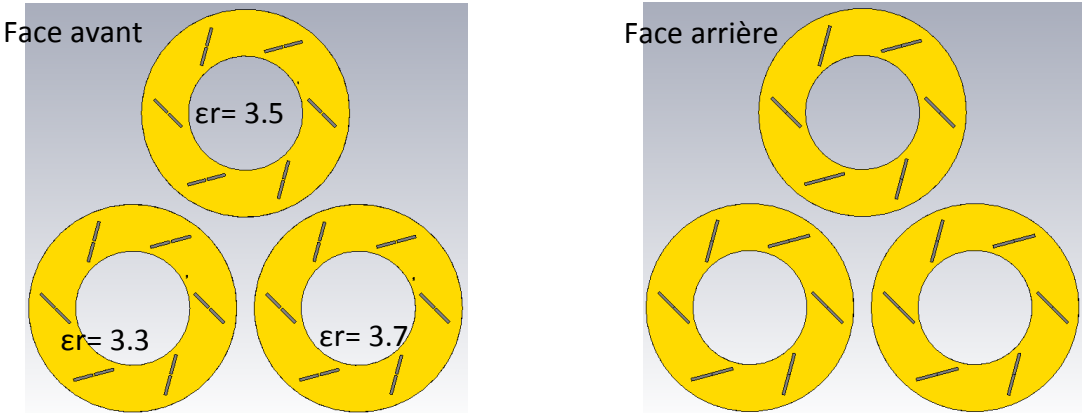


Figure IV-32 : 3 circuits double face permettent d'encadrer la permittivité pour les éléments parasites

II.2 Fabrication et assemblage des différents composants de l'antenne

II.2.1 Fabrication des différents circuits

La société Cibel a fabriqué ces circuits. Les photos (Figure IV-33 et Figure IV-34) montrent un échantillon des circuits qui ont été livrés.



Figure IV-33 : Echantillon des variantes de circuits fabriqués.

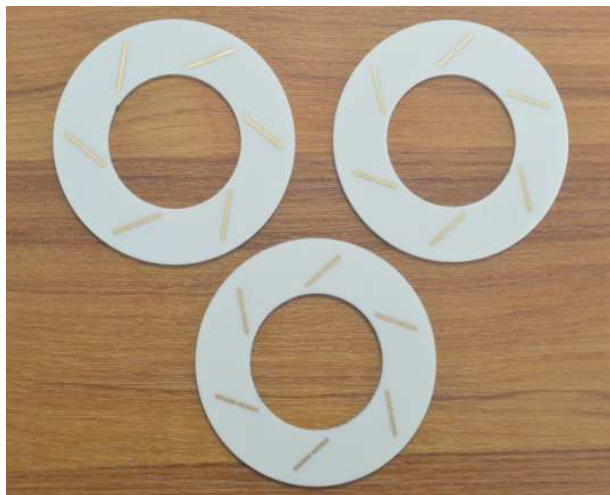


Figure IV-34 : les 3 jeux d'éléments parasites sont fabriqués

II.2.2 Assemblage des différents composants de l'antenne

Les charges CMS du fabricant American Technical Ceramics (ATC) (référence 504L50R0FTNCB [109]) ont été reportées sur les circuits au laboratoire XLIM (Figure IV-35). Les câbles coaxiaux semi-rigides ont été livrés par le fournisseur MATECH déjà assemblés aux connecteurs SMA et coudés avec un faible rayon de courbure. Ces ensembles ont été soudés au laboratoire XLIM sur les empreintes définies sur le circuit (Figure IV-36). La plateforme d'accueil est une pièce mécanique usinée dans un bloc d'aluminium (Figure IV-37). Une plaque métallique aux dimensions de la face avant du Nanosat 3U est associée à la pièce en aluminium.

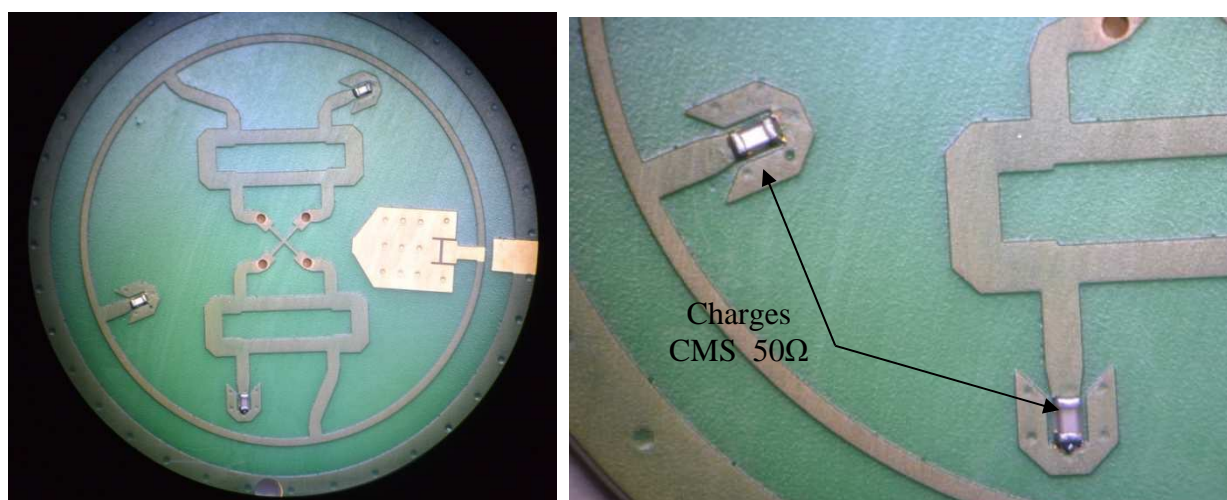


Figure IV-35 : Les charges CMS 50Ω ont été reportées sur les circuits à Xlim

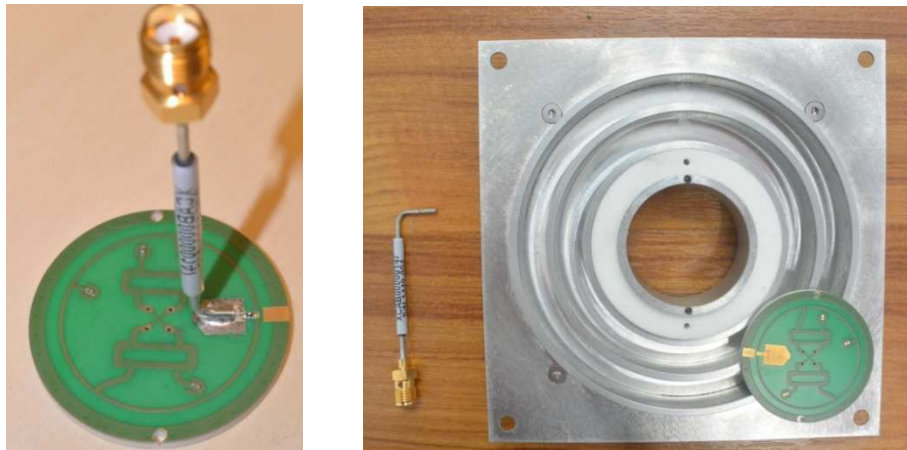


Figure IV-36 : La connectique a été réalisée à Xlim

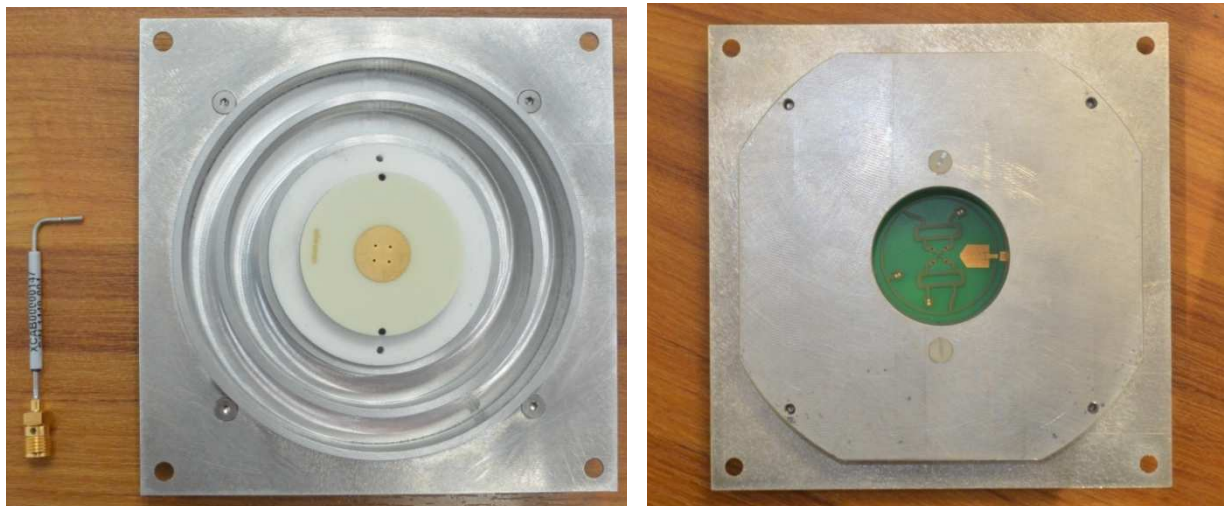


Figure IV-37 : vues dessus et dessous de la structure en aluminium.

Une épaisse rondelle de Rohacell, calibrée en épaisseur repose au fond de la première corrugation pour assurer le positionnement des éléments parasites. L'ensemble patch circuit est collé (positionné par des pions) sur la colonne centrale de la pièce en aluminium. Le connecteur passe à l'intérieur de la colonne (Figure IV-36). La Figure IV-38 montre l'assemblage de l'antenne sans les éléments parasites. Sur la Figure IV-39, le substrat sur lequel sont imprimés les dipôles parasites est assemblé.

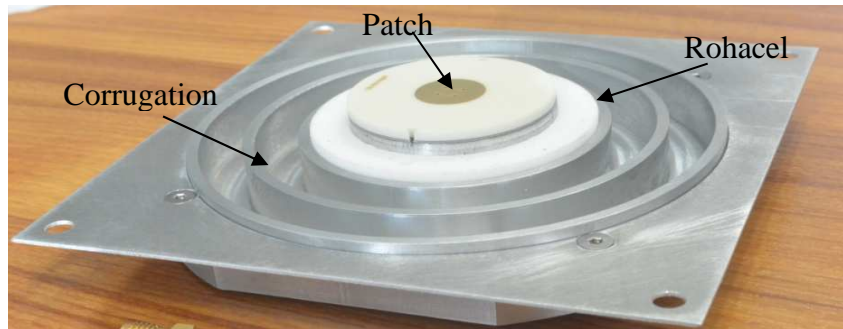


Figure IV-38 : Assemblage de l'antenne sans le substrat d'éléments parasites

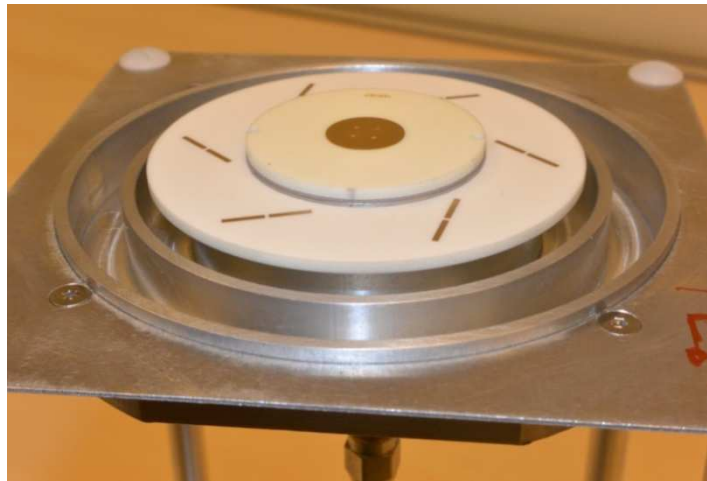


Figure IV-39 : Toutes les parties de l'antenne sont assemblées

III Mesure des prototypes

L'antenne a été mesurée au laboratoire Xlim sans la plateforme 3U et par Satimo une fois intégrée sur une plateforme Nanosat 3U.

III.1 Mesure au laboratoire XLIM

Les mesures de rayonnement qui sont présentées dans ce paragraphe sont les mesures réalisées à XLIM. Dans la chambre anéchoïque, l'antenne a été montée sur un support composé d'une plaque métallique 10cm*10cm maintenue par 4 colonnes cylindriques (Figure IV-40). L'antenne a ensuite été « habillée » sommairement par une feuille d'aluminium pour

créer un volume métallique parallélépipédique. Environ 9cm de cette structure dépassent de l'absorbant qui masque le mécanisme de rotation de l'antenne sous test (Figure IV-41).

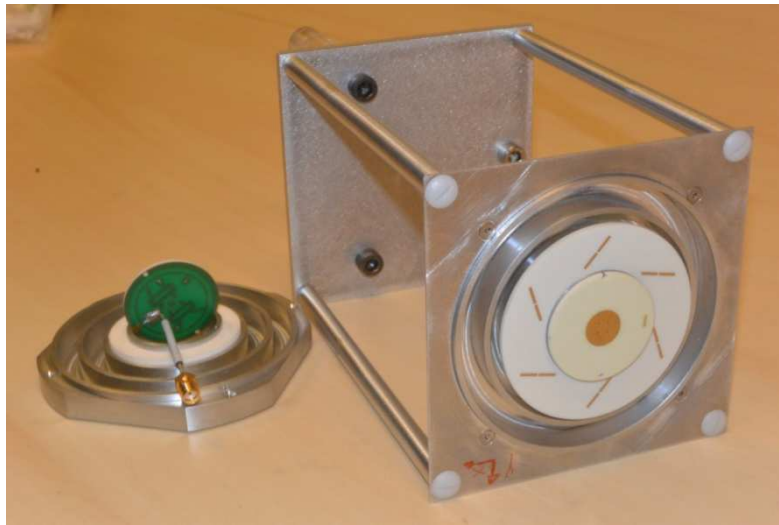


Figure IV-40: prototype final de l'antenne à éléments parasites avec le support de mesure

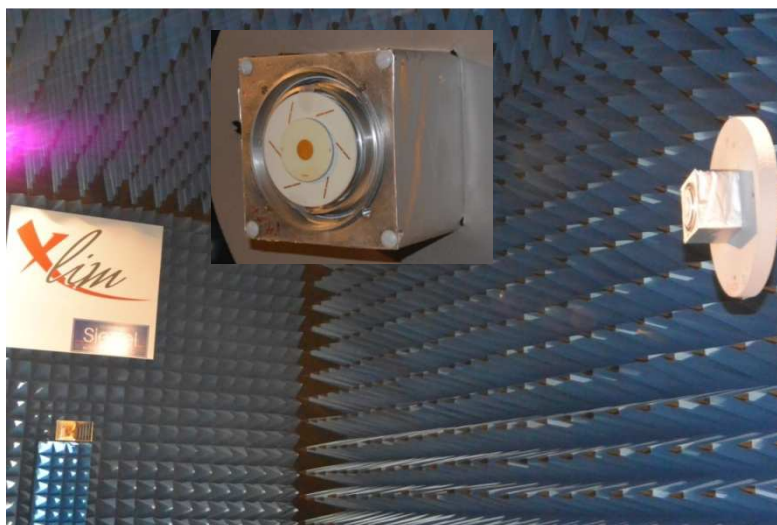


Figure IV-41: L'antenne à éléments parasite sous test

Paramètre S

L'architecture intégrée de l'antenne à éléments parasites ne permet pas d'accéder indépendamment aux performances du circuit et de l'antenne. Seul le port n°8 d'alimentation (port 8 du circuit) est connectorisé. L'ensemble des autres accès sont reliés aux terminaisons résistives intégrées, composées par les résistances CMS 50 Ω . Ainsi, seul le coefficient de réflexion est accessible. La Figure IV-42 montre le S11 mesuré sur le port d'accès de l'antenne à éléments parasites. Ce coefficient de réflexion est compris entre -11dB et -10dB.

La connectique est donc encore moins performante que ce que prévoyait la simulation ceci est fortement imputable au type de connectique que nous avons mis en œuvre.

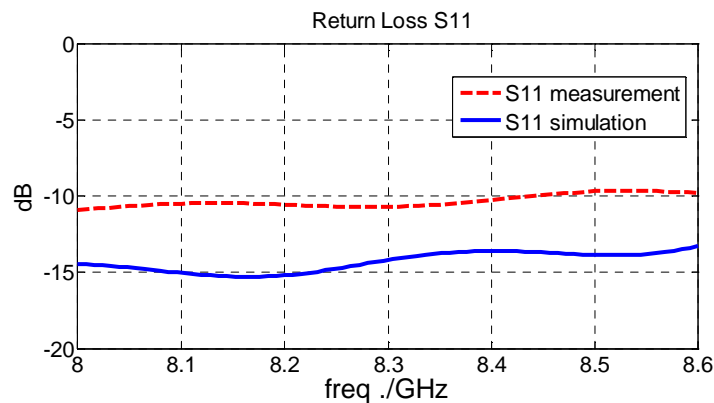


Figure IV-42 : Comparaison des coefficients de réflexions mesuré et simulé à l'entrée du connecteur

Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de gain de l'antenne mesurée et simulée dans les plans de coupe ($\Phi=0^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=135^\circ$) sur les polarisations droite et gauche entre 8GHz et 8.4GHz tous les 200MHz sont présentés sur les Figure IV-43, Figure IV-44 et la Figure IV-45.

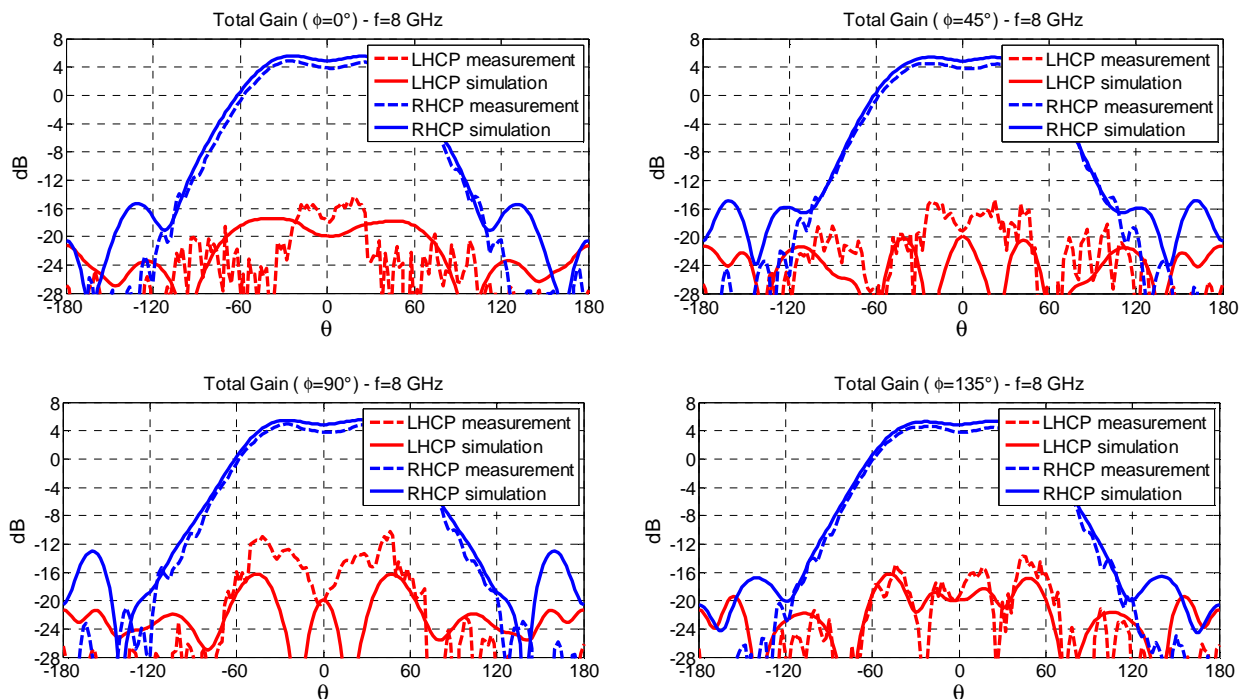


Figure IV-43: Diagramme de gain dans les plans de coupe ($\Phi=0^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=135^\circ$) à 8 GHz

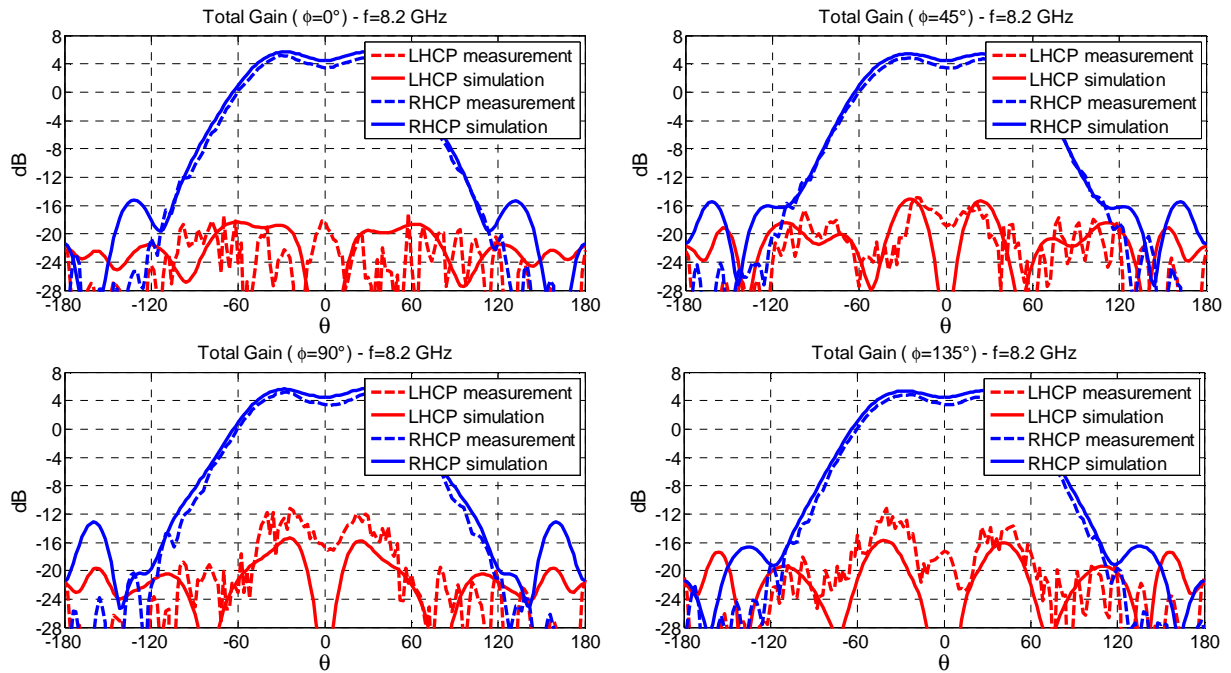


Figure IV-44: Diagramme de gain dans les plans de coupe ($\Phi=0^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=135^\circ$) à 8.2GHz

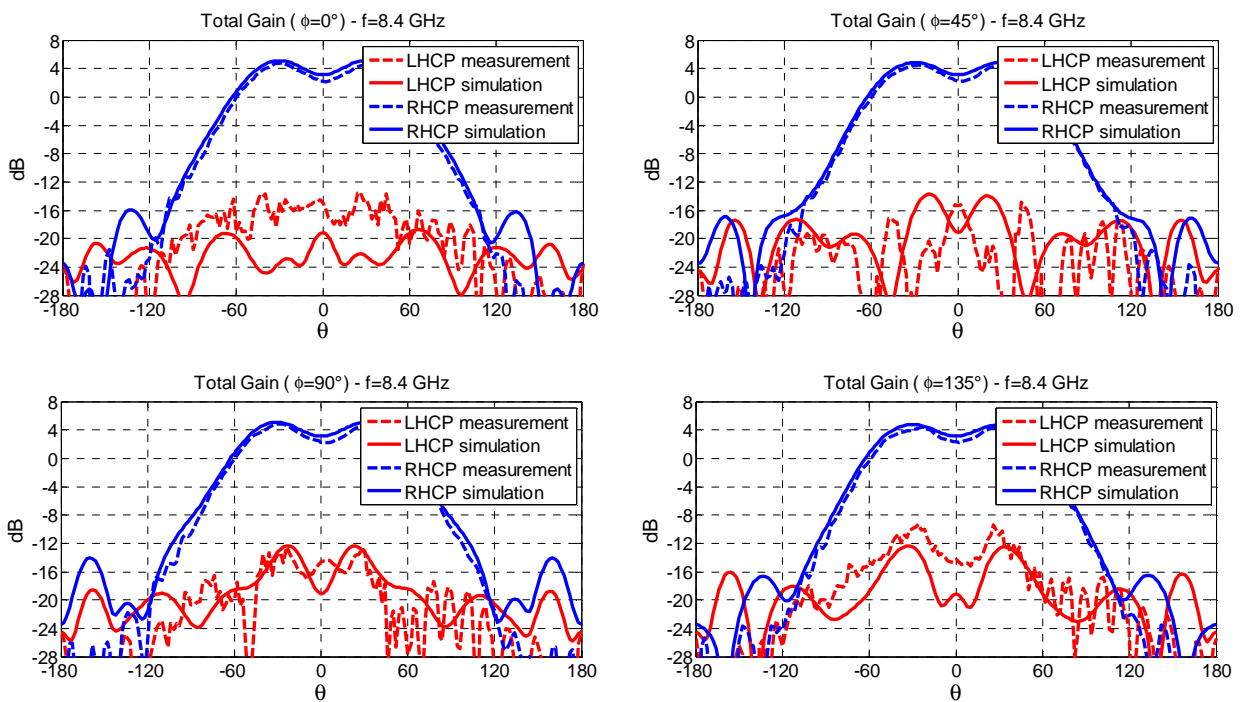


Figure IV-45: Diagramme de gain dans les plans de coupe ($\Phi=0^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=135^\circ$) à 8.4 GHz

Les diagrammes de gain réalisés, mesurés en polarisation droite indiquent un gain dans l'axe toujours supérieur à 2dB. Le gain à $\theta=60^\circ$ apparaît légèrement inférieur à 0dB. La forme du diagramme mesuré, correspond parfaitement à la simulation.

Les taux d'ellipticités mesuré et simulé sont présentés en fonction de l'élévation θ pour 4 plans de coupe $\{(\Phi=0^\circ, \Phi=22.5^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=112.5^\circ, \Phi=135^\circ)\}$ dans la bande couvrant 8 à 8.4 GHz par la Figure IV-46. Le taux d'ellipticité reste presque toujours inférieur à 3dB quel que soit θ inférieur à 65° , sauf dans le plan $\Phi=135^\circ$ à 8.4 GHz et dans le plan $\Phi=90^\circ$ à 8 GHz.

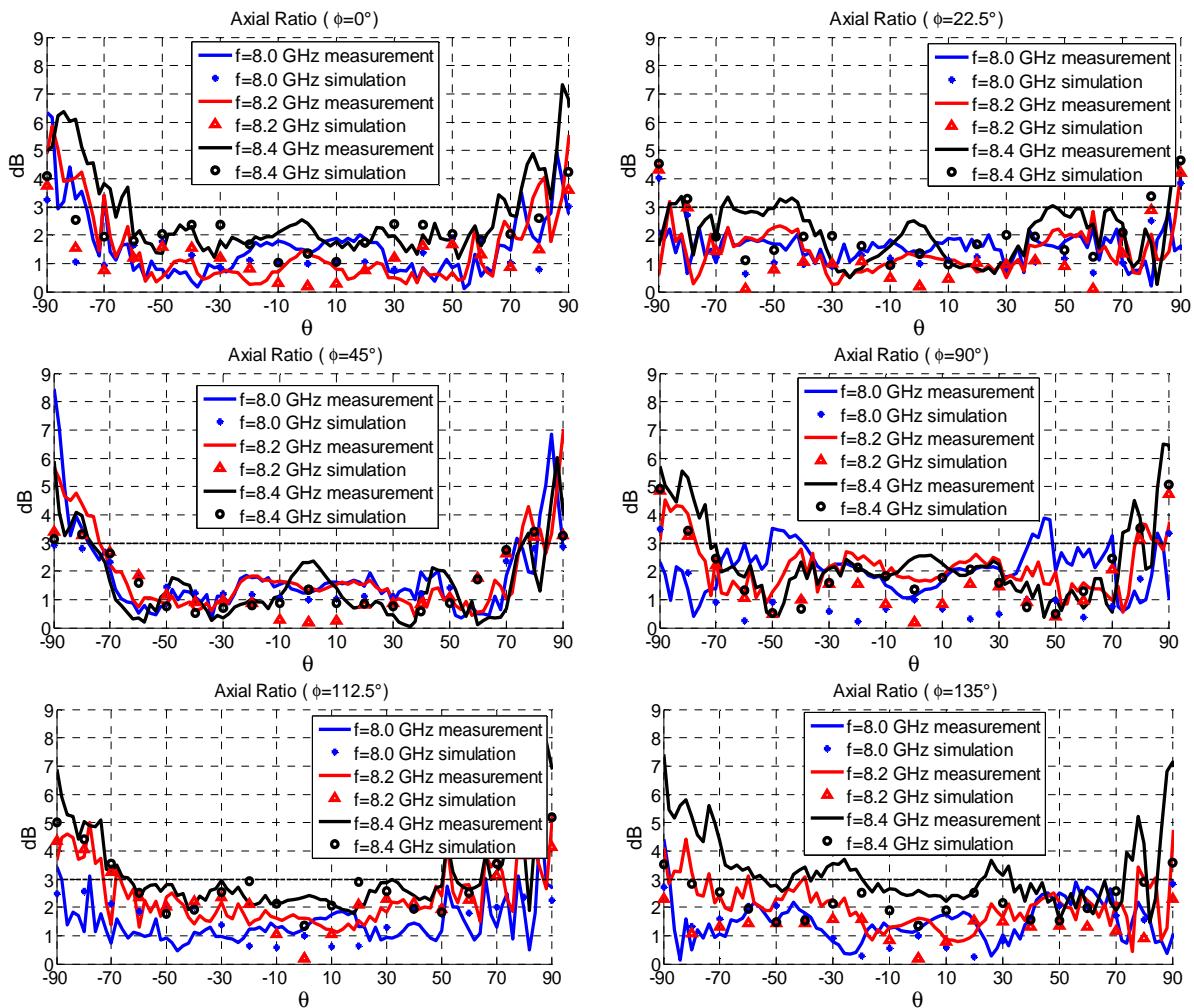


Figure IV-46: taux d'ellipticité sont représentés en fonction de l'élévation θ pour 4 plans de coupe $\{(\Phi=0^\circ, \Phi=22.5^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=112.5^\circ, \Phi=135^\circ)\}$ dans la bande couvrant 8 à 8.4 GHz

Les diagrammes mesurés permettent de remonter à l'efficacité de l'antenne prototypée. Les Figure IV-47 à Figure IV-48 fournissent les comparaisons des gains et des efficacités mesurées et simulées. L'efficacité de rayonnement caractérise l'ensemble des pertes dans les substrats et les puissances dissipées dans les charges de découplage (CMS 50 Ω). Ces pertes sont qualifiées de pertes intrinsèques de l'antenne. La Figure IV-49 indique que les pertes intrinsèques mesurées sont comprises entre 1.3dB et 2dB avec un minimum

pour la fréquence 8.3GHz. En revanche les pertes intrinsèques fournies par la simulation restent comprises entre 0.7dB et 1dB. Le minimum des pertes simulées apparaît à 8.2GHz. Ce minimum correspond à la fréquence d'adaptation du patch excité en quadrature (Figure III-50). Les tracés des efficacités de rayonnement mesurées et simulées suivent l'évolution des pertes intrinsèques (Figure IV-49). L'observation du maximum d'efficacité mesuré à 8.3GHz indique que le patch réalisé est mieux adapté à 8.3GHz qu'à 8.2GHz. Ceci pourrait s'expliquer par une permittivité $\epsilon_r=3.43$ pour le substrat du patch. L'efficacité de rayonnement mesurée est comprise entre 63% et 72%.L'efficacité totale souffre de la mauvaise adaptation imputée à la connectique, cette efficacité varie entre 59% et 68% entre 8GHz et 8.4GHz.

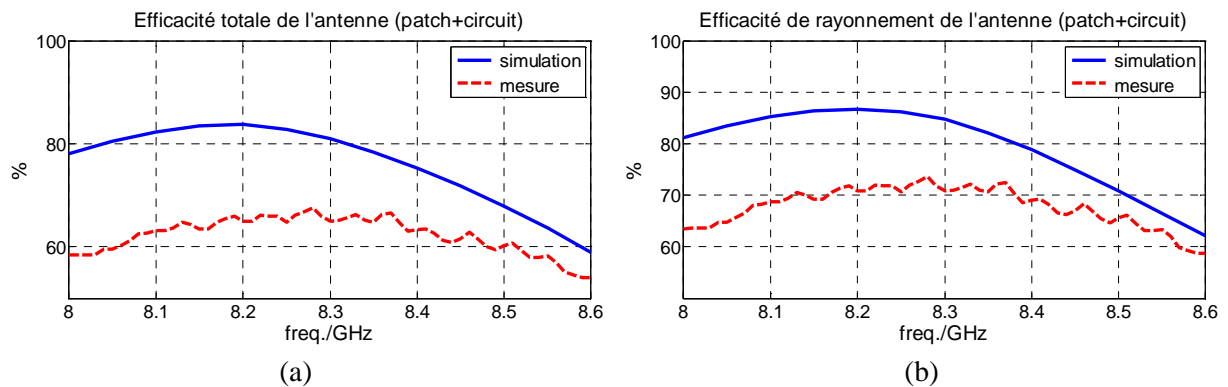


Figure IV-47: Efficacités totale mesuré et simulé(a), efficacité de rayonnement simulé et mesuré(b)

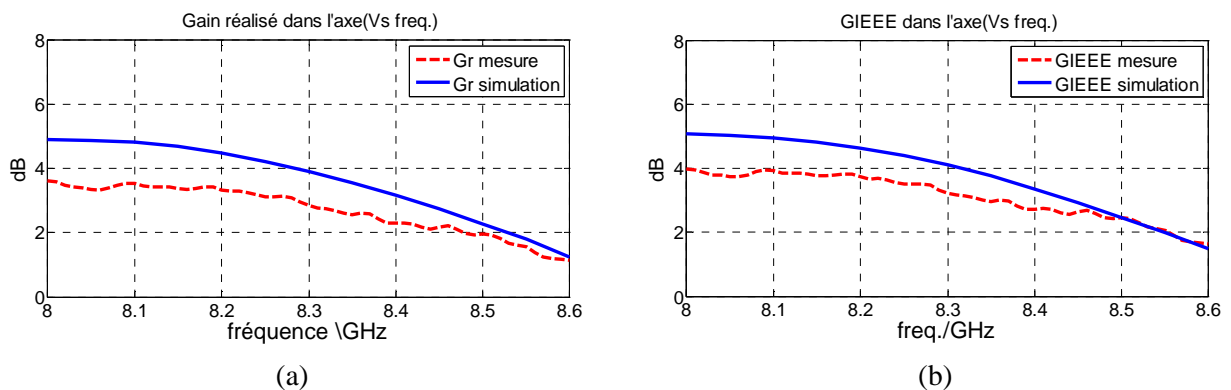


Figure IV-48: évolution fréquentielle du gain réalisé(a) et du gain IEEE(b) mesuré et simulé dans l'axe

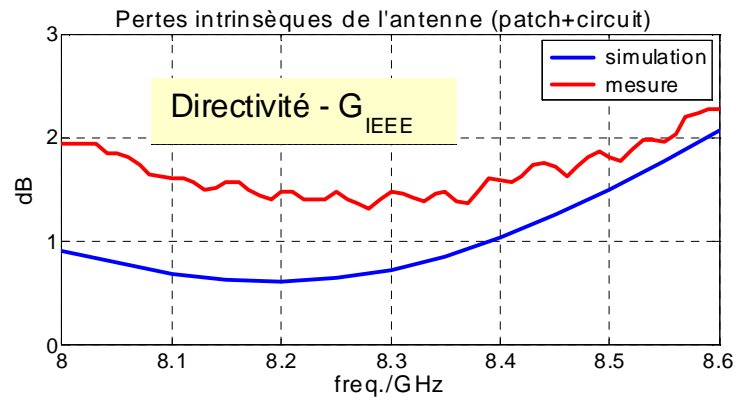


Figure IV-49: pertes totale intrinsèque de l'antenne simulé et mesuré

III.2 Mesure dans la base SATIMO

Ce paragraphe reporte les mesures fournies par SATIMO de notre antenne intégrée sur une plateforme Nano-Sat 3U. Un volume représentatif d'une plateforme Cube-Sat 3U a été fourni par Satimo (Figure IV-50). La plateforme fabriquée est illustrée sur la Figure IV-51. On peut observer l'antenne à éléments parasites montée sur la face supérieure de la plateforme. Cette face dispose d'une interface pour les connecteurs dans sa partie inférieure. Une photo de l'antenne sous test dans la base de SATIMO est présentée sur la Figure IV-52.

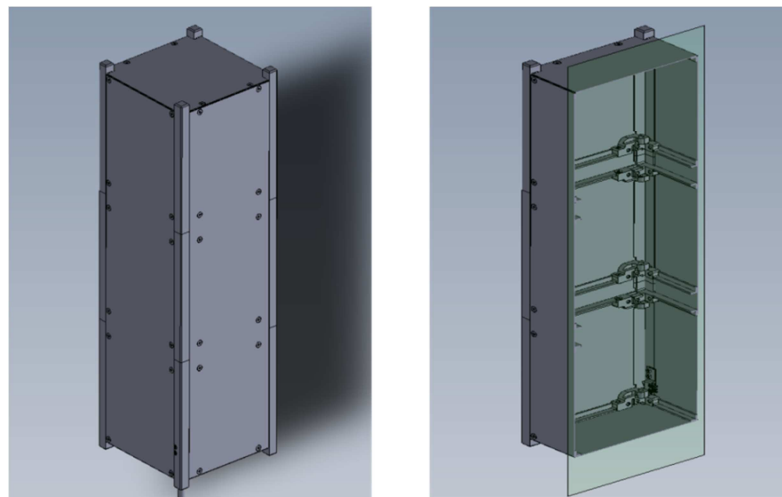


Figure IV-50 : Modèle de la plateforme Cube-Sat 3U en format STEP.



Figure IV-51 :L'antenne à éléments parasites est montée sur la plateforme 3U fabriquée

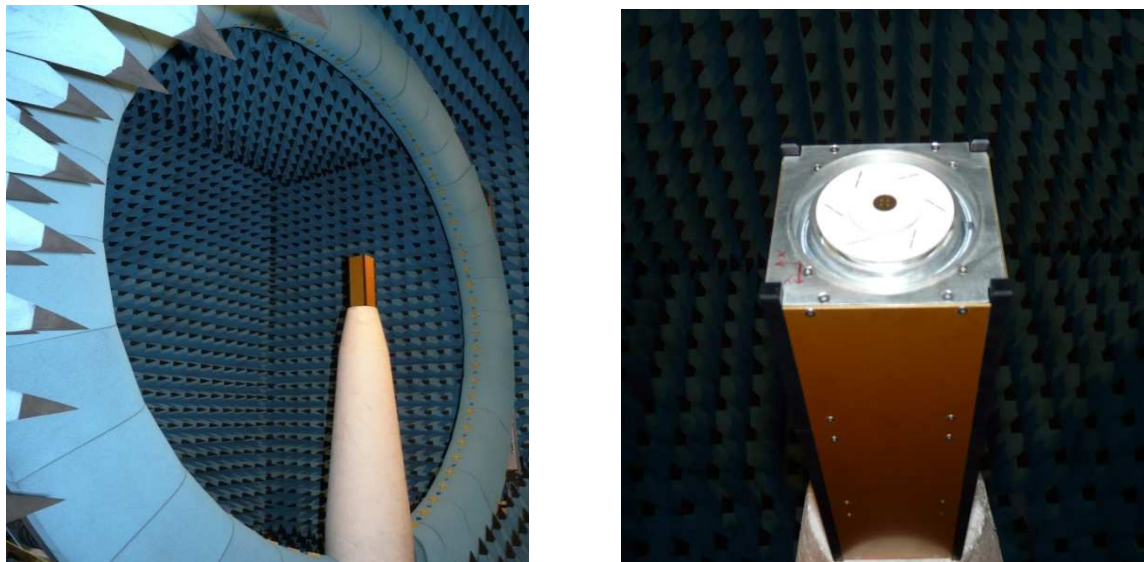


Figure IV-52: l'antenne à éléments parasites est intégrée à la plateforme Nano-Sat 3U pour la caractérisation dans la base Satimo

Les diagrammes mesurés sont fournis en gain réalisés pour 4 plan $\{\Phi=0^\circ, \Phi=45^\circ, \Phi=90^\circ, \Phi=135^\circ\}$ sur les polarisations droite et gauche entre 8GHz et 8.4GHz tous les 100MHz (Figure IV-53 à Figure IV-57). Les diagrammes de gains réalisés mesurés en polarisation droite indiquent un gain dans l'axe toujours supérieur à 2dB. Le gain à $\theta=60^\circ$ apparait légèrement inférieur à 0dB. Une observation détaillée du gain pour les élévations $\theta=60^\circ$ et $\theta=65^\circ$ est fournie par les Figure IV-58 et Figure IV-59. Ces représentations montrent que le gain à $\theta=60^\circ$ oscille entre -0.4dB et -1.4dB sur la bande de fréquence et sur les différentes directions azimutales. Pour $\theta=65^\circ$, le gain oscille entre -1.6dB et -3.1dB.

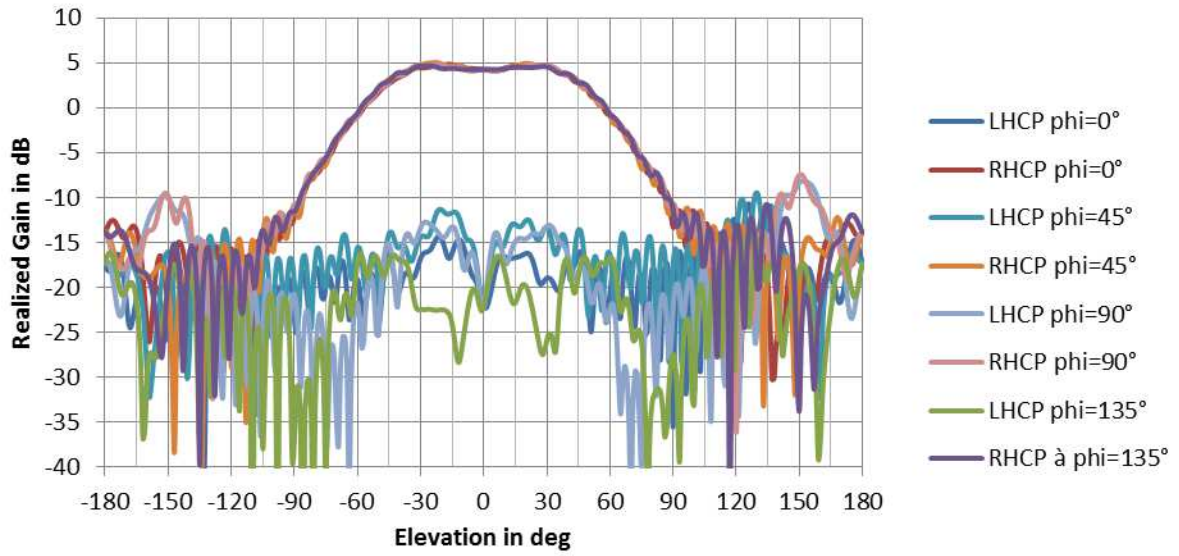


Figure IV-53 : Diagrammes de gain à 8 GHz

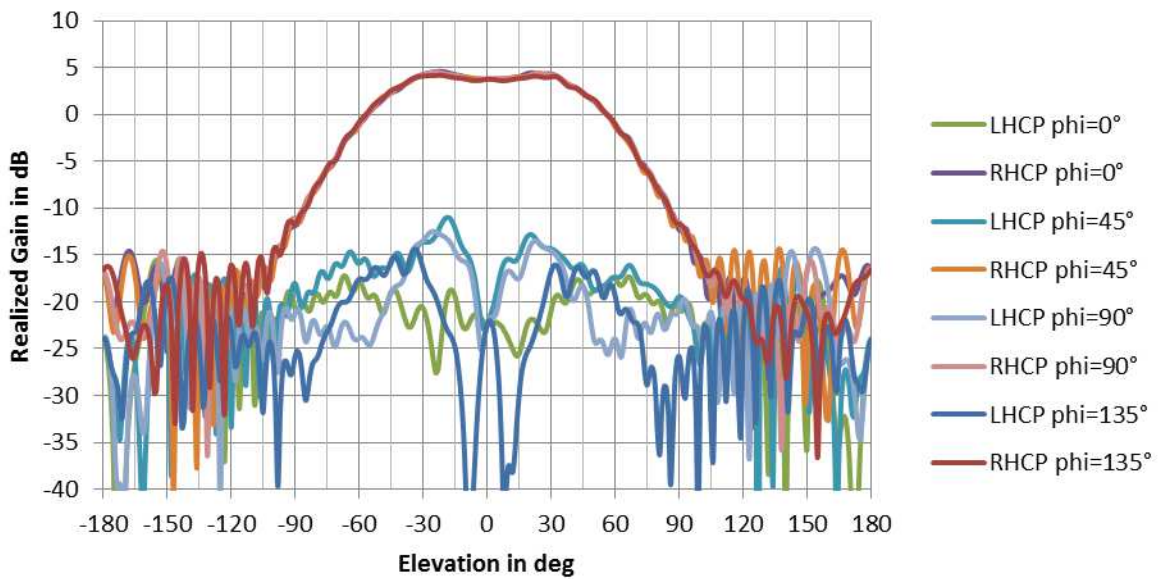


Figure IV-54 : Diagrammes de gain à 8.1 GHz

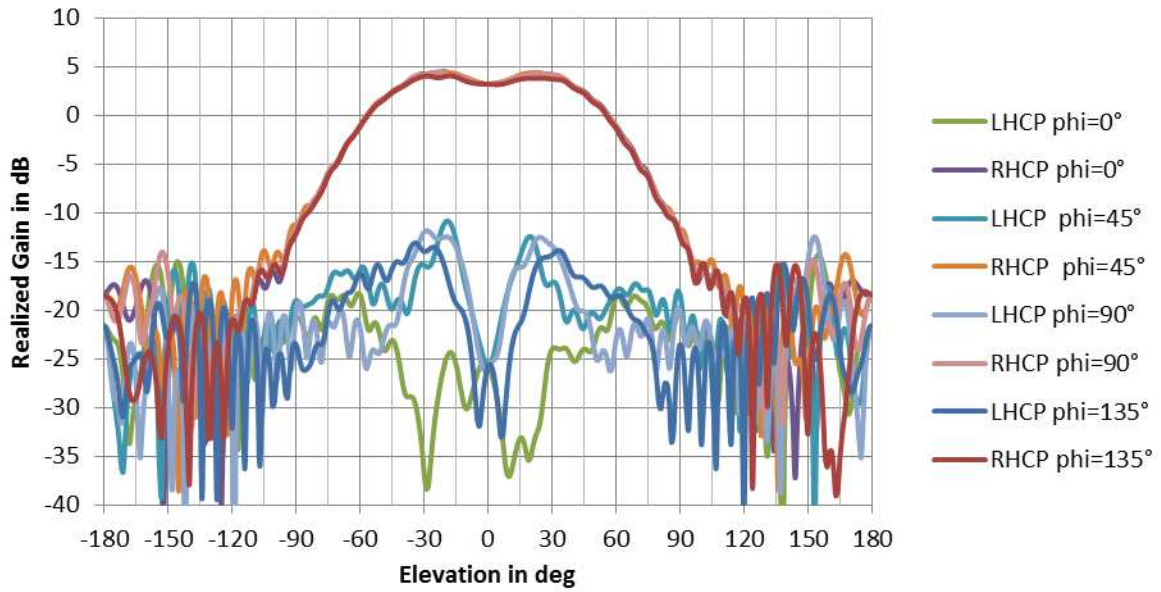


Figure IV-55 : Diagrammes de gain à 8.2 GHz

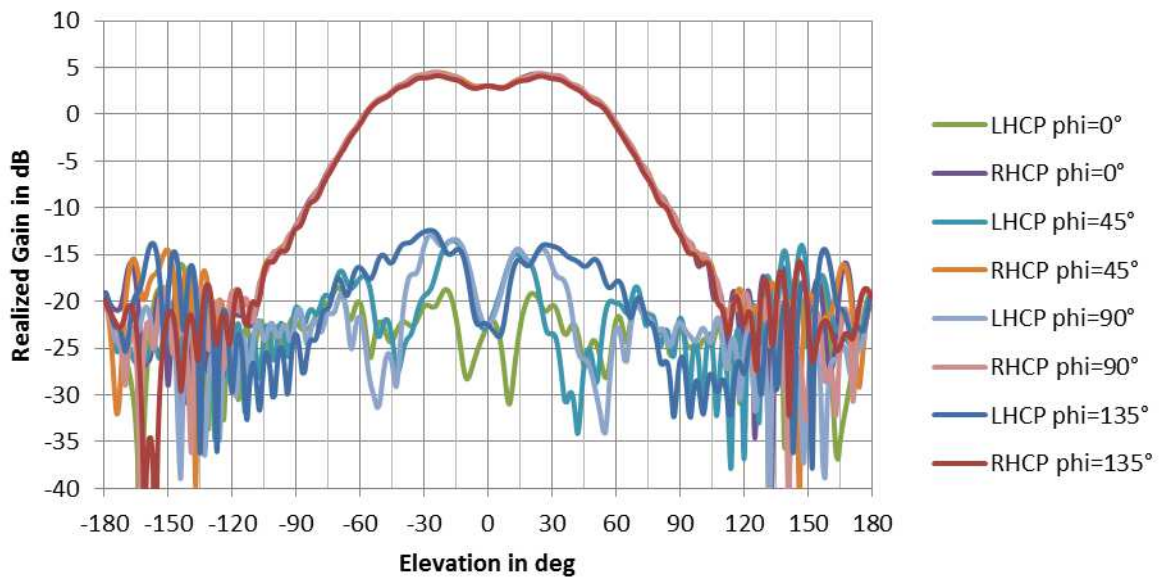


Figure IV-56 : Diagrammes de gain à 8.3 GHz

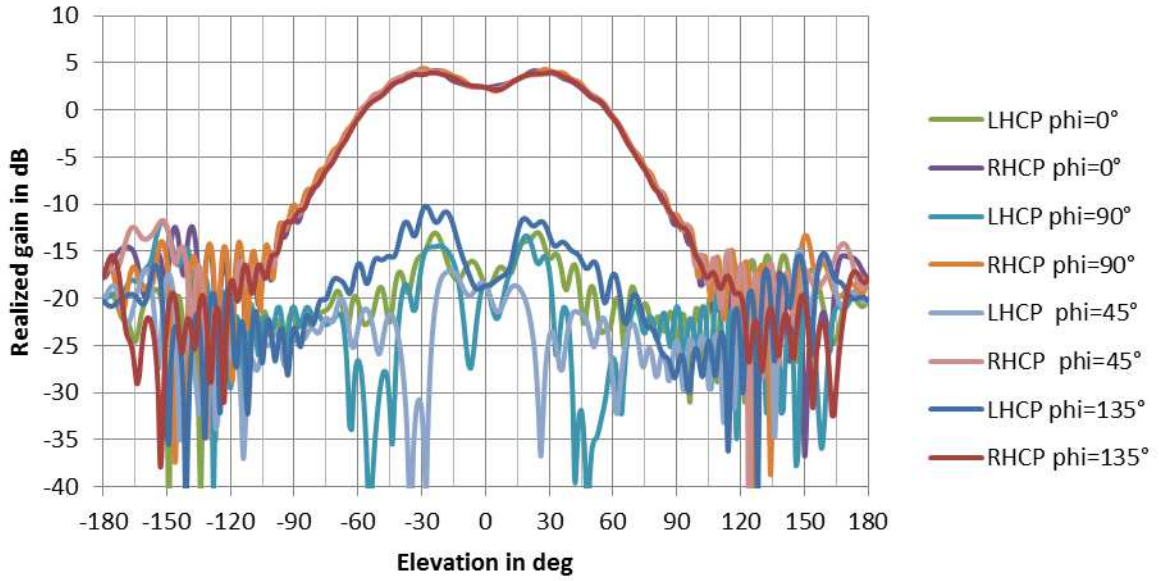


Figure IV-57 : Diagrammes de gain à 8.4 GHz

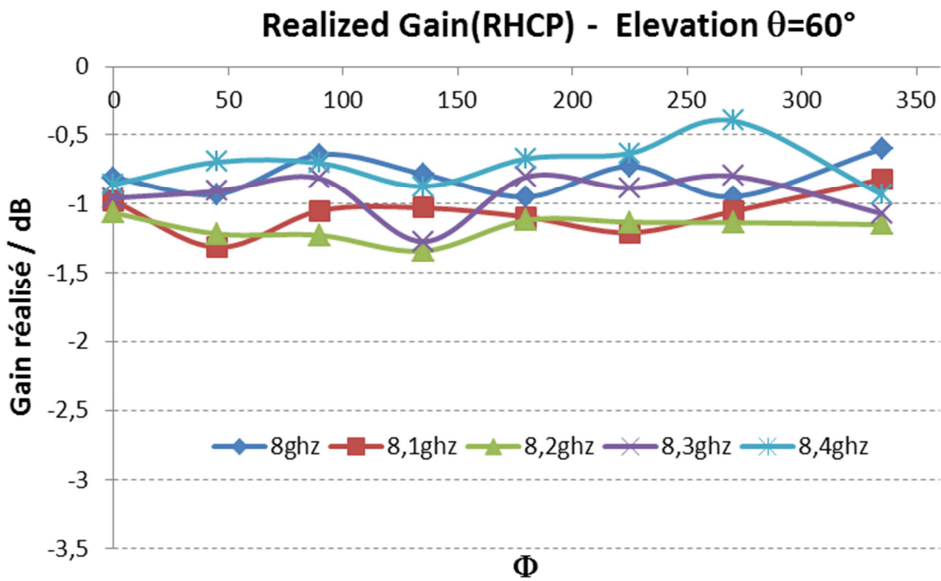


Figure IV-58: Gain réalisé(RHCP) pour l'élévation $\theta=60^\circ$

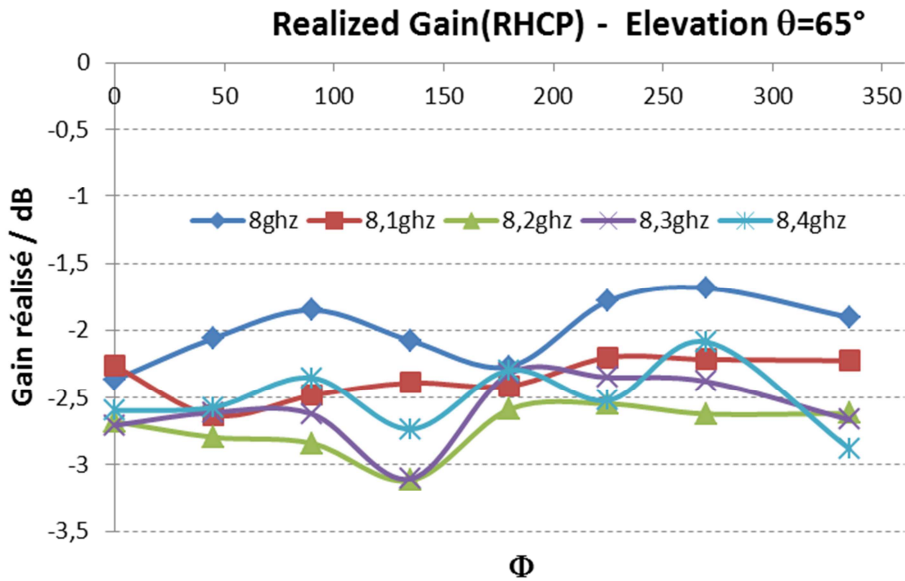


Figure IV-59 : Gain réalisé(RHCP) pour l'élévation $\theta=65^\circ$

Les diagrammes représentant les taux d'ellipticités mesurés sont donnés pour 5 fréquences sur les Figure IV-60 à Figure IV-64. Le taux d'ellipticité reste toujours en-dessous de 3dB jusqu'à $\theta=60^\circ$ excepté pour le plan $\Phi=135^\circ$ de la fréquence 8.4GHz (où il atteint 3.5dB pour $\theta=-30^\circ$). Pour $\theta=65^\circ$, le taux d'ellipticité ne dépasse jamais 4dB quelle que soit la fréquence.

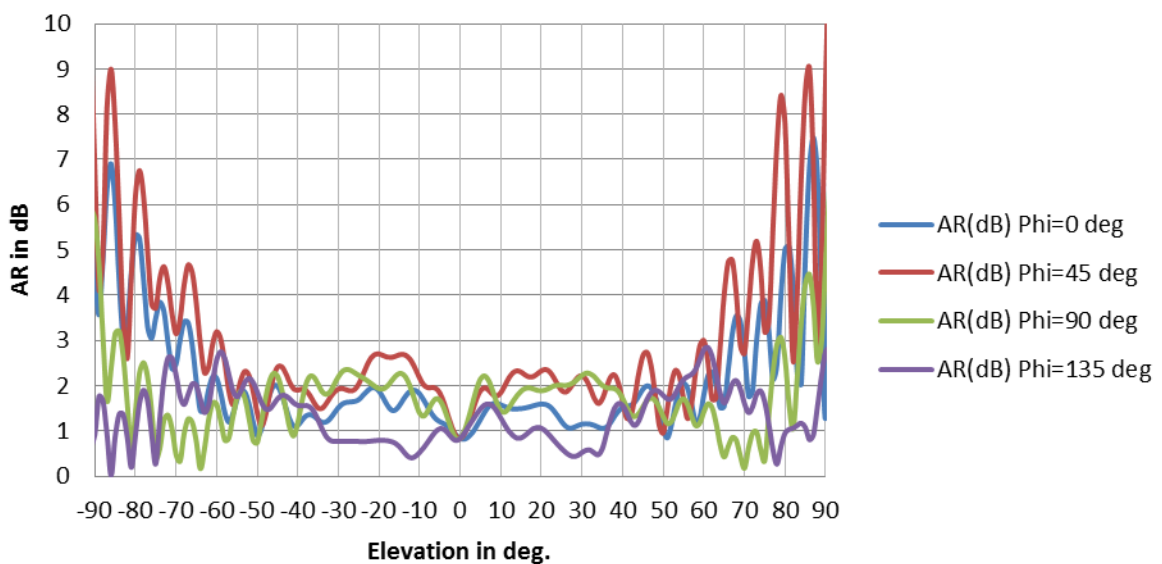


Figure IV-60 : Taux d'ellipticité à 8.0GHz

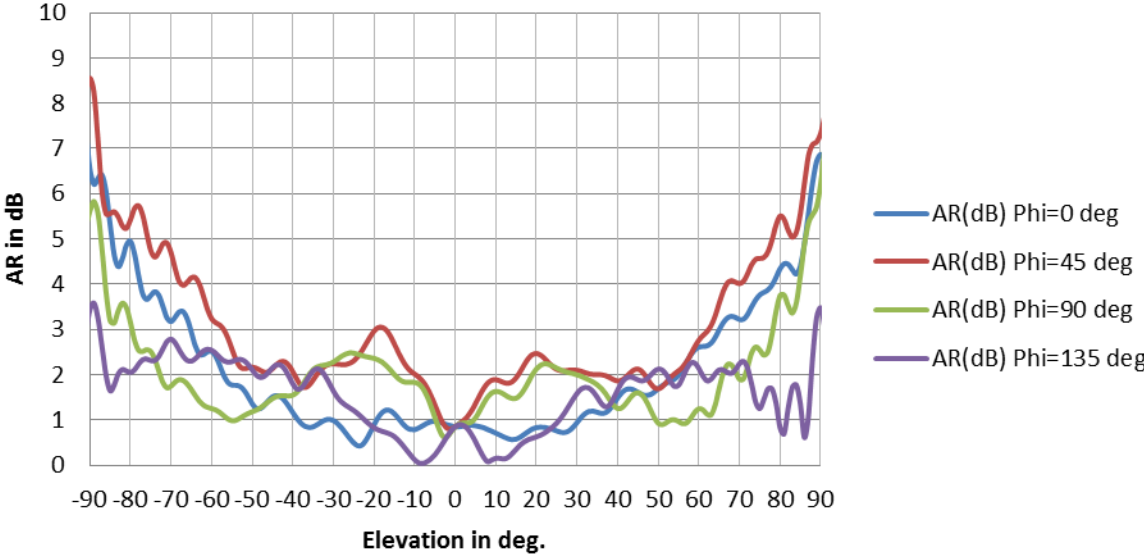


Figure IV-61 : Taux d'ellipticité à 8.1GHz

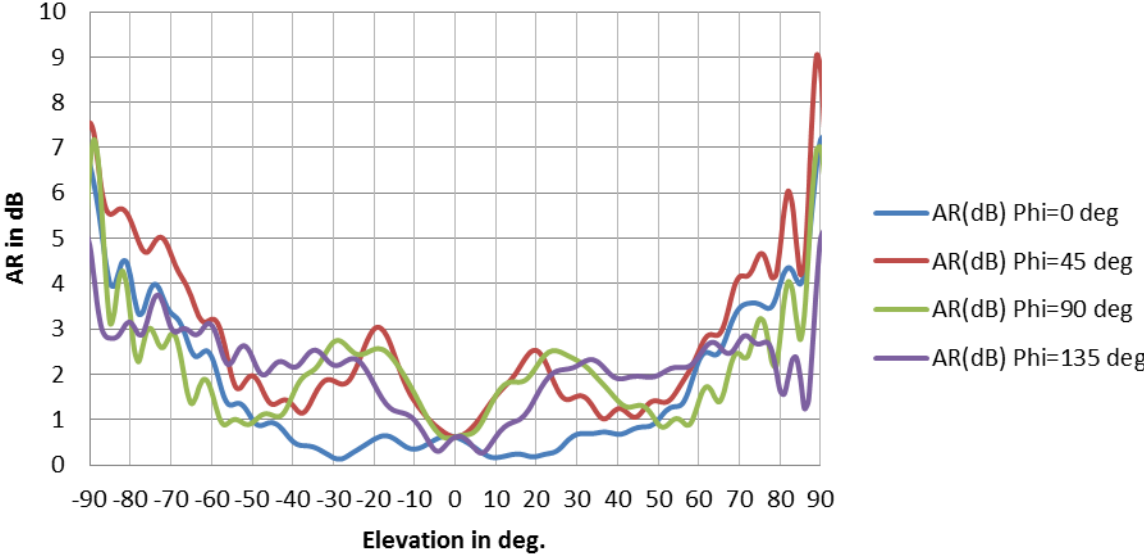


Figure IV-62 : Taux d'ellipticité à 8.2GHz

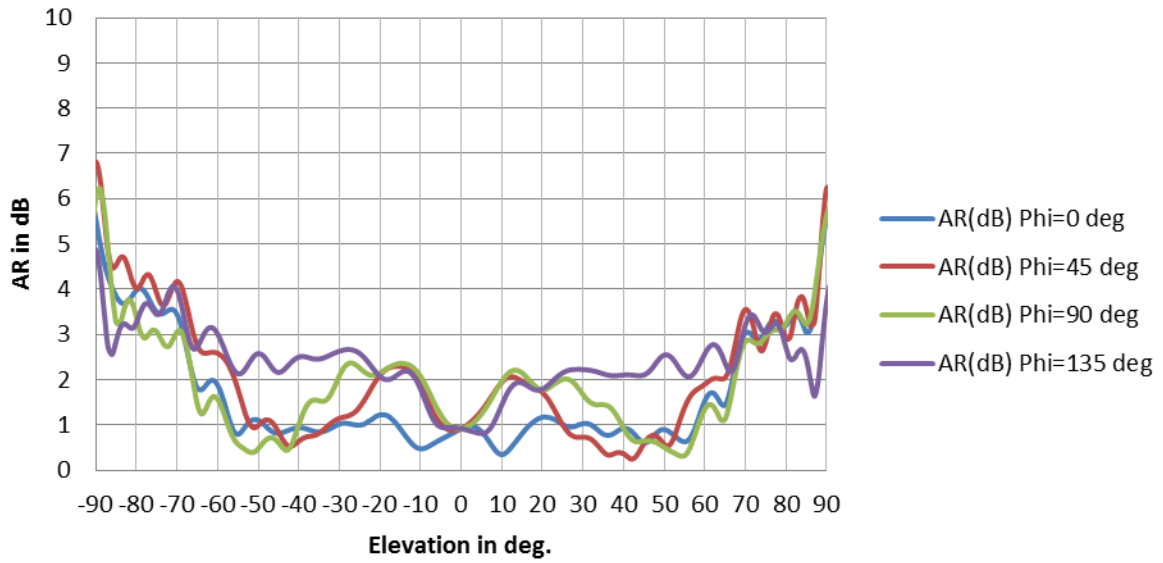


Figure IV-63 : Taux d'ellipticité à 8.3 GHz

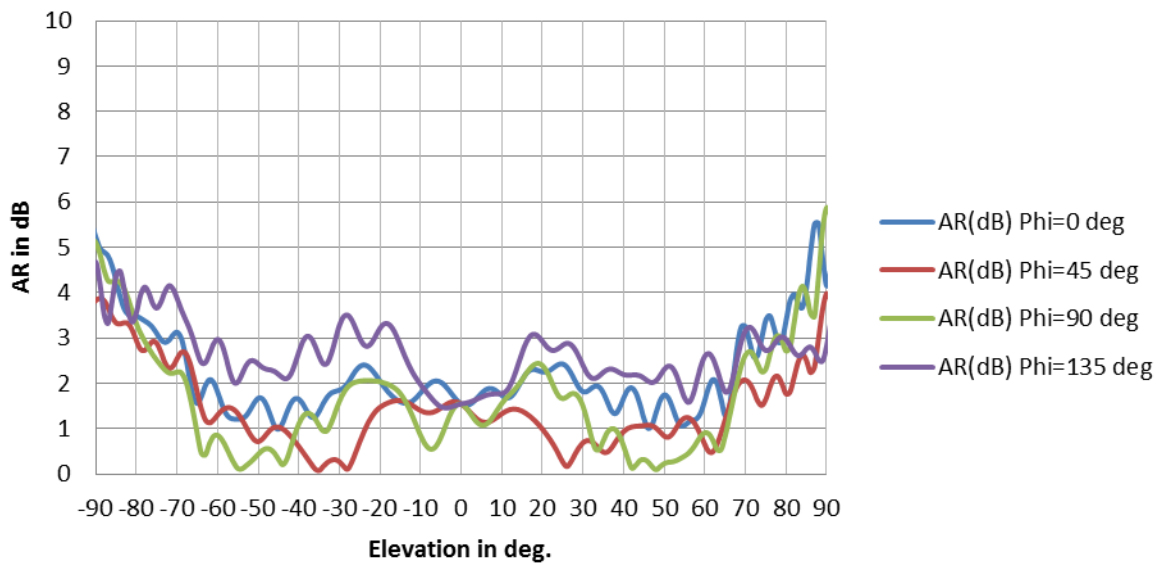


Figure IV-64 : Taux d'ellipticité à 8.4 GHz

Les résultats obtenus par SATIMO révèlent une bonne concordance avec les mesures réalisées à XLIM. Le Tableau IV-6 résume les performances mesurées et les compare aux valeurs simulées et aux spécifications du cahier des charges.

Paramètres	Spécifications	Antenne à éléments parasites	
		Simulation	Mesure
Fréquences	8 – 8.4 GHz (5%)	8 – 8.4 GHz (5%)	8 – 8.4 GHz (5%)
Adaptation	< -20 dB	< -13.5 dB	< -10 dB
Polarisation	RHCP (avec possibilité de passer en LHCP aisément)	RHCP (pas de possibilité de passer en LHCP)	RHCP (pas de possibilité de passer en LHCP)
Gain (sur toute la bande de fréquence)	> 0 dB dans un cône de ± 65 deg. (exigé) +3dB à ± 60 deg. par rapport au gain dans l'axe (objectif)	$\subset [-2 \text{ dB} ; -1\text{dB}]$ dans un cône de ± 65 deg. $\subset [0.4 \text{ dB} ; 0,9\text{dB}]$ dans un cône de ± 60 deg.	$\subset [-3,1\text{dB} ; -1,6\text{dB}]$ dans un cône de ± 65 deg. $\subset [-1,3\text{dB} ; -0,4\text{dB}]$ dans un cône de ± 60 deg.
Taux d'ellipticité (sur toute la bande de fréquence)	< 3 dB dans un cône de ± 65 deg	< 3 dB dans un cône de ± 65 deg	< 3.5 dB dans un cône de ± 65 deg
Encombrement et intégration	Parallélépipède de 9cm x 9cm x 2 cm Dépassement maximum de l'antenne : 9mm	Cylindre de 83 mm x 15 mm Dépassement maximum de l'antenne : 7.5mm	Cylindre de 83 mm x 15 mm Dépassement maximum de l'antenne : 7.5mm

Tableau IV-6: Bilan des performances mesurées et simulées de l'antenne à éléments parasites.

Les résultats obtenus révèlent une bonne concordance entre les simulations et les mesures de l'antenne. Cette antenne à éléments parasites offre des niveaux de performances qui sont très proches des exigences du cahier des charges. L'encombrement total de l'antenne est compatible avec les contraintes d'intégration qui avaient été initialement définies. La mesure a démontré que l'antenne fonctionne sur la plateforme 3U conformément à ce qu'avaient prévu les simulations. Les taux d'ellipticités simulés et mesurés évoluent en effet

dans les mêmes intervalles ($<3\text{dB}$). Il est donc très fortement probable que l'antenne fonctionnera sur une plateforme 6U comme l'ont prédit les calculs.

IV Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était de valider expérimentalement les performances de l'antenne à éléments parasites. Le point délicat de l'optimisation reste la conception du circuit de distribution compact et peu dispersif qui réalise l'excitation séquentielle équilibrée des 4 sondes d'alimentation du patch. Dans ce travail la conception a été sécurisée par la mise en œuvre de simulations rigoureuses et par la proposition d'une série de conceptions permettant d'encadrer les impondérables dispersions de fabrication. Une co-conception circuit/patch a été nécessaire pour optimiser le rayonnement de l'antenne à éléments parasites sur la plateforme. Deux sous-traitants ont été contractés pour réaliser d'une part les usinages de la pièce mécanique en aluminium et d'une épaisse rondelle de Rohacell et d'autre part, le circuit imprimé multicouches (circuit/patch).

L'assemblage de l'antenne s'est ensuite avéré peu exigeant en termes de positionnement. Aucun réglage à posteriori n'a été nécessaire. Toutes les précisions contraignantes pour cette antenne reposent sur la fabrication du circuit et du patch. Ces précisions restent néanmoins conformes aux standards des fabricants de circuits imprimés. Plusieurs prototypes de circuit/patch, optimisés pour prendre en compte les tolérances de permittivité et les précisions de gravure des pistes, ont été fabriqués lors d'une même commande. Les mesures des rayonnements de ces prototypes ont finalement permis de retenir le design qui avait été optimisé pour la valeur nominale de permittivité des substrats RO4003C ($\epsilon_r=3.5$). Les performances expérimentales se sont avérées très proches des objectifs de simulation. Les diagrammes et les taux d'ellipticité mesurés sont en tous points conformes à ce qui était prévu par la conception : ces taux d'ellipticités restent inférieurs à 3dB jusqu'à $\theta=60^\circ$ et inférieurs à 4dB pour $\theta=65^\circ$. L'adaptation de l'antenne souffre d'une connectique pas encore assez performante car le S_{11} mesuré plafonne à -10dB . L'efficacité de rayonnement mesurée oscille entre 63% et 72% sur $[8\text{GHz} ; 8.4\text{GHz}]$ alors qu'elle était comprise entre 79% et 87% en simulation (cette efficacité tient compte des puissances dissipées dans les 3 charges CMS 50Ω connectées aux coupleurs).

Cette validation confirme l'efficacité des concepts d'antennes à éléments parasites pour réaliser des synthèses de rayonnement en polarisation circulaire.

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire qui s'articule autour de quatre chapitres résume le travail accompli pendant mes trois années de doctorat. L'enjeu initial de la thèse était de démontrer qu'on serait capable de synthétiser des architectures d'antennes à éléments parasites pour rayonner en polarisation circulaire.

La première étape des travaux qui a fait l'objet du chapitre un dresse un état de l'art des antennes à éléments parasites. Les architectures et les fonctionnalités recherchées sont exposées. Les exemples présentés ont fourni un aperçu des potentialités qu'offrent les antennes à éléments parasites. Le constat général que nous avons fait concerne les méthodes de conception de ce type d'antennes qui reposent systématiquement sur des analyses paramétriques pour dimensionner et positionner les éléments parasites. Nous avons également constaté qu'il n'existe quasiment pas de développements d'antennes à éléments parasites à polarisation circulaire. La dernière partie du chapitre présente les objectifs de la thèse.

Pour éviter les laborieuses études paramétriques aux aboutissements parfois incertains, un outil de synthèse dédié à l'optimisation des antennes à éléments parasites à polarisation circulaire a été présenté dans le deuxième chapitre de ce manuscrit. Cette méthode consiste à rechercher les fonctions réactives qui, une fois connectées aux ports des antennes, permettront de synthétiser une fonction de rayonnement. Cette méthode de synthèse a été appliquée pour concevoir une antenne à éléments parasites à faisceau formé en polarisation circulaire et à bande élargie. Des composants CMS passifs distribués au sein de l'architecture ont permis de synthétiser l'ensemble des objectifs de rayonnement. Cette structure a été fabriquée et mesurée. Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne fabriquée. Les performances mesurées se sont avérées conformes aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques.

La méthode d'optimisation a pu être appliquée dans le cadre d'une action de R&T contractée par le Centre National d'Etudes Spatiales. Le Chapitre trois a proposé une nouvelle architecture d'antenne à éléments parasites en bande X. Cette antenne a été conçue pour équiper des plateformes nanosatellites de type « cubeSat ». La synthèse des éléments parasites a permis de réaliser un diagramme à tendance isoflux en polarisation circulaire dans le cône d'ouverture $\theta = \pm 65^\circ$. L'antenne est excitée par un patch à quatre sondes alimentées en

quadrature. Cette alimentation est réalisée par un circuit optimisé pour s'intégrer sur la face arrière du substrat d'accueil du patch. La simulation de l'antenne complète a fourni des performances compatibles avec les exigences du cahier des charges.

Le chapitre quatre a été consacré à la validation expérimentale des performances de l'antenne à éléments parasites optimisée dans le chapitre trois. La conception a été sécurisée par la mise en œuvre de simulations rigoureuses et par la déclinaison d'une série de conceptions permettant d'encadrer les impondérables dispersions de fabrication (tolérances des permittivités des substrats et précisions de gravure des pistes du circuit). Plusieurs antennes ont été fabriquées. Les performances expérimentales se sont avérées très proches des objectifs de simulation.

Pour conclure, les deux conceptions originales d'antennes à éléments parasites proposées dans cette thèse ont permis de valider la méthode de synthèse pour la polarisation circulaire. Les éléments parasites sont des moyens efficaces d'introduire des degrés de liberté et d'en contrôler leurs effets pour réaliser des objectifs de rayonnement aussi complexes que de la formation de faisceau en polarisation circulaire. Ces architectures d'antennes sont finalement des structures simples et performantes, car une seule antenne est alimentée, et leur conception a été facilitée par la mise en œuvre d'une méthode systématique. Ces travaux viennent compléter les développements déjà réalisés au laboratoire sur les AEP et d'autres développements en cours sur des réseaux hybrides à mi-chemin entre les antennes à éléments parasites et les réseaux lacunaires.

Le travail accompli a permis de faire progresser la méthodologie de conception des antennes à éléments parasites pour la polarisation circulaire. Grâce à l'outil numérique développé nous avons montré au travers de deux démonstrateurs l'utilité de la méthode pour faciliter la synthèse de fonctions de rayonnement complexes malgré des encombrements contraints.

Jusqu'à présent la synthèse est opérée sur une seule fréquence et la dispersion des propriétés de l'antenne est encore subie. Il serait très utile d'introduire une dimension spectrale à l'algorithme de synthèse pour rechercher les meilleurs compromis de conception pour adresser une bande passante. Cette approche pourrait également aboutir à synthétiser des dépendances fréquentielles spécifiques pour chaque fonction réactive constituant les éléments parasites. Ainsi des combinaisons inductance/capacité, voire des fonctions de filtrage

élémentaires, pourraient être intégrées au sein de chaque élément parasite pour réaliser des gabarits fréquentiels de rayonnement ou des comportements multi bande.

Une autre perspective à plus court terme consistera à appliquer la synthèse en polarisation circulaire au concept des réseaux hybrides proposé dans une thèse du laboratoire Xlim qui sera soutenue en décembre 2015 [intro-2].

Bibliographie

- [1].S. Uda, "Wireless beam of short electric waves," *J. IEE. (Japan)*, pp. 273–282, Mar-1926.
- [2].H. Yagi, "Beam Transmission of Ultra Short Waves," *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 16, no. 6, pp. 715–740, 1928.
- [3].S.-S. Hsu, K.-C. Wei, C.-Y. Hsu, and H. Ru-Chuang, "A 60-GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by Using 0.18- CMOS Technology," *IEEE Electron Device Letter.*, vol.29, no. 6, pp. 625–627, 2008.
- [4]. W.-H. Tu, "Microstrip-coplanar stripline-fed Yagi-Uda antenna," *presented at the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008*, pp. 1–4.
- [5].N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broadband microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-SInternational, 1999*, vol. 4, pp. 1431–1434 vol.4.
- [6].S. S. M. Abdalla, "Uni-planar Wideband Quasi Yagi Antenna for Multiple Antenna Channel Measurements." *University of Manchester Institute of science and Technology*.
- [7].Tomáš Kořínek, Milan Polívka , " planar five element YAGI_UDA antenna '' , *Dept. of Electromagnetic Field at Electro technical Faculty of CTU in Prague Technical 2*, 166 27 Prague 6, Czech Republic.
- [8].P. R. Grajek, B. Schoenlinner, and G. M. Rebeiz "A 24-GHz high-gain Yagi-Uda antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1257–1261, 2004.
- [9].Yong Liu, Li-Ming Si, Meng Wei, Pixian Yan, Pengfei Yang, Hongda Lu, Chao Zheng, Yong Yuan, JinchaoMou, XinLv, and Housjun Sun " Some Recent Developments of Microstrip Antenna " *Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2012, Article ID 428284, 10 pages.
- [10].Wen-HuaTu, " Microstrip-Coplanar Stripline-Fed Yagi-Uda Antenna'' , *Department of Electrical Engineering, National Central University Jhongli, Taoyuan, 32001, Taiwan*
- [11].Wen-HuaTu , " Microstrip-Coplanar Stripline-Fed Yagi-Uda Antenna '' , *Department of Electrical Engineering, National Central University Jhongli, Taoyuan, 32001, Taiwan*
- [12].Olivier Kramer, Tarek Djerafi, and Ke Wu, " Vertically Multilayer-Stacked Yagi Antenna With Single and Dual Polarizations", *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 58, NO. 4, APRIL 2010.

- [13].D.C Nascimento, R.Schidberg and J.C da S Lacava "Low Cost Yagi-Uda Monopole Array" *Antenna and propagation laboratory, ITA, S.J campos ,Brazil,12228-900.*
- [14].Y. Yoon, Bo Pan, J. Papapolymou, M. M. Tentzeris and M. G. Allen ,"A Vertical W-band Surface-Micro machined Yagi-Uda Antenna", *School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, 30332, USA.*
- [15].Yujiro Taguchi, Qiang Chen, and KunioSawaya," Broadband Monopole Yagi-Uda Antenna",*Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 85, No. 1, 2002.*
- [16].J. Huang, "Planar microstrip Yagi array antenna," in *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., Jun. 1989, vol. 2, pp. 894–897.*
- [17].A. Densmore and J. Huang, "Microstrip Yagi antenna for mobile satellite service," in *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., Jun. 1991, vol. 2, pp. 616–619.*
- [18].J. Huang and A. Densmore, "Microstrip Yagi antenna for mobile satellite vehicle application," *IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 39, no. 7,pp. 1024–1030, Jul. 1991.*
- [19].Gerald R. DeJean" A New High-Gain Microstrip Yagi Array Antenna with a High Front-to-Back (F/B) Ratio for WLAN and Millimeter-Wave Applications," *Georgia Institute of Technology Atlanta, GA 30332-0250 USA February 19, 2006.*
- [20].G. DeJean and M. M. Tentzeris, "A Printed Microstrip Yagi Antenna Array for Millimeter-Wave Multi-Sector applications" *Georgia Electronic Design Center, School of ECE, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332-0250, U.S.A.*
- [21].Jonathan M. Rigelsford, "A compact stacked Archimedean spiral antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications Vol. 26, Nos. 17–18, December 2012, 2372–2380.*
- [22].R. Coe and G. Held, "A parasitic slot array," *IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 12, no. 1, pp. 10–16, 1964.*
- [23].Hongiang Zang. Conception, caractérisation et réalisation de réseaux d'antennes « fil-plaque ». Application à la réalisation d'antennes pour terminaux WIMAX montés dans les trains. Mai 2011, *Université de limoges*
- [24].D.S. Lerner, "A wave polarization converter for circular polarization", *IEEE Trans Antennas Propagation AP-13 (January 1965), 3–7.*
- [25].J.D.KRAUS. "Antennas" McGraw – Hill book Company- New-York – USA, 1950.
- [26].Louis D.Breetz "A Circularly Polarized Yagi Antenna System for NTS-I and NTS-2 Ground Stations," *Naval Research Laboratory; Sep 1976.*

- [27].Johan Huang,” Planar Microstrip Yagi antenna array,”*Patent Number 5220335, united stat, 15, Jun, 1993.*
- [28].Yan Li, Jun Ouyang, and Peng Yang “A CIRCULARLY POLARIZED COMPACT ANTENNAFOR UHF BAND RFID READER,” *Progress In Electromagnetic Research Letters*, Vol. 42, 119{127, 2013}.
- [29].Sun, S. and L. Zhu, \Miniaturized patch hybrid coupler using asymmetricly loaded cross slots,” *IET Microw. Antennas Propagat.*, Vol. 4, No. 9, 1427{1433, Sep. 2010.
- [30].Jay J. Yu and Sungkyun Lim “Design of an Electrically Small, Circularly Polarized, Parasitic Array Antenna for an Active 433.92-MHz RFID Handheld Reader,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 60, no. 5, may 2012
- [31].Kennedy and R. C. Eberhart, “Particle swarm optimization,” *presented at the IEEE Conf. Neural Networks IV, Piscataway, NJ, 1995.*
- [32].J.M. Fernández M. Sierra Pérez “A Circularly Polarized Omnidirectionnel Millimeter Wave Antenna,” *School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332-0250, USA.*
- [33].Xulin. Quan, Rong Lin Li, Manos M. Tentzeris, “A Novel Broadband Omnidirectional Circularly Polarized Antenna for Mobile Communications,” *This work was supported by the National Nature Science Foundation of China (60871061), the GDSF (81510641010000085), the SRFDP (20080561), and the Oversea Distinguished Professor Program from the Ministry of Education of China.*
- [34].F. Karshenas, A. R. Mallahzadeh, and A. Imani, “Modified TEM Horn Antenna for Wideband Applications”, *2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting.*
- [35].G. DeJean, R. L. Li, J. Laskar, and M. M. Tentzeris “Circularly Polarized Loop Antennas with a Parasitic Element for Bandwidth Enhancement” *polytechnic university of Madrid.*
- [36].R. L. Li, A. Traille, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, “Bandwidth and gain improvement of a circularly polarized dual-rhombic loop antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 84–87, 2006.
- [37].R. L. Li, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, “Wideband probe-fed circularly polarized circular loop antenna,” *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 18, pp. 997–999, Sep. 2005.
- [38].Jung-Woo Baik, Member, IEEE, Tae-Hak Lee, Student Member, IEEE, Seongmin Pyo, Student, Sang-Min Han, IEEE, Jichai Jeong, Senior, and Young-Sik Kim “Broadband Circularly Polarized Crossed Dipole With Parasitic Loop Resonators and Its Arrays,”

- IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 59, NO. 1, JANUARY 2011.
- [39].R. Li, G. DeJean, M. Maeng, K. Lim, S. Pinel, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, "Design of compact stacked-patch antennas in LTCC multilayer packaging modules for wireless applications," *Trans. Adv. Packag.*, vol. 27, no. 4, pp. 581–589, Nov. 2004.
- [40].G. R. DeJean, T. T. Thai, S. Nikolaou, and M. M. Tentzeris, "Design and analysis of microstrip Bi-Yagi and Quad-Yagi antenna arrays for WLAN applications," *Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 244–248, Jun. 2007.
- [41].Nasimuddin, K. P. Esselle, and A. K. Verma, "Optimization of stacked microstrip antenna for circular polarization," in *Proc. WARS2006 Conf., Sydney, Australia, Feb. 15–17, 2006*.
- [42].Nasimuddin, Member, IEEE, Karu P. Esselle, Senior Member, IEEE, and A. K. Verma, Member, IEEE "Wideband Circularly Polarized Stacked Microstrip Antennas," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 6, 2007.
- [43].N. Herscovici, Z. Sipus, and D. Bonafacic, "Circularly polarize single-fed wide-band microstrip patch," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 6, pp. 1277–1280, 2003.
- [44].Olivier Kramer, TarekDjerafi, and Ke Wu, "Vertically Multilayer-Stacked Yagi Antenna With Single and Dual Polarizations", *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 58, NO. 4, APRIL 2010.
- [45].R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Pattern synthesis for loaded N-port scatterers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, no. 2, pp. 184–190, 1974.
- [46].R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, 1978.
- [47].P. Tran, "Thales To Deliver AESA Radars Soon," *06-Jul-2010*.
- [48].Paul Mattheijssen, Matti H. A. J. Herben, G. Dolmans, L. Leyten, "Antenna pattern diversity versus space diversity for use at handhelds", *IEEE Transactions on vehicular Technology*, vol.53, n°4, July 2004, pages 1035- 1042.
- [49].S.Fassetta, "Etude et conception d'antennes directives à commande électronique pour réseaux locaux sans fil haut débit", *Université Paris XI, Mémoire de thèse, Septembre 2000*.
- [50].Laurent PETIT, "Antennes Reconfigurables à Base De Mems RF".*Thèse du doctorat Université Joseph Fourier,9 février 2007*.

- [51].L. PETIT, L. DUSSOPT, J.-M. LAHEURTE “Antenne à diversité de diagramme à base de MEMS RF “, *CEA-LETI, 17 Avenue des Martyrs, 38054 Grenoble Cedex 9 Université de Marne-La-Vallée, 77454 Marne La Vallée Cedex 2, France.*
- [52].R. W. Shaw, J. K. Kovitz, L. Johnson, and G. D. Arndt, “Design of a planar array of parasitic microstrip patch antennas,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1990. AP-S. Emerging Technologies for the 90's. Digest., 1990, pp. 1437–1440 vol.4.*
- [53].A. Miura, W. Luo, M. Taromaru, M. Ueba, and T. Ohira, “Experimental Study of Reactively Loaded Parasitic Mlicrostrip Array Antenna For Circular Polarization,” *ATR Wave Engineering Laboratories, Japan.*
- [54].Imen Ben Trad¹, Jean Marie Floch, Hatem Rmili, Mouhamed Drissi et Habib Zangar “Conception d'une Antenne Elliptique ULB à Rejet de Bande Reconfigurable pour les Télécommunications Multistandards,”*18èmes Journées Nationales Microondes 2013, Paris.*
- [55].L.Starman, J. R. Reid, R. T. Webster, and J. . Ebel, “RF MEMS Switches for Antenna Applications,” *presented at the Conference: 2004 SEM X International Congres & Exposition on Experimental & Applied Mechanics, 2004.*
- [56].Manouan Aka Constant Niamien, Ala Sharaiha, Sylvain Collardey and KourochMahdjoubi, “An Electrically small frequency reconfigurable antenna for DVB-H,” *IEEE International Workshop on Antenna Technology, pp 245-248, 2012.*
- [57].Pei-Yuan Qin, Andrew R. Weily, Y. Jay Guo, Trevor S. Bird, and Chang-Hong Liang “Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna” *IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 58, no. 8, august 2010.*
- [58].Yong Cai, Member, IEEE, Y. Jay Guo, Senior Member, IEEE, and Andrew R. Weily, Member, IEEE “A Frequency-Reconfigurable Quasi-Yagi Dipole Antenna,” *IEEE antennas and wireless propagation letters, VOL. 9, 2010.*
- [59].Kihun Chang, Hyungrak Kim, and Young Joong Yoon “A triple-band printed dipole antenna using parasitic elements,” *Microwave and optical technology letters / Vol. 47, No. 3, November 5 2005.*
- [60].R. E. Munson, "Microstrip Phased Array Antennas," *Proc. of Twenty-Second Symp. on USAF Antenna Research and Development Program, October 1972.*
- [61].R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 22, no. 1, pp. 74–78, Jan 1974.*

- [62].J.Q. Howell, "Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 22, pp. 90-93, Jan 1974.
- [63].C.S. Malagisi, "Microstrip disc element reflect array," *Electronics and Aeospace Systems Convention, Sept 1978*.
- [64].A. Kelkar, "FLAPS: Conformal phased reflecting surfaces," *Proc. IEEE National radar Cnof*, pp. 58-62, March 1991.
- [65].Y. ABDALLAH, "Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays: Definition of a strategy of design," thesis, *University of Limoges*.
- [66].Antoine G. Roederer, "Antennas for Space: Some Recent European Developments and Trends," *European Space Agency - PB 299, 2200AG Noordwijk, The Netherlands*.
- [67].Wei Xin Lin and Qing Xin Chu, "WIDE BEAMWIDTH QUADIFILAR HELIX ANTENNA WITH CROSS DIPOLES," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 40, 229-242, 2013.
- [68].Eun-cheol Choi, JaeW. Lee, Taek-Kyung Lee, and Woo-Kyung Lee, "Circularly Polarized S-Band Satellite Antenna With Parasitic Elements and Its Arrays," *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 13, 2014
- [69].E.-C.Choi ,J.W.Lee, and T.-K.Lee, "Modified S-band satellite antenna with isoflux pattern and circularly polarized wide beam width," *IEEE Antennas Wireless Pro pag. Lett.* , vol. 12, pp. 1319–1322, 2013.
- [70].YASUTO MUSHIAK, " A Theoretical Analysis of the Multi element End Fire Array with Particular Reference to the Yagi-Uda Array," *Tohoku 1956*
- [71].I. Ahmed, W. F. Perger, and S. A. Zekavat, "Effects of Ground Constituent Parameters on Array Mutual Coupling for DOA Estimation," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2011, Sep. 2011.
- [72].P. Uthansakul, D. Assanuk, and M. Uthansakul, "An Optimal Design of Multiple Antenna Positions on Mobile Devices Based on Mutual Coupling Analysis," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2011, Sep. 2011.
- [73].J.D.Kraus " Antenna " McGraw-Hill book Co.,Inc ,new York ,N.Y .,p.26and 141;1950.
- [74].R.W.P. King, R. B. Mack, and S. S. Sandler, *Arrays of Cylindrical Dipoles*, New York, Cambridge, 1968.
- [75].D. K. Cheng and C. A. Chen, "Optimum element spacings for Yagi-Uda arrays," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, AP-21, pp. 615-623, September 1973.

- [76].C. A. Chen and D. K. Cheng, "Optimum element lengths for Yagi-Uda arrays," *IEEE Tram. Ant. Prop.*, AP-23, pp. 8-15, January 1975.
- [77].G. R. Harik, F. G. Lobo, and D. E. Goldberg, "The compact genetic algorithm," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 3, no. 4, pp. 287–297, 1999.
- [78].E. A. Jones and W. T. Joines, "Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 9, pp. 1386–1392, 1997.
- [79].Y. Abdallah, F. Fezai, C. Menudier, M. Thevenot, and T. Monediere, "Switchable steerable square parasitic monopole array design using a genetic algorithm," *presented at the 2012 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied*
- [80].A. ELSAYED AHMAD, "Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter éléments : application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire," *text*, 2010.
- [81].Y. ABDALLAH, "Effects of the mutual couplings on the EM properties of reflectarrays : Definition of a strategy of design," thesis, Université de Limoges.
- [82].F. FEZAI, "Synthèse d'architectures d'antennes à éléments parasites pour la formation de faisceaux – application au projet Remote Wake Up (RWU),"dec 2013.
- [83].J. Thaysen, K. B. Jakobsen, and J. Appel-Hansen, "A logarithmic spiral antenna for 0.4 to 3.8 GHz". *Applied Microwave & Wireless*, pp. 32-45, Feb. 2001.
- [84].R. Bawer et al., "The spiral Antenna ", *IRE International Convention Record*, PI. T, pp. 84-95, May, 1960
- [85].Ludovic SCHREIDER "Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz", *thèse du doctorat Telecom paris avril 2006*.
- [86].HISAMATSU NAKANO, KAZUO NOGAMI, SATOSHI ARAI, HIROAKI MIMAKI ,JUNGI YAMOUCI, "A Spiral Antenna Backed by Reflector a Conducting Plane," *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, VOL. AP-34, NO. 6, JUNE 1986.
- [87].Steatite Q-par antennas (n.d.)Website :2-18 GHz spiral antennas. Available at :www.q-par.com/products/soiral-antenna/New-Improved-2-18-GHz-spiral-antennas (Accessed 31 July, 2013).
- [88].Hisamatsu Nakano, Tastsuya Igarashi, Hiroshi Oyanagi, Yasushi Iitsuka and Junji Yamaucuchi, "Unbalanced-Mode Spiral Antenna Backed by an Extremely Shallow cavity,"*IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol, NO.6,June 2009.

- [89].Gschwendtner E. et al., "Spiral antenna with external feeding for planar applications", The 1999 IEEE AFRICON, Volume 2, and 28 Sept.-1 Oct. 1999 Page: 1011 - 1014 vol.2.
- [90].Gschwendtner E. et al. "Low-cost spiral antenna with dual-mode radiation pattern for integrated radio services", Millennium Conference on Antennas & Propagation AP2000, Davos, Switzerland, April, 9- 14, 2000, CD-ROM.
- [91].Afsar M.N. et al., "A new wideband cavity- backed spiral antenna," 2001 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume: 4, On page(s): 124-127 vol.4, July 2001.
- [92].Thaysen J. et al, "Characterization and Optimization of a Coplanar Waveguide Fed Logarithmic Spiral Antenna," IEEE AP-S Conference on Antennas and Propagation.
- [93].<http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM07/RM07j/RM07j10.html>
- [94].American Radio Relay League. "ARRL hand book for radio communication s".chap 20 part 5.
- [95].,<http://www.xlim.fr/platinom/instrumentation-electromagnetisme>
- [96]. "http://www.coilcraft.com/."
- [97].<http://www.avx.com/>.
- [98].M. N. Sweeting and C. I. Underwood, "Small-Satellite Engineering and Applications," in P. Fortescue et al. (eds.), Spacecraft Systems Engineering, West Sussex, John Wiley & Sons Ltd., 2003, Chapter 18.
- [99].<http://www.syrlinks.com/en/products/cubesats/hdr-x-band-transmitter.html>
- [100].Thomas A. Milligan, Modern Antenna Design, 2nd Edition July 2005, Wiley-IEEE Press, ISBN: 978-0-471-45776-3.
- [101].Brachat, P., "Sectoral pattern synthesis with primary feeds," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.42, no.4, pp.484,491, Apr 1994. doi: 10.1109/8.286216
- [102].Garcia-Muller, P.L., "Optimisation of compact horn with broad sectoral radiation pattern," Electronics Letters, vol.37, no.6, pp.337,338, 15 Mar 2001. doi: 10.1049/el:20010268
- [103].Ravanelli, R.; I annicelli, C.; Baldecchi, N.; Franchini, F., "Multi-objective optimization of an isoflux antenna for LEO satellite down-handling link," Microwave

- Radar and Wireless Communications (MIKON), 2010 18th International Conference on , vol., no., pp.1,4, 14-16 June 2010.
- [104].Dante Colantonio, Claus Rosito "A Spaceborne Telemetry Loaded Bifilar Helical Antenna for LEO Satellites, Antenna Group - Technology Transfer Division. Villa Elisa, Buenos Aires, 1894, Argentina.
- [105].C. C. Kilgus, "Resonant quadrifilar helix," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. AP-17, no. 3, pp. 349–351, May 1969.
- [106].Sami Hebib, Nelson J. G. Fonseca, and HervéAubert, "Compact Printed Quadrifilar Helical Antenna With Iso-Flux-Shaped Pattern and High Cross-Polarization Discrimination,"*IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 10, 2011
- [107].M.Abri ,S.M. Bahoul and H. AbriBadoui Kyung, "Multi-Layered Ring Log-Periodic Antennas Array Design For GPS Systems,"*International Journal of computer Networks & Communications (IJCNC)* VOL,N0.3,May 2012.
- [108].Ivan Gonzalez, Josefa Gomez, AbdelhamidTayebi, and Felipe Catedera,,"Optimisation Of Dual-Band Helical Antenna For TTC Applications at S Band", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*,Vol.54,N0.4, August 2012.
- [109].<http://www.resnetmicrowave.com/product.php?id=40>
- [110].<http://www.3dcontentcentral.com/>
- [111].http://www.cibel.com/sites/default/files/d01_004_ind_k_cap_cibel_english_january_2013_1_-_copie.pdf

ANNEXES

ANNEXE I. ETUDE PREMILINAIRE SUR LA
CONCEPTION DES ANTENNES RESEAU
POUR CREE UN DIAGRAMME ISOFLUX

Annexe I Etude préliminaire sur la conception des antennes réseau à diagramme isoflux

Après avoir vue l'état de l'art sur la formation d'un diagramme isoflux. Nous avons pensé néanmoins que ce type de mission peut être couvert par une antenne réseau. Des études préliminaires s'appuyant sur les travaux antérieurs du laboratoire concernant la synthèse des antennes réseau couplés [80] ont fourni les premiers résultats. Une structure présentée sur la Figure A- 1 met en œuvre une synthèse de réseau dont la fonction est de rayonner à 8.2GHz de la polarisation circulaire dans des directions choisies $\{\theta ; \phi\} = \{0 ; 0\}$, $\{60 ; 0\}$, $\{60 ; 60\}$, $\{60 ; 120\}$... $\{60 ; 300\}$ avec un contraste de 3dB entre la directivité dans les directions $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 60^\circ$. Le réseau planaire est composé de 7 patchs alimentés par deux sondes pour permettre de gérer la polarisation. Ce réseau s'inscrit dans l'empreinte réservée sur le satellite.

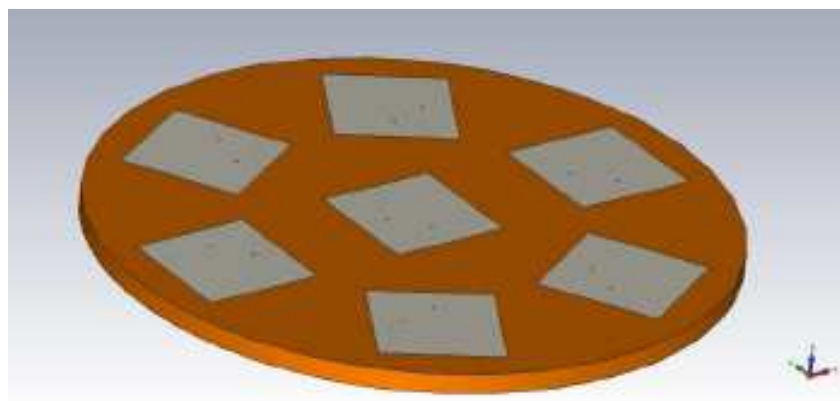


Figure A- 1: réseau patch de 7 éléments

La synthèse fournit les pondérations à appliquer sur chaque sonde ainsi que les impédances d'entrée à réaliser avec le futur circuit de pondération. Le diagramme de rayonnement est illustré par la Figure A-2. Cette dernière montrerait que les performances en rayonnement satisfont les besoins. Néanmoins une observation plus précise des pondérations nécessaires à affecter aux 14 sondes d'excitations (Tableau A1-1) aboutit à des impédances d'entrée irréalisables par des circuits passifs. Certaines impédances d'entrée se révèlent être négatives. Ceci traduit l'impact des couplages entre les éléments. Plus précisément, les amplitudes du poids couplés sont plus fortes que les poids nécessaire pour synthétiser un diagramme objectif. La conséquence sur les impédances est donc inévitable.

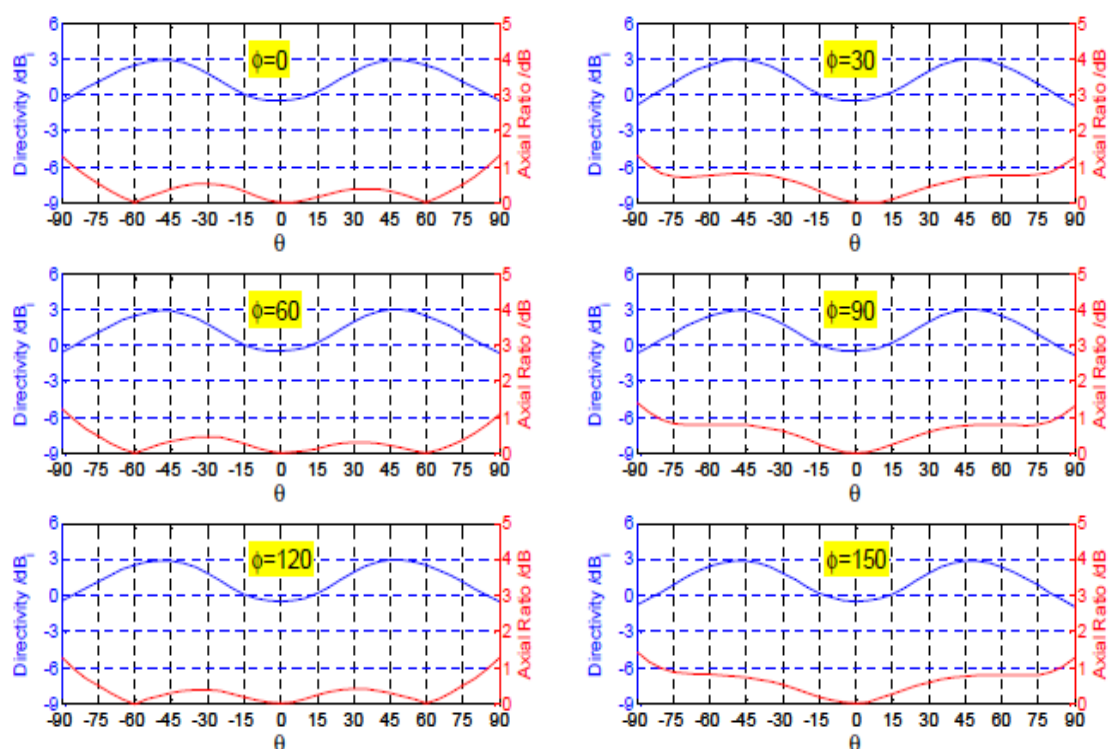


Figure A-2 : Taux d'ellipticité (rouge) et directivité (bleu) en fonction de θ pour 6 plans ϕ à 8.2GHz

port	Amplitude de a_i	Phase de a_i	Z_1
1	0.54891	70°	$128.37-62.9i \Omega$
2	0.5466	214°	$86.91+41i \Omega$
3	0.049463	0°	$-2.87+39.51i \Omega$
4	0.2544	347.7°	$-14.82-98.31i\Omega$
5	0.055795	330.8°	$2.45+18.54i \Omega$
6	0.24618	45.3°	$-24.81-124.71i\Omega$
7	0.087135	30.3°	$2.34+1.68i \Omega$
8	0.25692	102.3°	$-29.36-127i \Omega$
9	0.031567	181.7	$-1.17+40.02i \Omega$
10	0.24974	167.8°	$-14.36-98.4i \Omega$
11	0.049098	150.45°	$2.92+34.77i \Omega$
12	0.24046	227.7°	$-17.53-111.22i \Omega$
13	0.075356	209.3°	$1.91+4i \Omega$
14	0.2572	280.3°	$35.06-134i \Omega$

Tableau A1-1: Pondérations et impédances calculées par synthèse

On voit ici que la synthèse de diagramme n'est pas suffisante pour relever le défi. Il faut envisager de diminuer les couplages entre les antennes. Pour cela, il faudra éloigner les antennes ou rendre les diagrammes des différentes antennes élémentaires plus orthogonaux (ou différents), c'est à dire qu'ils ne rayonnent pas tous systématiquement dans la même direction.

ANNEXE II. Effet des corrugations sur le
rayonnement du patch et justificatif des dimensions

ANNEXE II. Effet des corrugations sur le rayonnement du patch et justification des dimensions

Optimisation du patch à excitation séquentielle avec 4 ports discrets

L'antenne patch optimisé dans cette structure représente le seul élément actif dans l'antenne. En effet, l'antenne patch déjà décrite a un diamètre de 10.9 mm et fonctionne dans la bande X [8-8.4 GHz] à une fréquence centrale $f_0 = 8.2$ GHz, la dimension de substrat est de 33 mm où on a prévu l'implantation d'un circuit d'alimentation sur le dos du substrat. Comme on a décrit précédemment l'énergie est ramenée au patch par l'intermédiaire des ports coaxiaux (Figure A- 3) excité séquentiellement (0° , 90° , 180° , 270°). Les diagrammes de directivité et taux d'ellipticité sont fournis selon deux plans orthogonaux sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz par un pas de 100 MHz sont présentés sur les Figure A-4 et Figure A-5.

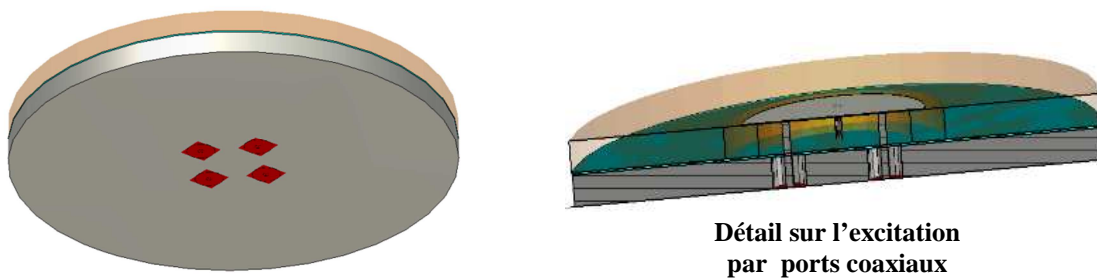


Figure A- 3 : Vue de dessus de l'antenne patch à excitation séquentielle alimentée par 4 ports coaxiaux, (à droite) détail de l'excitation

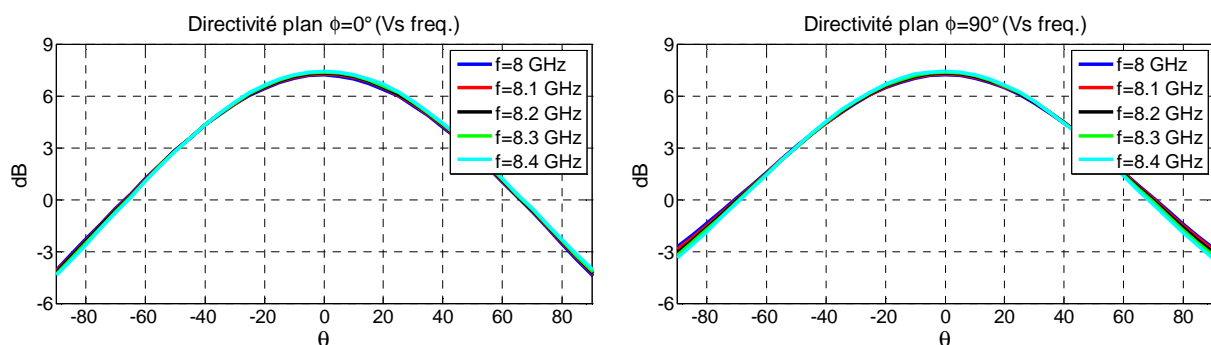


Figure A-4: Diagrammes de directivité de l'antenne dans les plans $\Phi=0$ et $\Phi=90^\circ$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

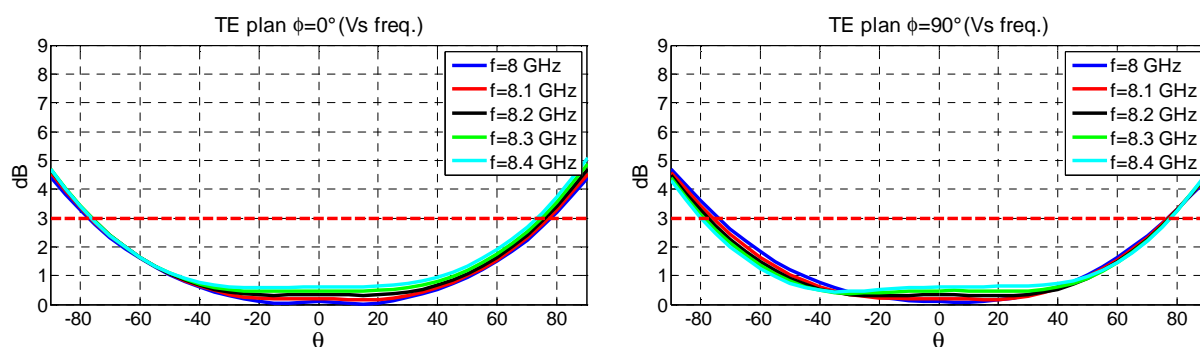


Figure A-5: Taux d'ellipticité de l'antenne dans les plans $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$ sur la bande couvrant 8GHz à 8.4GHz.

La relative symétrie de l'excitation permet de maintenir les performances quel que soit le plan Φ . La directivité atteint un maximum dans l'axe de 8 dB et le TE reste inférieur à 3 dB pour $\theta=75^\circ$ sur toute la bande. Cette antenne patch sera surélevée de 13 mm sur un cylindre de 33 mm de diamètre par rapport à un plan de réflecteur corrugé de 83 mm du diamètre afin de modifier le rayonnement du patch. Dans la partie suivante on va présenter l'effet de ce plan réflecteur sur le rayonnement du patch.

Optimisation des corrugations et le positionnement du patch

Différemment au rôle des pièges décrit dans la solution «antenne cornet à piège» qui sert à créer des auto-résonances à une différence de phase de 180° avec la source pour rayonner de façon isoflux. Ces corrugations ne sont pas des pièges qui nécessiteront un effet de profondeur comprise entre 20 mm et 25 mm pour créer l'isoflux, la profondeur des corrugations ne dépasse pas 9.5 mm. Ces derniers limitent le rayonnement arrière, servent un plan réflecteur des éléments parasites et permettent de limiter les courants parasites. Ces corrugations vont participer à la formation d'un diagramme isoflux lorsqu'on intègre les éléments parasites au sein de la structure. Ces corrugations ont une profondeur de $\lambda/4$ (9.5 mm) ce qui présente la même profondeur d'un piège, ce choix se traduit par le fait que cette solution est proposée afin de compacter l'antenne le maximum possible pour respecter le cahier des charges imposé dans ce projet. L'antenne patch avec le plan réflecteur est présentée sur la Figure A-6. Ces corrugations sont espacées de 6.9 mm, la dimension globale de l'antenne est de 83 mm de diamètre. Ce plan réflecteur a été fixé pour la suite d'étude pour ne pas dépasser l'encombrement désiré. Ce plan réflecteur corrugé a un effet sur le rayonnement du patch qui va

créer par défaut une image électrique du rayonnement du patch avec une phase de re-rayonnement spécifié.

L'effet de ces corrugations sur le champ rayonné dépend de la position de l'antenne patch par rapport à ces derniers. Pour quantifier les performances et afin d'appréhender l'effet des corrugations sur l'antenne plaquée, un jeu de paramétrage a été effectué sur la position (h) du toit du patch optimisée précédemment.

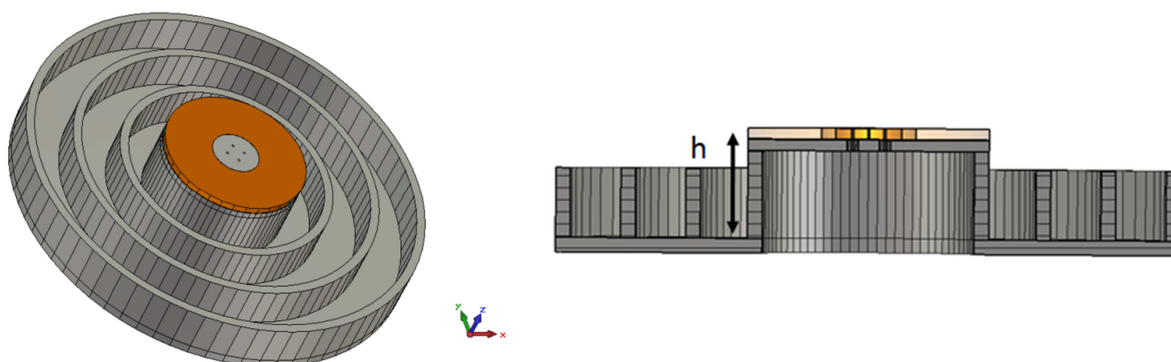


Figure A-6 : Représentation de l'antenne plaquée au-dessus d'un plan réflecteur à corrugations concentriques

Pour effectuer cette étude nous considérons les anneaux de référence déjà définie et on fait varier la position h de l'antenne patch. Les critères clés qui ont été considérés dans l'étude, ont été la directivité et le taux d'ellipticité. L'évolution de la directivité dans deux plans orthogonaux pour différente position (h) est illustrée sur la Figure A-7. La Figure A-8 relève la variation de taux d'ellipticité en fonction de la position de l'antenne plaquée.

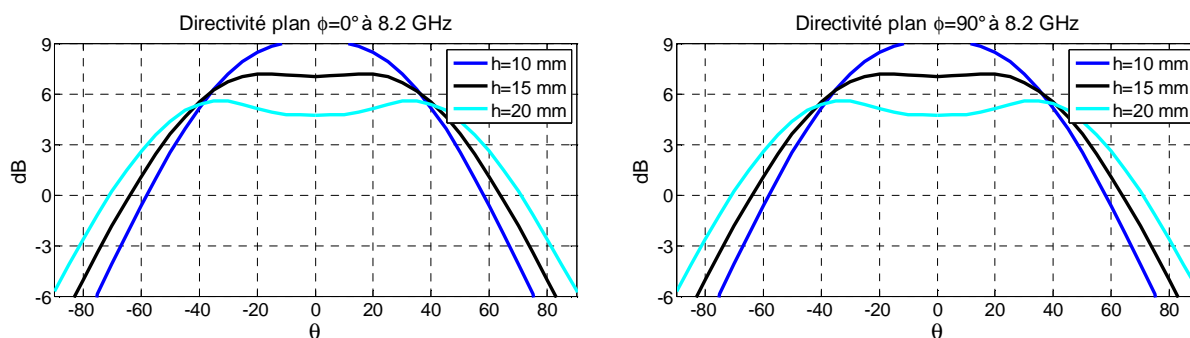


Figure A-7 : l'évolution de la directivité dans les deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ en fonction de la position de l'antenne patch

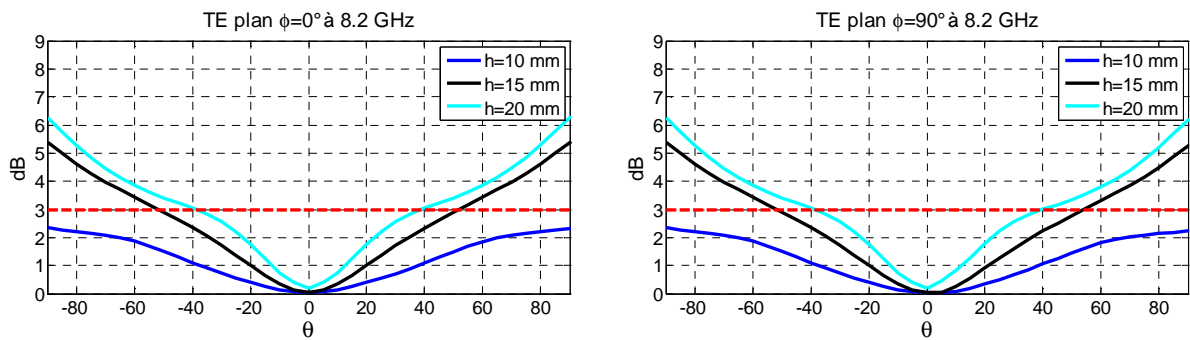


Figure A-8 : l'évolution du taux d'ellipticité dans les deux plans orthogonaux $\{\Phi=0^\circ, \Phi=90^\circ\}$ en fonction de la position de l'antenne patch

Nous pouvons voir donc que le changement de la hauteur (h) engendre une modification significative sur la forme du diagramme de directivité et sur le taux d'ellipticité. A titre d'exemple, pour une hauteur (h) de 10 mm les performances restent proches de celle de l'antenne patch toute seule, cependant avec l'augmentation de la hauteur du patch le rayonnement s'approche plus de la forme isoflux.

Pour une hauteur de 20 mm la directivité atteint un maximum à $\theta = 40^\circ$ et reste toujours supérieur à 3dB pour $\theta = \pm 60^\circ$ (Figure A-7). Par contre le taux d'ellipticité devient plus fort et atteint une valeur de 3 dB pour un angle d'ouverture de $\pm 40^\circ$ (Figure A-8). On constate alors que l'augmentation de la hauteur de la source nous a permis d'aboutir à un diagramme isoflux qui est justifiée par le fait que la position de la source par rapport aux corrugations gère le déphasage entre le rayonnement de l'antenne patch et l'image électrique de rayonnement créée par le plan réflecteur. Il faut noter que le dépassement de l'antenne hors du volume du satellite est limité à 9 mm ainsi que la partie encastrée dans la plateforme il faut qu'elle soit le minimum possible. Pour ces raisons une hauteur (h) de 15 mm a été choisie pour la suite de notre étude. Nous pouvons voir à l'issue de cette étude paramétrique qu'un compromis en fonction de la hauteur de la source est nécessaire pour satisfaire les deux critères clés que sont la directivité et le taux d'ellipticité de l'antenne on respectant le cahier des charges de l'application visée. La structure déjà présentée est fixée pour la suite de notre étude. L'objet du paragraphe suivant est d'améliorer ces performances par la présence des éléments parasites au sein de la structure sans que l'antenne soit encastrée dans la plateforme.

**ANNEXE III. DEFINITION D'UN CRITERE DE
MAILLAGE SPECIFIQUE**

0. Définition d'un critère de maillage spécifique

Présentation du solveur transitoire et solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS

Le domaine temporel ou transitoire du simulateur CST-MWS est utilisé pour résoudre un problème sur une large bande de fréquence, alors que le domaine fréquentiel est établi pour des problèmes à bandes étroites ou pour une seule fréquence, on pourra utiliser également le solveur fréquentiel pour des structures avec de petits détails devant la longueur d'onde. En effet, dans le domaine temporel il n'existe qu'un seul maillage, le maillage hexaédrique. Il s'agit d'un maillage à partir d'octogone, alors que dans le domaine fréquentiel, on trouve le maillage tétraédrique. Le maillage hexaédrique du solveur transitoire permet un temps de calcul plus rapide mais son défaut est qu'il n'est pas forcément représentatif de la structure contrairement au maillage tétraèdre du solveur fréquentiel qui est très coûteux en mémoire et en temps.

Donc le maillage dans la simulation électromagnétique a une grande importance car, les résultats ne seront pertinents que si l'utilisateur définit un "bon" maillage, c'est-à-dire un maillage adapté à ce qu'il souhaite simuler. Pour ce raison nous allons chercher à définir un critère de maillage spécifique pour cette structure. Cette étape peut réduire le temps des calculs de façon énorme sans pour autant dégrader les résultats. Les résultats de la simulation peuvent être aussi affecter par la couche PML (Perfect Matching Layer), ces PML permettent de modéliser des espaces ouvertes, en définissant un loi d'absorption du champs qui permettent d'absorber toutes les ondes sortantes d'un domaine de calcul afin d'éviter la présence d'une énergie résiduelle dans le volume de calcul. Une étude préliminaire a été menée pour évoluer l'effet de la distance PML sur les résultats, mais aucun effet de la distance de PML n'a été détecté. Donc nous avons gardé la valeur utilisée par défaut par CST MWS ($\lambda/8$) pour les deux solveurs.

Pour assurer une simulation bien précise, nous avons lancé tout d'abord une simulation avec un raffinement de maillage (étude de convergence) dans le domaine fréquentielle de simulateur CST-MWS. La convergence est obtenue quand l'accroissement de nombre des mailles ne change pas les résultats. Cette étape nous a permis de garantir une simulation correcte. Cependant, la simulation globale de l'antenne à éléments parasites dans

le domaine fréquentiel est rendu impossible par les outils informatiques de laboratoire. Donc Pour simuler correctement la face avant de l'antenne (antenne, lignes et transitions) dans le domaine transitoire du simulateur CST-MWS avec un temps de calcul réduit, nous définirons un critère de maillage spécifique. Nous allons présenter dans cette partie une étude de convergence de façon à extraire des règles de configuration générales dans le solveur transitoire de façon à évaluer l'influence de ces principaux paramètres, pour traiter toute la face avant de l'antenne.

1. Explication de modèle proposée

L'approche proposée est basé sur le fait que le maillage est densifié dans les zones critiques où le champ risque de subir des variations importantes et plus grossier dans les zones moins sensibles. Plus précisément le maillage réalisé par le solveur fréquentiel sera traité de la même manière par le solveur transitoire.

Pour trouver le maillage satisfaisant pour nos simulations on a simulé pour une seule fois l'antenne patch par le solveur fréquentiel en réalisant un maillage adaptative. La Figure A- 9 décrit le maillage tétraédrique du solveur fréquentiel, on peut constater que le maillage se renforce sur les bords du toit du patch où on a un maximum du champ, donc dans un premier temps on a réalisé le même principe par le solveur transitoire. Pour le faire, un bloc circulaire qui dépasse le toit de patch a été créé afin de réaliser le même maillage sur le toit du patch par le solveur transitoire (Figure A- 10).

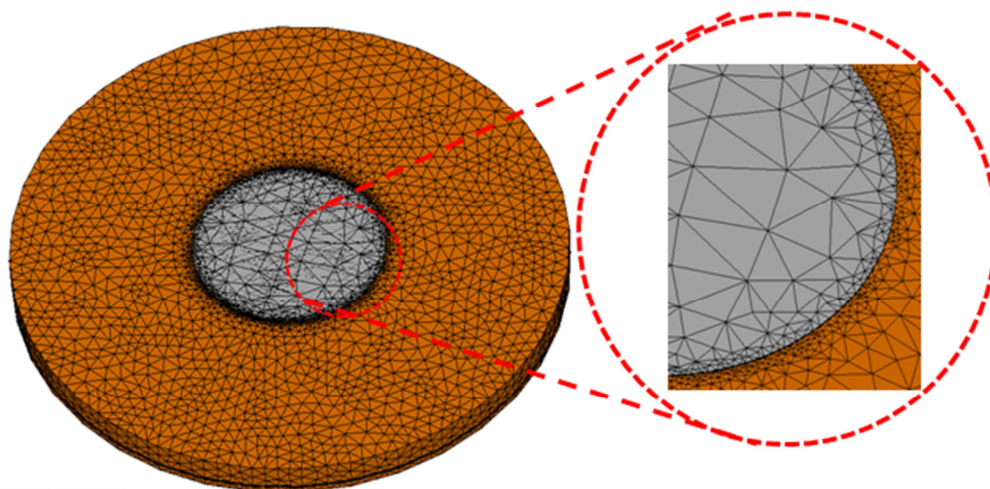


Figure A- 9: patch simulé par le solveur fréquentiel du simulateur CST-MWS

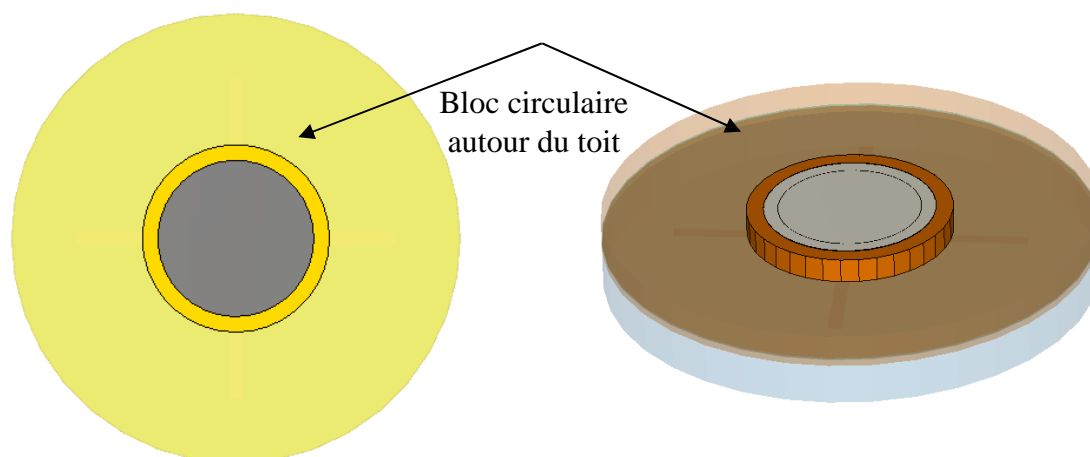


Figure A- 10 : Création d'un bloc autour du toit pour réaliser le maillage convenable

Le bloc mailler vue de dessus et dessous est présenté sur la Figure A- 11, en plus on a renforcé le maillage sur le diamètre des vias (6 maille sur le diamètre) et nous avons réalisé 4 maille dans le substrat suivant l'axe z.

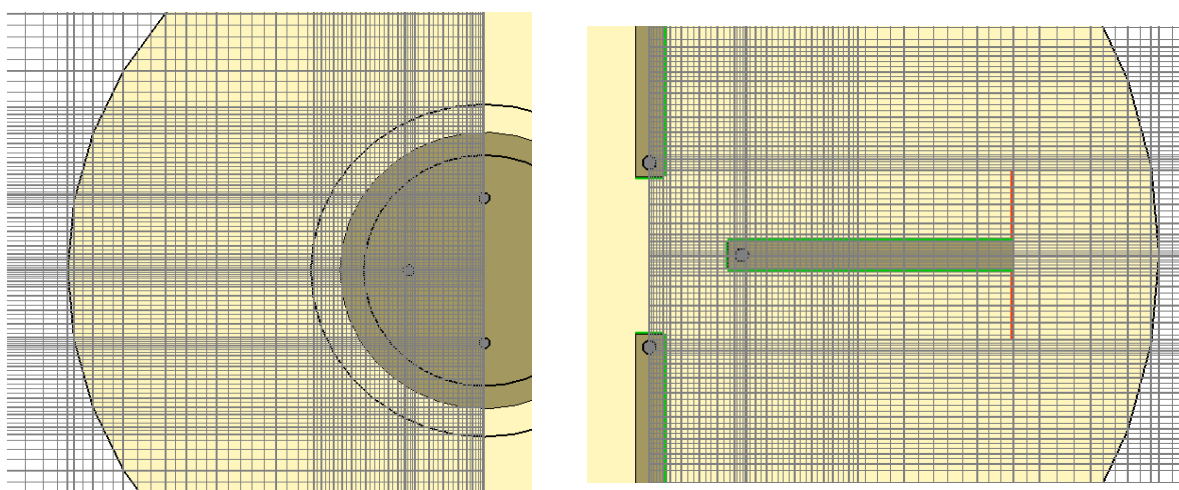


Figure A- 11: maillage du bloc circulaire crée pour réaliser le maillage convenable

Il va maintenant falloir configurer le maillage globale de l'antenne, afin d'obtenir les meilleurs résultats de simulation. Le but, est d'obtenir un nombre de mesh pas trop important pour ne pas avoir un temps de calcul trop long mais, il faut que ce nombre soit suffisant pour qu'il simule au mieux la structure. Par défaut toutes les valeurs sont mises à 10.

Les paramètres de maillage sont les suivants :

"Cells Per Wavelength" : Cette valeur est liée à la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée définie dans le domaine de fréquence. Elle définit le nombre minimum de lignes de maille dans chaque direction en fonction de la longueur d'onde. Ce paramètre a une influence forte sur la qualité des résultats et le temps de calcul. L'augmentation de ce nombre mène à une exactitude plus élevée, mais augmente malheureusement également le temps de calcul.

"Cells per max box model edge" : Ce paramètre vous laisse définir une limite inférieure des lignes de maille à employer pour la création de celles-ci. Ce paramètre est indépendant par rapport au précédent. En fait il définit une distance minimale entre deux lignes de maille.

Dans notre cas ces paramètres sont mis à 15 (Figure A- 12). Les résultats de comparaison du rayonnement et de la matrice S de l'antenne obtenus par les deux solveurs sont présentés successivement sur les Figure A- 13 et Figure A- 14.

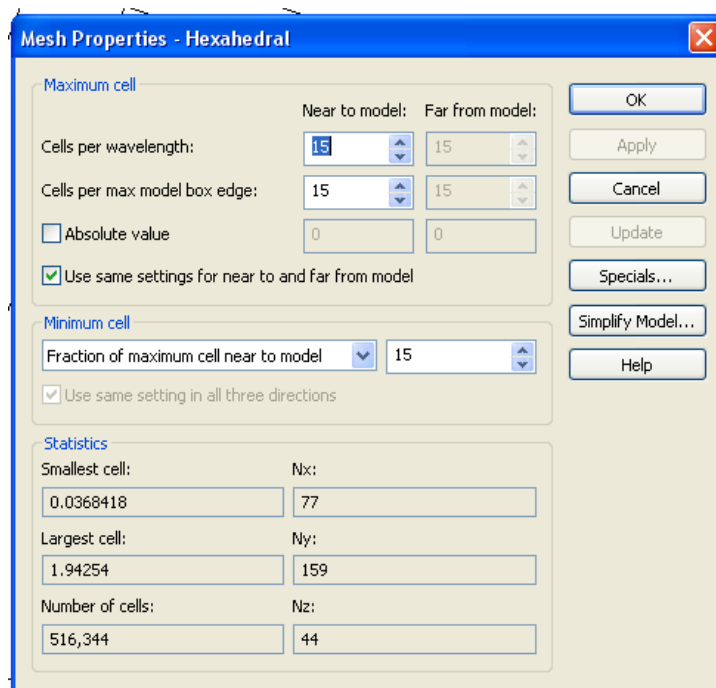


Figure A- 12: propriétés globale du maillage

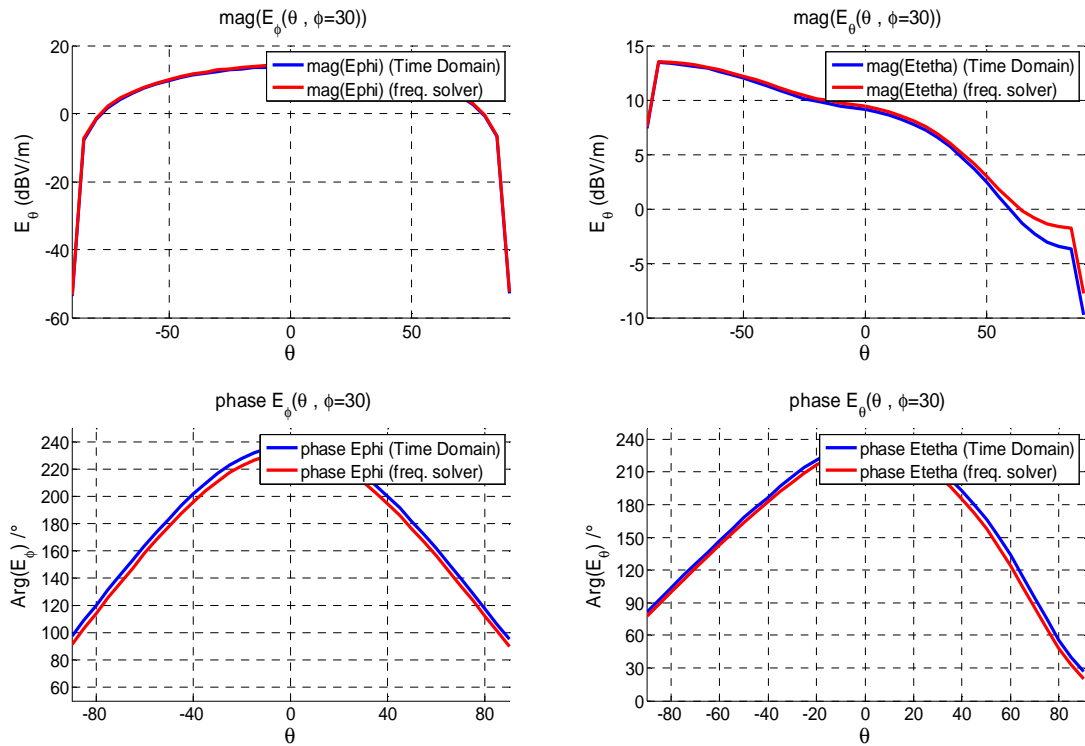


Figure A- 13: Comparaison de diagramme de rayonnements pour un maillage adaptative par solveur fréquentiel et le maillage défini en transitoire

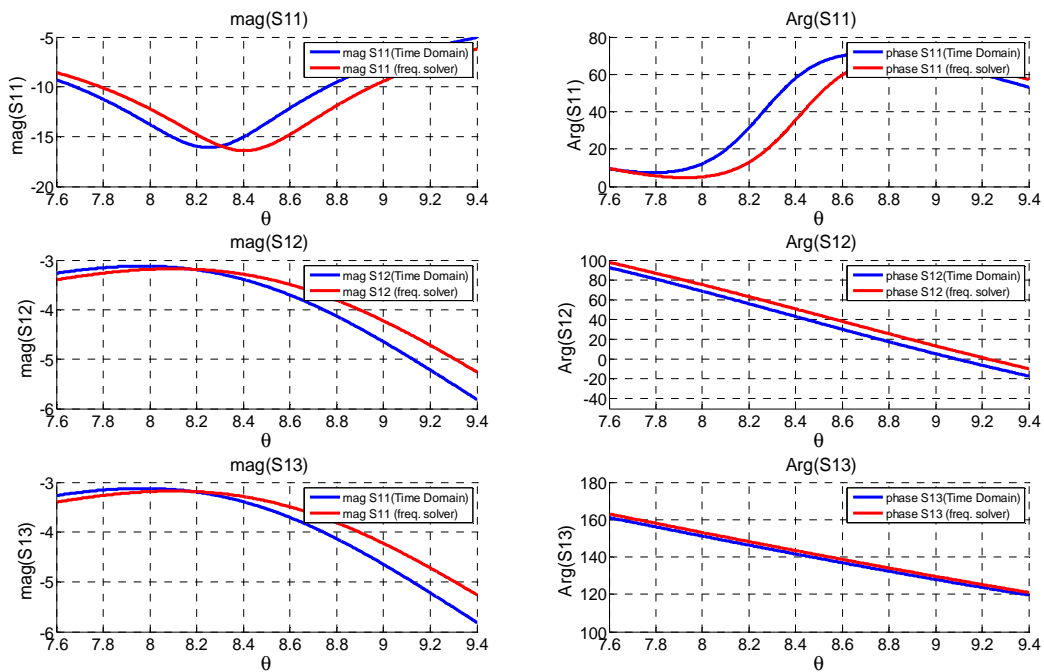


Figure A- 14: Comparaison de la matrice S pour un maillage adaptative par solveur fréquentiel et le maillage défini en transitoire

D'après les courbes ci-dessus, on peut constater une convergence imparfaite et qu'un défaut apparaît au niveau de la courbe obtenue en appliquant le maillage déjà défini. Pour tenter d'expliquer ce problème, nous allons examiner l'influence d'autres paramètres intervenant dans la configuration du solveur. Comme tous les éléments constituant l'antenne ont été maillés il nous reste à identifier le maillage au-dessus de la structure, nous avons donc maillé le toit du patch afin d'augmenter le maillage au-dessus de la structure et pour savoir si ce paramètre était responsable du défaut observé. La Figure A- 15 montre le toit du patch maillé par une seule maille.

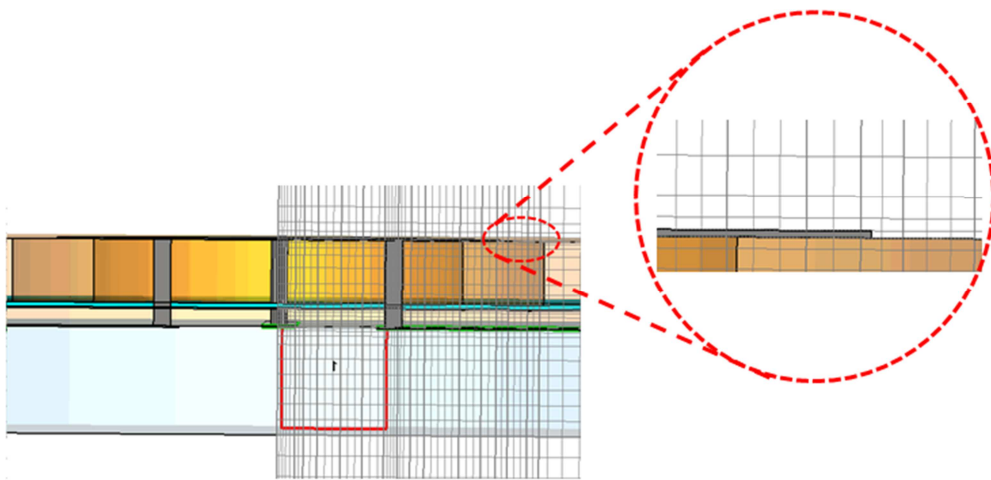


Figure A- 15: Réalisation d'un maillage sur le toit du patch

Le maillage au-dessus de l'élément rayonnant est paramétré par le taux d'expansion (Smooth mesh with equilbrated ratio). Ce paramètre est par défaut 1.9, donc nous avons réalisé une étude paramétrique sur ce paramètre pour avoir la convergence avec le minimum possible de temps de calcul. La convergence a été obtenue pour une valeur de 1.8 (Figure A- 16). L'étude comparative sur le rayonnement et la matrice S de l'antenne cette fois ci sont présentés sur les Figure A- 17 et Figure A- 18. En comparant les résultats, nous constatons que les valeurs obtenues sont similaires et nous observons une bonne concordance entre les résultats obtenus par les deux solveurs.

Smooth mesh with equilbrated ratio : Cette option contrôle le maillage afin d'améliorer la qualité du maillage généré. Il représente le rapport maximal entre la longueur des deux bords adjacents. Ce paramètre doit être supérieur à 1. Plus il est proche de 1, le maillage sera plus lisse.

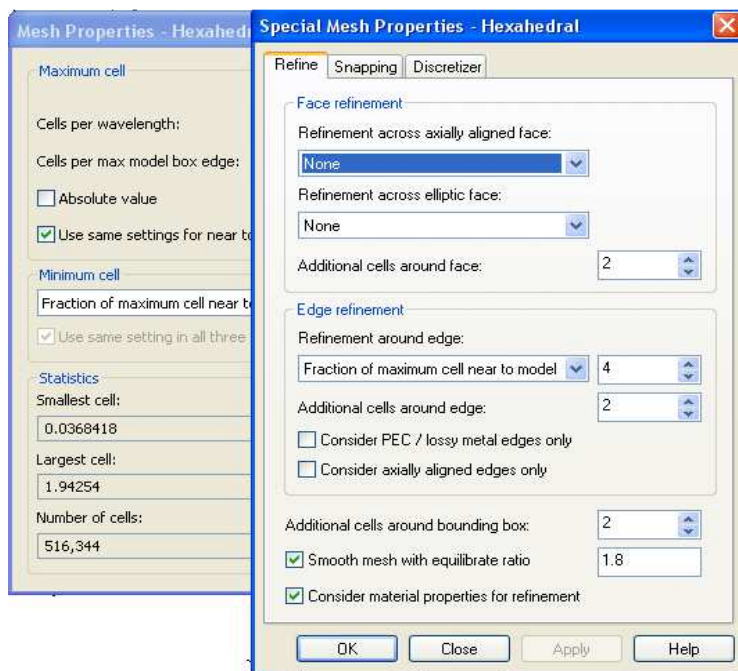


Figure A- 16: Définition du taux d'extension du maillage

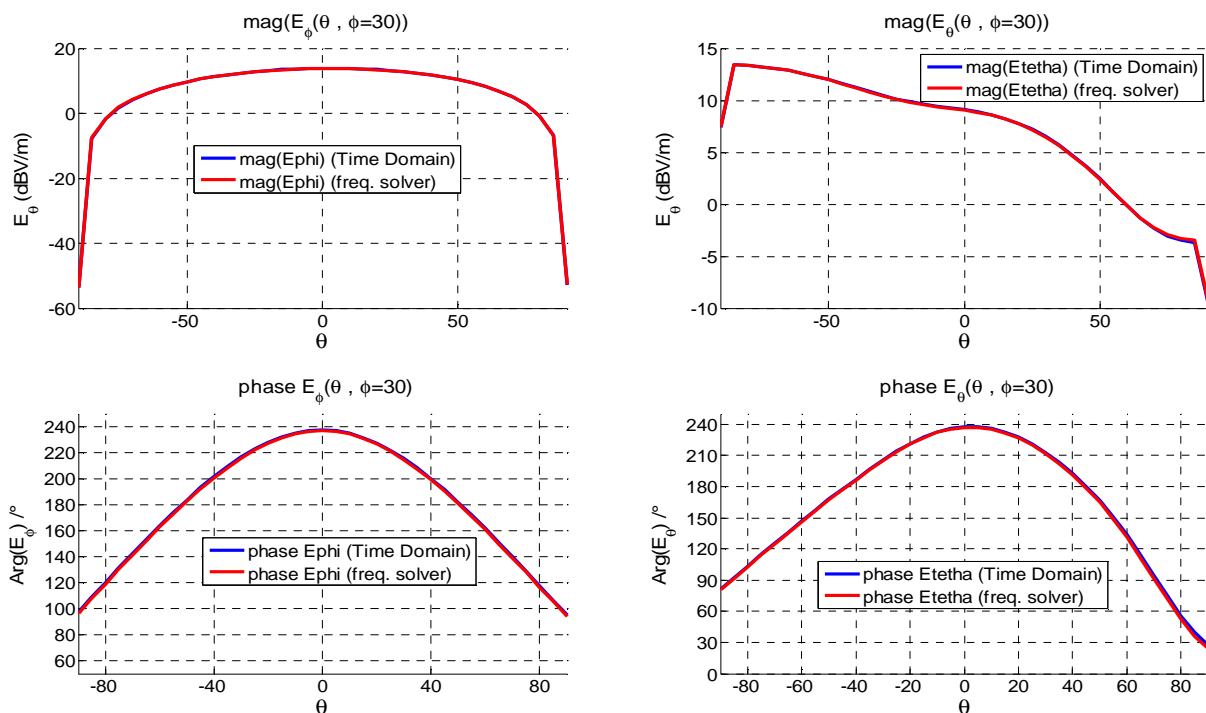


Figure A- 17: Comparaison de diagramme de rayonnements pour un maillage adaptative par solveur fréquentiel et le maillage définit en transitoire

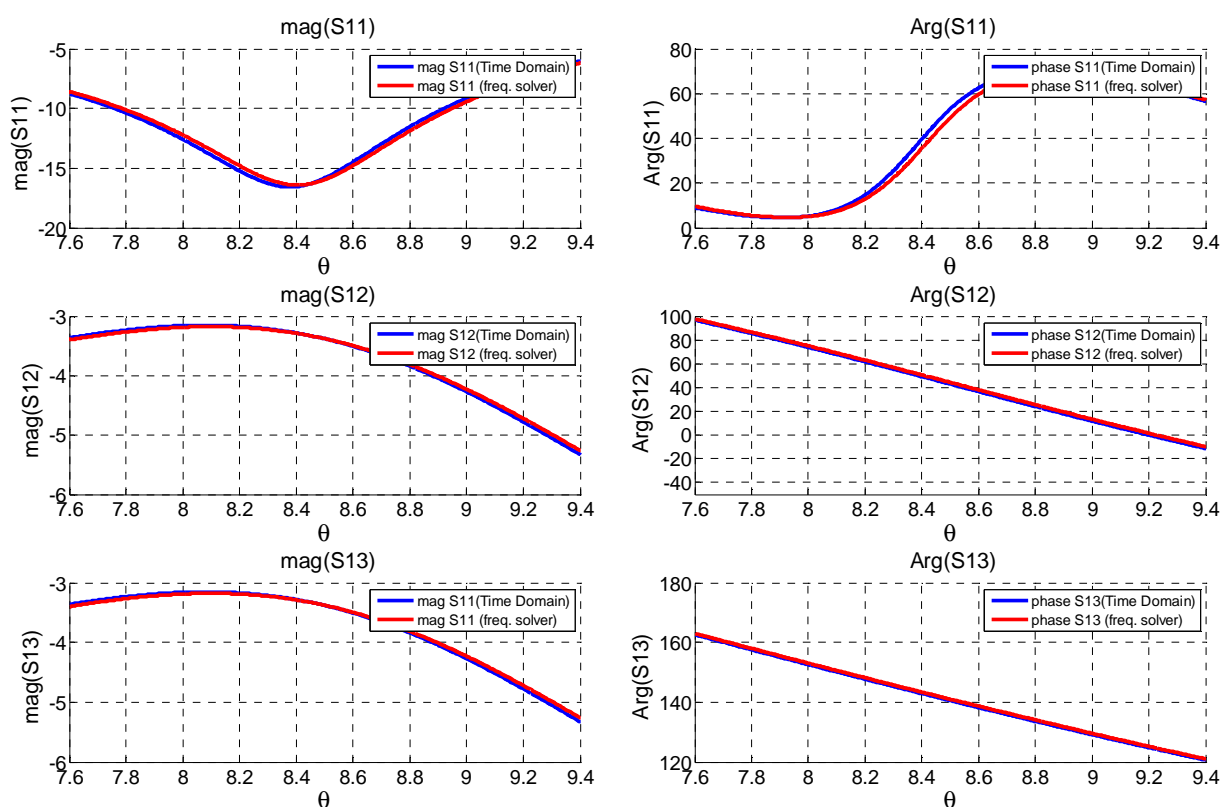


Figure A- 18: Comparaison de la matrice S pour un maillage adaptative par solveur fréquentiel et le maillage défini en transitoire

L'étude comparative des conditions de maillage défini en transitoire et le maillage adaptative par le solveur fréquentiel ont permis de montrer que le critère de maillage défini en transitoire semble être fiable pour notre étude, avec un temps de calcul réduit, car en comparant le temps de calcul associés à ces deux types de simulation (Tableau A1-2) nous constatons que les simulations en fréquentiel sont environ 30 fois plus lentes pour aboutir à un résultat similaire. Il en ressort que le solveur transitoire du simulateur CST-MWS sera privilégié pour la suite des modélisations.

Solveur	fréquentiel	transitoire
CPU	9 h	17 min

Tableau A1-2: Temps de calcul associés au deux solveur

ANNEXE IV. METHODOLOGIE POUR
L'ASSOCIATION DES COUPLEURS

ANNEXE IV. Méthodologie pour l'association des coupleurs

L'association de ces coupleurs dans le même circuit nécessite d'équilibrer les phases entre les deux coupleurs hybrides, ces phases ont été optimisé en appliquant une rotation entre le coupleur à 180° et les coupleurs hybrides. Dans ce manuscrit nous avons voulu proposer une méthodologie de conception adaptée à nos besoins afin de faciliter la conception des circuits sous MOMENTUM, cette méthodologie a été développée sous MATLAB elle nous permet de calculer les positions et les longueurs des lignes à rajouter et les angles de rotation de tous les éléments constituant le circuit (Figure A- 19).

Pour corriger l'erreur de la phase entre les coupleurs hybrides, il suffit de réaliser une rotation de l'anneau de quelque degré et après nous introduisons les nouveaux paramètres calculés (Bend, longueur des lignes, angle de rotation). A titre d'exemple, la Figure A- 20 montre trois exemples pour 3 angles de rotation.

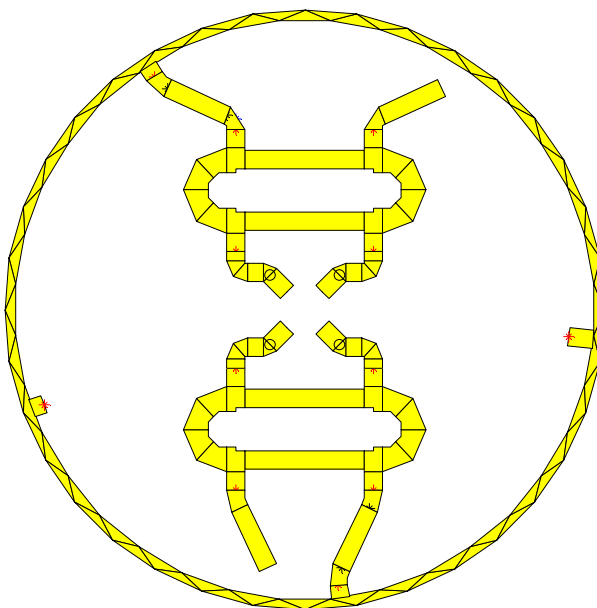


Figure A- 19: association de 3 coupleurs sous MATLAB, les paramètres des tous les éléments sont calculés

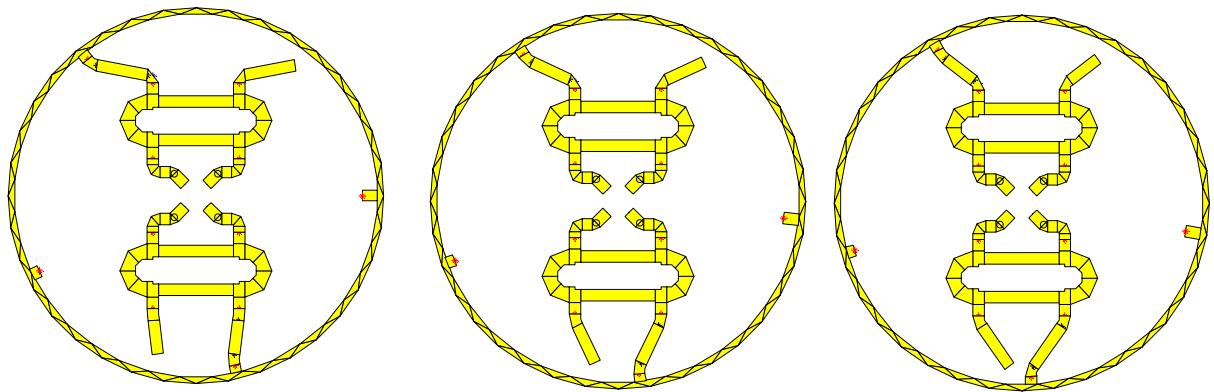


Figure A- 20 : trois exemples de la rotation de l'anneau afin de corriger l'erreur de phase entre les coupleurs hybrides

Cette méthodologie d'association des coupleurs va faciliter la conception des circuits dans la partie prototypage.

ANNEXE V. VALIDATION DU CIRCUIT PAR
CST-MWS

ANNEXE V. Validation du circuit par CST-MWS

Cette partie présente une étude comparative qui nous permettons de valider les performances du circuit réalisé sous MOMENTUM par CST-MWS avant de passer à la phase de prototypage. Donc, dans cette partie nous allons chercher à comparer les résultats obtenus avec les deux logiciels de simulation, pour cela dans un premier temps nous allons chercher le type d'excitation numérique qui correspond à notre circuit.

Excitation du circuit par des ports de type wave guide

Le port le plus souvent utilisé pour exciter une ligne de transmission est le port de type wave guide. Donc nous avons excité le circuit par 8 ports de type waveguide comme la montre la Figure A- 21. L'étude de convergence des performances du circuit simulé par CST-MWS en utilisant ces ports d'excitation a montré un désaccord avec les résultats prédits par MOMENTUM. En regardons les positions des ports présentés sur la Figure A- 21, Nous remarquons que ces ports sont proche l'un de l'autre (1,2,3 et4) et le port 6 aussi il va perturbé les performances du coupleur hybride. La simulation du circuit par ces ports engendre un faux calcul numérique.

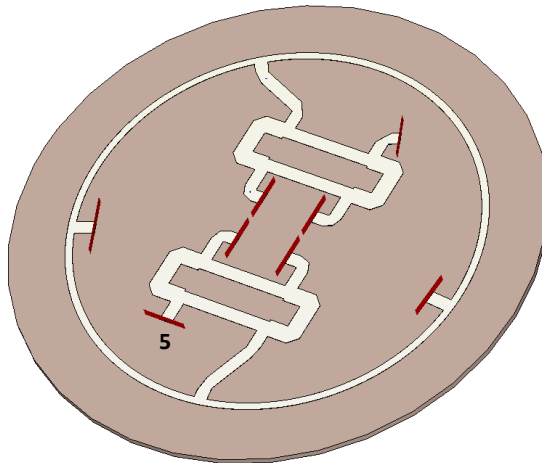


Figure A- 21: Le circuit de distribution excité par des ports de type waveguide

Il est à noter que l'impédance caractéristique calculé par CST-MWS d'une ligne de transmission isolée de même largeur que les accès du circuit (largeur de 0.82 mm) est de l'ordre de $Z_E = 51 + j20 \Omega$.

Optimisation d'une excitation numérique de type ports discret

Pour remédier au problème de couplage entre les ports wave-guide et les lignes du circuit, ces wave-guide sont remplacés par des ports discrets, de même impédance que les lignes d'alimentation (51Ω) et un charge discret (0.55 pF) pour compenser la partie imaginaire. La Figure A- 22 illustre le circuit simulé et le maillage tétraédrique réalisé par CST-MWS. Pour assurer un temps de calcul réduit avec une résolution numérique correcte nous avons choisis une configuration comme la présente la Figure A- 23.

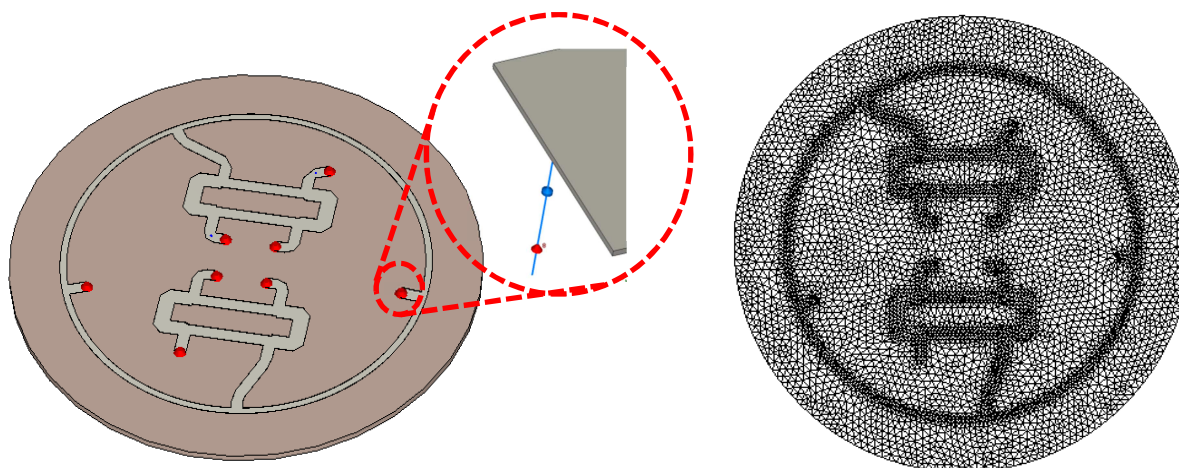


Figure A- 22 : Le circuit a été simulé avec le solveur fréquentiel de CST-MWS

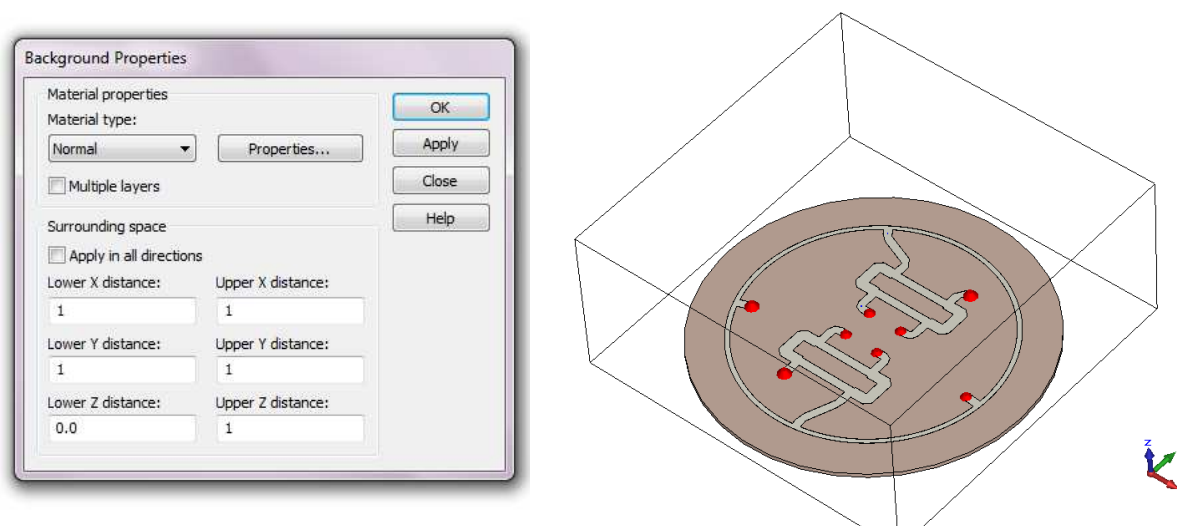


Figure A- 23 : les propriétés de background

Les résultats de simulation des performances électromagnétiques obtenus par les deux logiciels sont montrés sur les Figure A- 24 à la Figure A- 28. Les deux logiciels ont donné des

résultats quasi-identiques. En comparant les temps de calcul mis par ces deux logiciels pour ce circuit, nous obtenons les résultats du Tableau T3. On constate que CST nécessite un temps de calcul élevé par rapport au MOMENTUM, malgré ça cette étape paraît nécessaire, car dans la suite de ce manuscrit on aboutit à la conception des terminaisons 50Ω et une connectique, ce qui nécessite d'utiliser la troisième dimension dans nos simulations et ce n'est pas le cas sur MOUMENTUM (Simulateur 2D). Donc CST MWS sera privilégié pour la suite de l'étude pour réaliser l'assemblage des terminaisons et la connectique.

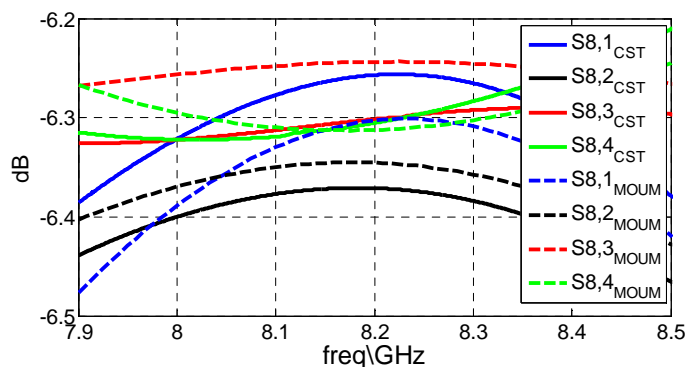


Figure A- 24: Comparaison CST et MOMENTUM des amplitudes des puissances transmises sur les 4 lignes d'alimentation du patch

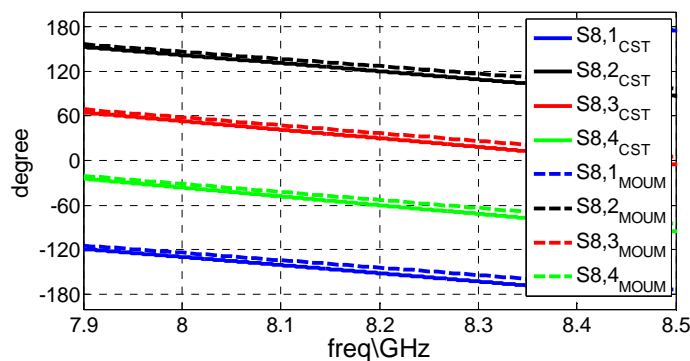


Figure A- 25: Comparaison CST et MOMENTUM des phases calculées à l'entrée de chaque ligne d'alimentation du patch

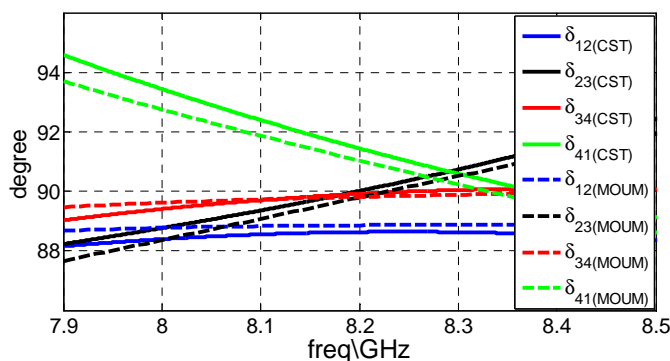


Figure A- 26 : Comparaison CST et MOMENTUM des écarts de phase [$\delta_{ij} = \angle(S_{i8}) - \angle(S_{j8})$] montrent que l'erreur maximum reste inférieure à 2.5° sur toute la bande ($|\delta_{ij}-90^\circ| < 2.5^\circ$).

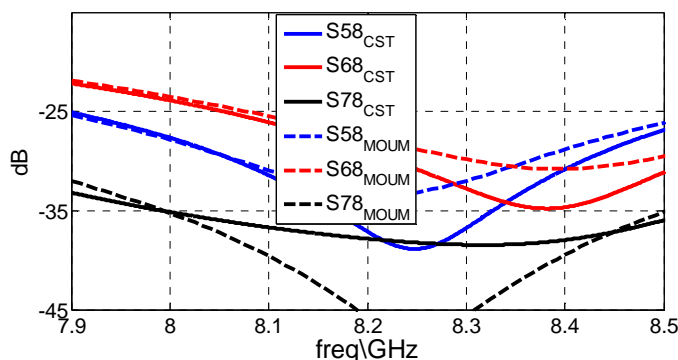


Figure A- 27: Comparaison CST et MOMENTUM des isolations entre les sorties 3 et 2 et les ports 4 et 1

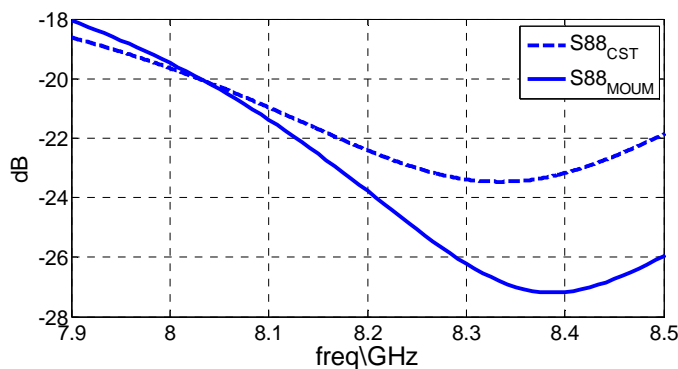


Figure A- 28: Comparaison CST et MOUM de l'adaptation sur le port d'entrée

Simulateur	CST-MWS	MOUMENTOUM
CPU	5 h (500,000 tétraèdre)	1 min

Tableau T3 : Temps de calcul des deux logiciels de simulation

Nouvelles architectures d'antennes à éléments parasites pour la polarisation circulaire.

Application à la conception d'une antenne en bande X pour Nano-Satellite

Résumé :

Les investigations présentées dans ce mémoire de doctorat portent sur la synthèse d'antennes à éléments parasites à polarisation circulaire. Une stratégie de conception rapide et efficace est développée et mise en œuvre pour synthétiser des diagrammes de rayonnement à multiples objectifs. Des éléments parasites peuvent ainsi être associés à d'autres antennes pour en améliorer les performances. Deux antennes ont été imaginées. Un premier démonstrateur d'AEP directive à polarisation circulaire et à bande élargie a été conçu. Ce démonstrateur qui se compose de l'association de 18 dipôles parasites avec une antenne spirale logarithmique a été fabriqué et mesuré. Un second prototype d'AEP a été inventé dans le cadre d'un projet spatial «Antenne Isoflux Bande-X pour nano-satellite». L'antenne compacte a été développée pour supporter les débits de transmission des futures missions des plateformes Nano-Satellite « Cube-Sat ». Ce prototype associe une antenne patch avec une distribution de 12 dipôles parasites pour réaliser une couverture Isoflux en polarisation circulaire. Cette antenne a été mesurée sur sa plateforme d'accueil.

Mots clés : Antenne à Eléments Parasites, polarisation circulaire, méthode de Synthèse, Cube-Sat , Nano-Satellite, isoflux,

New architectures of antennas with parasitic elements for circular polarization-

Application for the design of an X-band antenna for Nano-Satellite

Abstract:

The investigations presented in this thesis propose the synthesis of circularly polarized antennas with parasitic elements. An innovative and effective strategy is developed and implemented to synthesize a multi-objective radiation patterns. Parasitic elements can also be associated with other antennas to improve the performances. Two antennas were suggested. The first one represents a wide band circularly polarized directive antenna with parasitic elements. This demonstrator consists of the combination of 18 parasitic dipoles with a logarithmic spiral antenna; this antenna was manufactured and measured. The second antenna is a part of a space project « Isoflux X-Band antenna for Nano-Satellite». This compact antenna has been developed to support transmission rates for future missions "Cube-Sat" and Nano-Satellite. This prototype combines a patch antenna with a distribution of 12 parasitic dipoles to achieve circular polarization isoflux radiation pattern. This antenna was measured in the Nano-Sat platform.

Keywords: Antenna with parasitic elements, circular polarization, synthesis method, Cube-Sat, Nano-Satellite, isoflux.

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

AEP Antenne à Eléments Parasites

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques - Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex