POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Réseau d'antennes microruban à 17.2 GHz et à double polarisation pour une application de radar à synthèse d'ouverture sur un CubeSat

CHLOÉ MIREAULT-LECOURT
Département de génie électrique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie électrique

Mai 2021

© Chloé Mireault-Lecourt, 2021.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Réseau d'antennes microruban à 17.2 GHz et à double polarisation pour une application de radar à synthèse d'ouverture sur un CubeSat

présenté par **Chloé MIREAULT-LECOURT**
en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Ke WU, président
Jean-Jacques LAURIN, membre et directeur de recherche
Mohammad SHARAWI, membre

DÉDICACE

À ma famille et à mes rêves d'enfance

REMERCIEMENTS

J'aimerais d'abord remercier mon directeur de recherche, le professeur Jean-Jacques Laurin pour ses nombreuses disponiblités et pour son support constant au cours de ma maîtrise.

Également, je tiens à remercier Ke Wu et Mohammad Sarawi pour avoir accepté de lire mon mémoire et de composer le jury de ma soutance.

Par la suite, j'aimerais remercier les techniciens du Poly-Grames, Traian Antonescu, Steve Dubé et Maxime Thibault, pour l'aide qu'ils m'ont apporté lors de la fabrication de mes prototypes et lors des tests de ceux-ci. Merci également à Jean-Sébastien Décarie pour son aide à travers mes multiples problèmes informatiques. Un grand merci à Rachel Lortie pour son écoute et ses conseils rassurants.

Merci à François Boone de l'Université de Sherbrooke et à Tony Pellerin de l'Agence spatiale canadienne pour avoir pris le temps de me partager leur passion pour le domaine des télécommunication et des antennes. Leur enthousiaste contagieux ainsi que leurs encouragements m'ont permis de découvrir un domain facinant et débordant d'opportunités.

J'aimerais remercier ma famille qui m'a encouragé sans relâche tout au long de mes études.

Finalement, je remercie le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) ainsi que Fonds de recherche du Québec nature et technologie (FRQNT) pour le soutient financier que ces organismes m'ont fourni au cours de mon projet de recherche.

RÉSUMÉ

Depuis le début des années 2000, les nanosatellites de type CubeSat redéfinissent les concepts de base des missions spatiales. Ces missions, qui étaient auparavant exclusives aux agences spatiales nationales, sont maintenant à portée de main des projets universitaires. En effet, par leurs faibles coûts de conception et de lancement, ces nanosatellites sont la plateforme idéale pour la démonstration de nouvelles technologies en orbite. Les CubeSats sur orbites basses sont propices aux missions de télédétection, car ils parcourent la Terre plusieurs fois par jour avec leur orbite de 90 minutes. La petite taille des nanosatellites apporte cependant un facteur très limitatif : la puissance disponible à bord. Il s'agit de l'un des facteurs qui limitent grandement le développement de missions CubeSat avec un radar.

L'expertise en imagerie par radar à synthèse d'ouverture (RSO) est bien développée au Canada grâce aux missions canadiennes RadarSat-1 et Radarsat-2, et plus récement grâce à la Constellation Radarsat (MCR). Cette technologie se démarque car elle n'est pas limitée par la couverture nuageuse ni par l'absence de soleil comme certains instruments optiques. Contrairement aux missions de radiométrie, le radar RSO émet lui-même ses propres faisseaux et mesure la réflexion de ceux-ci sur la Terre. Il a été démontré qu'un radar RSO double polarisation linéaire fonctionnant à 17.2 GHz permettrait la mesure de la composition de la neige. Ces images radars de la neige seraient intéressantes pour mesurer et quantifier l'impact des changements climatiques sur les régions moins accessibles comme le Grand Nord canadien. La résolution spatiale du RSO est directement liée à la longueur de l'antenne. Dans les précédentes missions RSO à bord de satellite de taille moyenne, les antennes réseaux à alimentation directe étaient privilégiés car elles permettaient d'obtenir une longue antenne sans être limité par la puissance à bord. Dans les dernières années, les antennes réseaux réflecteurs ont commencé à être intégrées dans des CubeSat. Cette technologie permet de recréer les performances d'un réflecteur parabolique mais avec un réflecteur planaire. L'antenne est divisée en deux composantes : la source et le réflecteur passif. Toutefois, il n'y a pas encore eu de démonstration ni d'études de faisabilité sur une mission spatiale de RSO pour CubeSat.

L'objectif de cette recherche est de développer un prototype d'antenne utilisée comme source d'un réflecteur réseau pour nanosatellite dans le but de faire de la télédétection. L'hypothèse est que les réseaux réflecteurs pourront fonctionner pour une application RSO. Le déploiement de la source et du réflecteur est un défi en soi, considérant les limites de puissance, de la stabilité mécanique et du volume d'un nanosatellite même si l'accent du projet est mis sur la fonctionnalité de l'antenne source servant à illuminer le réseau réflecteur. La conception du

réseau réflecteur est couverte par un autre étudiant à la maîtrise. L'antenne conçue pour ce projet utilise la bande de fréquence Ku pour obtenir la sensibilité optimale lors de l'analyse de la neige par RSO. Il a été également nécessaire d'adapter les technologies déjà existantes pour respecter les contraintes de masse, de puissance et de dimensions d'un CubeSat.

Partant de la spécification des faisceaux pour une mission RSO hypothétique, une étude de dimensionnement et de la topologie de l'antenne source du réflecteur réseau a été effectuée, tenant compte des contraintes imposées par la petite taille du CubeSat et culminant par un concept haut niveau de l'antenne source. Les étapes suivantes ont été la conception des éléments du réseau, la définition de la structure de l'antenne, la fabrication, l'intégration, les essais et les itérations. L'approche expérimentale a débuté par la conception de chaque élément de l'antenne source à l'aide de logiciels de simulation électromagnétique. Les validations expérimentales se sont faites via la fabrication des prototypes ainsi que par des tests en chambre anéchoïque.

Une antenne *patch* microruban à fentes couplées (APMFC) double polarisation à 17.2 GHz a été conçue et testée au centre de recherche Poly-Grames. Pour l'antenne APMFC unitaire, une isolation supérieure à 40 dB a été mesurée pour les deux polarisations. Pour la polarisation horizontale, les pertes de retour mesurées sont de 15.01 dB (18.70 dB simulées) et pour la polarisation verticale, celles-ci sont de 4.28 dB (21.41 dB simulées). Cette dernière valeur s'explique par un décalage de la fréquence de résonance, probablement associée à de légères différences de dimension des lignes microruban lors de la fabrication. Au niveau des résultats en chambre anéchoïque, les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés concordent très bien avec un faible niveau de contrapolarisation.

Cette antenne élémentaire a par la suite été agencée en réseau à l'aide de techniques de synthèse. L'antenne réseau complète (avec réseau d'alimentation) a été simulée et fabriquée. L'efficacité d'illumination optimale simulée avec le CubeSat est de 55.91% pour la polarisation horizontale et de 73.3% pour la polarisation verticale. Les pertes de retour mesurées à 17.2 GHz sont de 12.51 dB (la valeur simulée était de 30.73 dB) pour la Pol-H et de 17.66 dB (valeur simulée de 20.75 dB) pour la Pol-V. L'isolation mesurée de 33.8 dB est excellente et très similaire à la valeur simulée de 38.78 dB. Pour la polarisation horizontale, le gain maximal mesuré est de 10.05 dB alors que la valeur simulée est de 10.67 dB. Pour la polarisation verticale, le gain maximal mesuré est de 9.48 dB (10.84 dB simulés). Pour les deux polarisations, l'accord entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés est bon.

Finalement, l'antenne source a été testée avec le réseau réflecteur conçu Émile Côté Pelletier, un étudiant également à la maîtrise en génie électrique. L'antenne complète a un gain mesuré de 35.99 dB (37.2 dB simulés) pour la Pol-H et de 34.27 dB (36.6 dB simulés) pour la Pol-V.

Dans les deux polarisations, le niveau des lobes secondaires est inférieur à ce qui avait été simulé et les patrons de rayonnement mesurés concordent très bien avec ceux simulés.

ABSTRACT

Space missions are now more and more accessible to university's projects with the low fabrication and launch cost of nanosatellites CubeSat which makes them the perfect platform for technology demonstration. These satellites, mostly located in low earth orbit, are suitable for earth observation missions with their 90 minutes orbits. Their small size brings multiple constraints including the power available on board. It is one of the critical constraints that limits the development of radar missions on board CubeSats.

Canada has well-established expertise in synthetic aperture radar (SAR) with the RadarSat-1 and Radarsat-2 Canadians missions and more recently with the Radarsat Constellation Mission (RCM). Unlike optical sensors, this technology is not limited by the cloud clover nor by the absence of the sun. The SAR radar emits its own beam and measures the reflected signal on the earth. It has been demonstrated that a dual-polarized SAR at 17.2 GHz would allow making snow mass and snow water equivalent measurements. Theses measurements would be interesting to quantify the impact of climate change in less accessible regions as the northern region of Canada. The ground azimuth resolution is directly linked to the length of the antenna. In previous spaceborne SAR missions, phased array antennas were used because power was not a limitation on board medium sized satellite. Recently, reflectarray antennas (RA) on CubeSat have been demonstrated in orbit. This technology allows recreating the performances of a parabolic reflector but with a planar reflector. However, there has been no technology demonstration nor feasibility studies on a space-borne SAR mission for CubeSat.

The objective of this research is to develop an antenna prototype as the feed of the reflectarray for an earth observation nanosatellite. The hypothesis is that reflectarray antennas can work for SAR applications. The deployment of the feed and the reflectarray is a challenge considering the limited power, the mechanical stability and the small volume available, but the focus of the project will be on the functionality of the feed antenna used to illuminate the RA. The design of the reflectarray is the covered in another master's student research. The antenna developed for this project is using the Ku-Band to obtain the optimal scattering response during SAR snow composition analysis. It was also necessary to adapt existing technologies to respect the constraints associated to the CubeSat, e.g., limited mass, power and size.

A study of the size of the reflector for a hypothetical SAR mission allowed to determine the required beam widths of the source feed. With the constraints of the small size of the satellite in mind, an analysis of the possible topology to obtain the wanted beam shape was

done resulting in a high-level concept of the antenna. The following steps were to design the array element, to define the structure of the antenna, to fabricate and test it during two iterations. The experimental approach started with the design of each element of the feed with electromagnetic simulation software. The experimental validations are done by testing the fabricated prototype in an anechoic chamber.

For this research, a dual-polarized aperture-coupled microstrip patch antenna (ACMPA) operating at 17.2 GHz was designed and tested at the Poly-Grames research center. For the single ACMPA antenna, the measured isolation between the two V-pol and H-pol ports was greater than 40 dB. For the horizontal polarization, the measured return losse was 15.01 dB (18.70 dB simulated) and for the vertical polarization, it was 4.28 dB (21.41 dB simulated). This last value can be explained by a shift in the resonant frequency probably associated with small size difference in the microstrip lines during the fabrication. The radiation patterns, measured in the anechoic chamber, shows good agreement with the simulations and it has a low level of cross-polarization.

An array antenna was then designed with synthesis techniques using the element antenna. The complete array antenna (with the beam forming network) was simulated and fabricated. The optimal illumination efficiency simulated with the CubeSat is 55.91% for the H-Pol and 73.3% for the V-Pol. The measured return losses at 17.2 GHz were 12.51 dB (simulated value of 30.73 dB) for H-Pol and 17.66 dB (simulated value of 20.75 dB) for the V-Pol. The measured isolation of 33.8 dB between the ports is excellent and in the same range as the simulated value of 38.78 dB. For the H-Pol, the maximum measured gain is 10.05 dB while the simulated value was 10.67 dB. For the V-Pol, the maximum measured gain was 9.48 dB while the simulated value was 10.84 dB. For both polarizations, the measured radiation patterns showed good agreement with the simulation.

Finally, the feed antenna was tested with the RA designed by Émile Côté Pelletier, who's also a master's student in electrical engineering. The complete antenna has a measured gain of 35.99 dB (37.2 dB simulated) for the H-Pol and of 34.27 dB (36.6 dB simulated) for the V-Pol. In both polarizations, the side lobe level is below the simulated level and the measured radiation patterns is very similar to the simulated result.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT viii

TABLE DES MATIÈRES x

LISTE DES TABLEAUX xii

LISTE DES FIGURES xiii

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xvii

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1
1.1 Définitions et concepts de base 1
1.2 Éléments de la problématique 5
1.3 Objectifs de recherche 7
1.4 Plan du mémoire 7

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE 9
2.1 Propriétés du radar à synthèse d'ouverture 9
2.2 Les antennes réseau réflecteur de satellite 11
2.3 Les antennes sources de réseaux réflecteurs 13
2.3.1 Les antennes cornets 13
2.3.2 Les antennes microruban 14
2.4 Antenne *patch* microruban à fentes couplées 15
2.4.1 Géométrie de l'ouverture 16
2.4.2 Double polarisation linéaire 17
2.4.3 Double bande 18
2.5 La synthèse de faisceau 19
2.6 Les réseaux d'alimentation 21
2.6.1 Réseau parallèle 21
2.6.2 Alimentation en série 22

2.7 Conclusion 22

CHAPITRE 3 DÉVELOPPEMENT D'UNE ANTENNE UNITAIRE MICRORUBAN À DOUBLE POLARISATION LINÉAIRE 23
3.1 Justification du choix de topologie 23
3.2 Conception d'un diviseur de puissance symétrique 28
3.3 Simulations du prototype 1 32
3.4 Limitations du prototype 1 36
3.5 Simulations et améliorations du prototype 2 37
3.6 Choix des connecteurs et fabrication 40
3.7 Mesures en laboratoire 43

CHAPITRE 4 FORMATION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES MICRORUBAN . . . 49
4.1 Géométrie du réflecteur 49
4.2 Synthèse de faisceau 52
4.3 Calcul de l'efficacité d'illumination 56
4.3.1 Optimisation de l'angle et du ratio d'amplitude du réseau 59
4.4 Simulation du réseau approximatif 61
4.5 Simulation du coupleur 63
4.6 Développement du circuit d'alimentation 66
4.7 Simulation de l'antenne complète 69
4.8 Fabrication et mesures en laboratoire 75

CHAPITRE 5 INTÉGRATION ET TESTS DE L'ANTENNE RÉSEAU SOURCE AVEC LE RÉSEAU RÉFLECTEUR 79
5.1 Impact de la structure du CubeSat 79
5.2 Conception de la maquette et du support pour la source 85
5.3 Fabrication et résultats de l'antenne complète 87

CHAPITRE 6 CONCLUSION 89
6.1 Synthèse des travaux 89
6.2 Limitations de la solution proposée 91
6.3 Améliorations futures 91

RÉFÉRENCES 92

LISTE DES TABLEAUX

3.1	Valeur optimisées pour l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	25
3.2	Valeur des variables pour l'antenne prototype 1	33
3.3	Valeur des variables pour l'antenne prototype 2	39
4.1	Calcul des efficacités selon différents paramètres	60
4.2	Comparaison des efficacités	62
4.3	Paramètres du coupleur 17.2 GHz selon différents logiciels	65
4.4	Valeur des amplitudes et des phases des paramètres S du BFN à 17.2 GHz	67
4.5	Valeur des variables du circuit d'alimentation	69
4.6	Analyse des amplitudes des paramètres S des deux modèles à 17.2 GHz	71
4.7	Comparaison de l'efficacité de rayonnement de l'antenne réseau . . .	72
4.8	Comparaison de l'efficacité d'illumination de l'antenne réseau (avec ϵ_s')	74
5.1	Comparaison des efficacités d'illumination de l'antenne réseau pour les deux configurations de CubeSat	80
5.2	Comparaison de l'efficacité d'illumination de l'antenne réseau avec CubeSat configuration A (avec ϵ_s)	84
5.3	Pourcentage de la puissance rayonnée associé à certaines portions du champ lointain avec CubeSat configuration A	85

LISTE DES FIGURES

1.1	Paramètres S d'une antenne à double polarisation linéaire	3
1.2	Diagramme du champ lointain d'une antenne	4
2.1	Géométrie d'un système RSO © 2013 IEEE [1]	10
2.2	Satellite MarCO avec les panneaux repliés et déployés © 2017 IEEE [2]	12
2.3	Antenne cornet optimisée pour illuminer un réseau réflecteur © 2016 IEEE [3]	14
2.4	Antenne microruban source du RR de MarCO vue de dessus © 2017 IEEE [2]	14
2.5	Géométrie d'une antenne *patch* microruban à fentes couplées © 1986 IEEE [4]	15
2.6	Différentes géométries de fente pour APMFC © 1996 IEEE [5]	16
2.7	Antenne 1.8 GHz à double polarisation avec alimentation hybride © 2002 IEEE [6]	17
2.8	Antenne 2.8 GHz à double polarisation avec alimentation hybride © 2019 IEEE [7]	18
2.9	Réseau d'alimentation en parallèle de la source du réseau réflecteur MarCO © 2017 IEEE [2]	21
3.1	Vues de dessous et isométrique de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	24
3.2	Variables de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	24
3.3	Paramètres S de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	25
3.4	Champ lointain Pol-H de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	26
3.5	Champ lointain Pol-V de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz	26
3.6	Géométrie de la jonction en T avec son circuit équivalent © 1973 IEEE [8]	28
3.7	Géométrie d'une jonction en T avec compensation © 1992 IEEE [9]	29
3.8	Modèle HFSS de la jonction en T du prototype 1	30
3.9	Modèle HFSS de la jonction en T avec déphasage de 180° du prototype 1	30
3.10	Optimisation du transfert d'énergie sur un coin 90° du prototype 2	31
3.11	Vue de dessous de l'antenne prototype 1	32
3.12	Schéma de l'antenne prototype 1	33
3.13	Modèle de l'antenne prototype 1 dans HFSS	34
3.14	Vue explosée de l'antenne prototype 1	34
3.15	Simulation des paramètres S l'antenne prototype 1 sur HFSS	35

3.16 Simulation des champs lointains de l'antenne prototype 1 sur HFSS Pol-H 35
3.17 Simulation des champs lointains de l'antenne prototype 1 sur HFSS Pol-V 36
3.18 Schéma de l'antenne prototype 2 38
3.19 Modèle de l'antenne dans HFSS et vue explosée de l'antenne prototype 2 40
3.20 Schéma de l'emprunte du connecteur PE45451 41
3.21 Modèle du module TRL 42
3.22 Photos du module TRL fabriqué 42
3.23 Paramètres S mesurés sur la ligne *thru* après la calibration 43
3.24 Photos de l'antenne prototype 1 fabriquée 43
3.25 Paramètres S mesurés au VNA du prototype 1 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS 44
3.26 Photos de l'antenne prototype 2 fabriquée 45
3.27 Photos de l'antenne prototype 2 avec la base, l'eccosorb et la plaque métalique 45
3.28 Paramètres S mesurés au VNA du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS 46
3.29 Antenne prototype 2 installée dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames 46
3.30 Champs lointains Pol-H mesurés du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS 47
3.31 Champs lointains Pol-V mesurés du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS 48
4.1 Séquence de déploiement des 5 panneaux du réseau réflecteur 50
4.2 Géométrie proposée du satellite avec les panneaux du RR déployés . . 50
4.3 Dimensions maximales de la charge utile du CSD avec le CubeSat proposé 51
4.4 Paroies extérieures de du CSD avec le CubeSat proposée. 51
4.5 Angles entre le centre de phase de la source et les extrémités du RR dans le plan en élévation et en azimut. 52
4.6 Patron désiré et patron synthétisé avec Fourier pour P = 4 et $d = \lambda_0/2$ 54
4.7 Comparaison des patrons obtenus avec un réseau de *patch* traditionnelle avec PCAAD 55
4.8 Exemple de champ lointain formé par la combinaison de 4 sources Pol-H 56
4.9 Géométrie de la source centrée (pol-H) pour le calcul de l'efficacité d'illumination 56

4.10 Exemple de champ lointain Pol-H simulé à partir du modèle de la figure 4.9 . . . 57
4.11 Modèle utilisé pour extraire les champs proches sur le réseau réflecteur et à l'extérieur de celui-ci . . . 57
4.12 Exemple de l'amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR . . . 58
4.13 Exemple de l'amplitude du champ E_x normalisée sur le RR Pol-H . . . 59
4.14 Géométrie du modèle pour le calcul de l'efficacité d'illumination . . . 60
4.15 Modèle de l'antenne réseau sans circuit d'alimentation . . . 61
4.16 Couplage mutuel entre les éléments adjacents du réseau . . . 62
4.17 Illustration de la composante MCLIN dans ADS [10] . . . 63
4.18 Modèle schématique du coupleur sur ADS. . . . 63
4.19 Modèle du coupleur dans HFSS . . . 64
4.20 Paramètre S simulés pour le coupleur optimisé avec HFSS . . . 65
4.21 Modèle du circuit d'alimentation pour les simulations sur HFSS . . . 66
4.22 Amplitude des paramètres S simulés pour le BFN optimisé . . . 67
4.23 Phase des paramètres S simulés pour le BFN optimisé . . . 68
4.24 Modèle du circuit d'alimentation complet pour la fabrication . . . 68
4.25 Vue de dessous de l'antenne réseau (substrats et plan de masse transparents) . . . 69
4.26 Deux modèles utilisés pour l'analyse de l'impact de la plaque, des têtes de vis, de la base métallique et un matériau absorbant . . . 70
4.27 Comparaison des paramètres S avec et sans base, eccosorb et plaque métallique . . . 70
4.28 Comparaison des champs lointains Pol-H entre le modèle A et B . . . 71
4.29 Comparaison des champs lointains Pol-V entre le modèle A et B . . . 71
4.30 Amplitude du champ E_x normalisée sur le RR Pol-H . . . 72
4.31 Amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR Pol-H . . . 73
4.32 Amplitude du champ E_y normalisée sur le RR Pol-V . . . 73
4.33 Amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR Pol-V . . . 74
4.34 Modèle de l'antenne réseau complète dans HFSS. . . . 75
4.35 Vue de dessus et de dessous de l'antenne réseau fabriquée . . . 75
4.36 Agrandissement sur les lignes microruban de l'antenne réseau fabriquée 76

4.37 Paramètres S mesurés au VNA de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS. 76
4.38 Photos de l'antenne réseau installée dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames 77
4.39 Champs lointains Pol-H mesurés normalisés de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées normalisés sur HFSS 77
4.40 Champs lointains Pol-V mesurés normalisés de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées normalisés sur HFSS 78
5.1 Configurations A (à gauche) et B (à droite) ayant le même centre de phase pour la source 80
5.2 Comparaison du champ $||\mathbf{E}||$ normalisé débordant dans la région du RR Pol-H 81
5.3 Comparaison du champ $|E_x|$ normalisé sur le RR Pol-H 81
5.4 Comparaison du champ $||\mathbf{E}||$ normalisé débordant dans la région du RR Pol-V. 82
5.5 Comparaison du champ $|E_y|$ normalisé sur le RR Pol-V. 82
5.6 Comparaison du champ $\angle E_x$ sur le RR Pol-H avec et sans CubeSat . 83
5.7 Comparaison du champ $\angle E_y$ sur le RR Pol-V avec et sans CubeSat . 83
5.8 Lobe principal ainsi que les lobes secondaires et arrière pour la Pol-H avec CubeSat 84
5.9 Maquette de la structure pour les tests avec agrandissement sur le support de l'antenne source 86
5.10 Maquette de l'antenne complète dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames. 86
5.11 Maquette assemblée dans la chambre anéchoïque MDA 87
5.12 Comparaison des résultats normalisés mesurés et simulés du diagramme de rayonnement de l'antenne RR, Pol-H [11]. 88
5.13 Comparaison des résultats normalisés mesurés et simulés du diagramme de rayonnement de l'antenne RR, Pol-V [11]. 88

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ASC	Canadian Space Agency (CSA) / Agence spatiale canadienne
RSO	Synthetic Aperture Radar (SAR) / Radar à synthèse d'ouverture
RR	Reflectarray (RA) / Réseau réflecteur
Co-pol	Co-polarization / Polarisation principale
X-pol	Cross-polarization / Contrapolarisation
MSA	Microstrip Antenna (MSA) / Antenne microruban
APMFC	Aperture-coupled microstrip patch antenna (ACMPA) / Antenne *patch* microruban à fentes couplées

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Depuis le début des années 2000, les technologies spatiales ainsi que la quantité de satellites en orbite ont grandement évolué. Quotidiennement, les données provenant de satellites sont utilisées dans plusieurs domaines, dont la mesure des changements climatiques. Même si les antennes sont surtout connues pour leur rôle de lien de communication avec la Terre, certaines sont également utilisées comme capteurs pour des missions d'observation de la Terre, aussi nommées missions de télédétection. Peu importe leurs applications, elles requièrent toutes une conception minutieuse et adaptée aux conditions de l'environnement spatial.

La popularité des nanosatellites de type CubeSat est attribuable à leurs faibles coûts de conception et de lancement. Il est avantageux de miniaturiser les technologies d'antennes actuelles pour incorporer celles-ci dans de plus en plus petits satellites, d'autant plus que ces CubeSats sont propices aux missions de télédétection, car ils parcourent la Terre plusieurs fois par jour.

1.1 Définitions et concepts de base

La conception des antennes spatiales diffère de celle des modèles terrestres, car elles doivent faire face aux conditions extrêmes de l'espace. Les modes vibratoires lors du lancement de la fusée ainsi que les cycles thermiques une fois en orbite doivent être pris en compte pour assurer la fonctionnalité de l'antenne tout au long de la mission. Les gradients de température sont d'autant plus fréquents en orbite basse, là où l'on retrouve une grande majorité des nanosatellites.

Avec une altitude d'environ 400 km, les nanosatellites en orbite basse ont des durées de vie allant de quelques mois jusqu'à quelques années seulement. Presque toujours sans système de propulsion, ils ne peuvent contrer les effets du déclin de leur orbite causé par la traînée atmosphérique et terminent par se désintégrer dans l'atmosphère. Étant donné la courte durée des missions en orbite basse, le coût du satellite doit être le plus bas possible pour assurer la rentabilité de l'industrie. Pour intégrer un radar à un nanosatellite, il sera donc préférable de miniaturiser et de minimiser le coût associé à l'antenne. La technologie la plus répandue des antennes à radar de synthèse d'ouverture (RSO) est l'antenne à commande de phase. Cette antenne est trop énergivore et massive en raison du nombre de composantes électriques dans son réseau d'alimentation ce qui la rend inadaptée pour les nanosatellites. La technologie du réseau réflecteur (RR) a déjà été démontrée en orbite sur un nanosatellite

pour une application de télécommunication. Ce type d'antenne serait une belle avenue à expérimenter pour une application de radar RSO. L'antenne réseau réflecteur est composée de deux parties : la source (qui est active) et le réseau réflecteur (qui est passif).

Passifs tout comme les réflecteurs paraboliques, ces réseaux réflecteurs ont pour objectif de réfléchir en phase les rayons émis par une antenne source. Les éléments imprimés sur la surface du réseau réflecteur permettent d'appliquer une correction de phase aux rayons incidents. Les ondes qui sont émises par la source ne parcourent pas la même distance avant d'atteindre le réseau réflecteur ce qui signifie également qu'elles n'ont pas la même phase au moment du contact, c'est ce que l'on nomme le retard de phase spatial . Étant donné que le centre de phase de la source est fixe, il est possible de calculer et de déterminer la correction de phase qui doit être appliquée à chaque position sur le réseau réflecteur. La géométrie des éléments imprimés va permettre de faire varier la phase des ondes réfléchies et donc de contrôler le faisceau réfléchi dans la direction souhaitée.

Ce mémoire se concentrera sur le développement de la source. Le réseau réflecteur sera conçu par un autre étudiant à la maîtrise en génie électrique. Des résultats finaux avec l'intégration des deux antennes seront présentés à la fin du mémoire, au chapitre 5.

Le rôle de l'antenne source sera d'émettre une onde électromagnétique en direction du réseau réflecteur. Une antenne dite isotrope rayonne également dans toutes les directions. La directivité permet de comparer la densité de puissance rayonnée entre une antenne test et une antenne isotropique, pour la même puissance en entrée (P_{in}) (équation 2-140 dans [12]).

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{eP_{in}} \tag{1.1}$$

Où e représente l'efficacité de rayonnement et où $U(\theta, \phi)$ correspond à l'intensité de rayonnement (en W/sr). Une source isotropique n'a pas de pertes, ce qui signifie que $e = 1$.

Dans la conception d'une antenne, on cherche à minimiser les pertes ohmiques pour maximiser l'efficacité de rayonnement. La définition du gain selon IEEE tient compte de ces pertes dans l'antenne (équation 2-155 dans [12]).

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi) \tag{1.2}$$

Une autre caractéristique d'une antenne est son gain réalisé qui, en plus de prendre en compte les pertes ohmiques comme le gain précédent, tient aussi compte des pertes d'adaptation. Il considère donc les pertes par réflexion qui sont liées à une mauvaise adaptation de l'antenne comme présenté à l'équation 1.3 (combinaison des équations 2-140 et 2-155 dans [12]). Pour

qu'une antenne soit rayonnante, on cherche à obtenir un ratio gain réalisé sur gain IEEE d'au moins 90% ce qui signifie qu'au maximum 10% de la puissance en entrée est réfléchie.

$$G_{réalisé}(\theta,\phi) = eD(\theta,\phi)(1-\Gamma^2) = \frac{4\pi U(\theta,\phi)}{P_{in}} \tag{1.3}$$

Dans l'équation précédente, le terme $(1-\Gamma^2)$ correspond aux pertes de mésadaptation de l'antenne. L'isolation entre deux polarisations linéaires est une caractéristique importante dans l'application radar RSO, car au contact du sol, l'onde réfléchie peut changer de polarisation. Il y a donc de l'information à propos du sol contenu dans celle-ci. Si l'isolation est négligée, il se peut qu'une partie du signal soit capté par la mauvaise polarisation, ce qui induirait de fausses mesures.

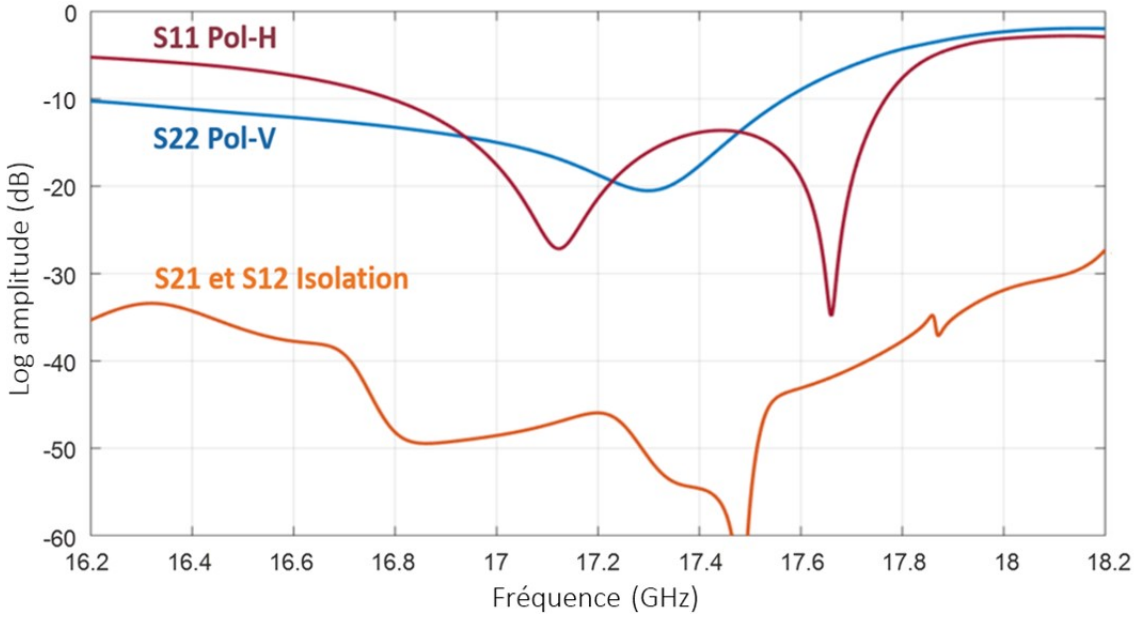


Figure 1.1 Paramètres S d'une antenne à double polarisation linéaire

La pureté des polarisations (et donc l'isolation) peut être observée grâce à une analyse des paramètres S. Le paramètre S_{xx} correspond aux pertes par réflexion qui sont liées à une mauvaise adaptation de l'antenne. Le paramètre S_{xy} (et réciproquement S_{yx}) correspond à la quantité de puissance en entrée qui est transférée à l'autre port, c'est-à-dire qui est capté par l'autre polarisation dans ce cas précis. Des critères conventionels d'antennes sont utilisés comme objectif pour cette recherche. D'abord, il est souhaitable d'obtenir des pertes de retour minimalement inférieure à 10 dB et idéalement très inférieure à cette valeur. Également, l'antenne doit avoir une isolation inférieure à 30 dB. Ces critères pourraient être raffinés par une étude détaillée du système radar, ce qui dépasse le cadre du présent projet.

Dans un diagramme de champ lointain, il est également possible de valider la pureté des polarisations. La co-polarisation (co-pol) correspond à la polarisation excitée lors de la simulation ou de la prise de mesure. La seconde polarisation est alors dite : contrapolarisation (x-pol). Pour cette recherche, un niveau de contrapolarisation de l'ordre de -30 dB par rapport au maximum de la co-pol sera souhaité, ce qui est similaire aux performances typiques des antennes cornets utilisées comme source de réseau réflecteur.

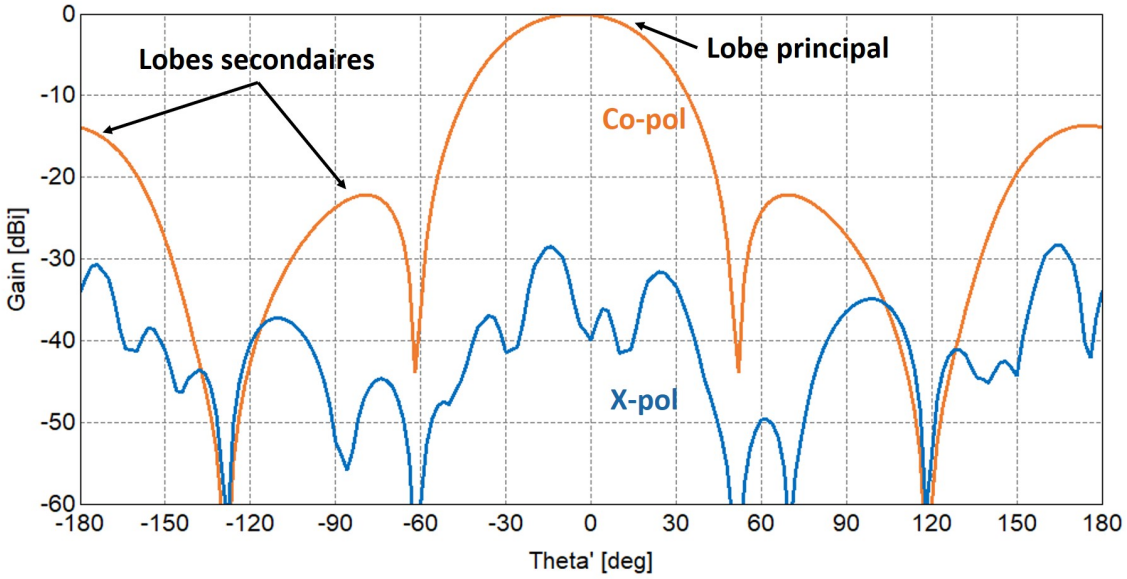


Figure 1.2 Diagramme du champ lointain d'une antenne

Le patron de radiation de l'antenne source va chercher à épouser la forme du réseau réflecteur dans le but d'obtenir une efficacité d'illumination optimale. Il est désiré que le champ électrique reçu sur le réflecteur soit le plus uniforme possible. Ceci permettra de maximiser le gain du réseau réflecteur. Ce critère se nomme l'efficacité d'uniformité (*taper efficiency* en anglais).

$$\epsilon_t = \frac{1}{A_{RR}} \frac{\| \iint_{RR} E_{RR}\, dxdy \|^2}{\iint_{RR} \|E_{RR}\|^2 dxdy} \tag{1.4}$$

Dans l'équation 1.4 [12], E_{RR} correspond au champ incident de la source sur le réflecteur dans le plan de la co-polarisation. Par exemple, pour une polarisation horizontale dans l'axe x, on utiliserait E_x et on prendrait E_y pour la polarisation verticale. Également, A_{RR} correspond à la surface du réflecteur et RR représente la surface d'intégration.

Il est également important de limiter la puissance émise à l'extérieur du réflecteur. Cette caractéristique se nomme l'efficacité de débordement (ϵ_s *spillover* en anglais). Celle-ci cor-

respond au ratio de la puissance rayonnée à travers la surface du RR sur la puissance totale rayonnée par le champ lointain de l'antenne source [12]. Pour cette recherche, un calcul approximatif d'efficacité de débordement (ϵ'_s) est également utilisé comme métrique pour caractériser le débordement dans la région rectangulaire *(Rect)* autour du RR.

$$\epsilon'_s = \frac{\iint_{RR} \|\mathbf{E}\|^2 \cos\theta_{inc}\, dA}{\iint_{Rect} \|\mathbf{E}\|^2 \cos\theta_{inc}\, dA} \tag{1.5}$$

L'angle θ_{inc} correspond à l'angle entre la droite qui relie le centre de phase de la source à un élément de surface du réflecteur et à la normale du réflecteur en ce point.

Comme le dicte l'équation 1.6 [12], l'efficacité d'illumination parfaite serait obtenue si le champ électrique était uniforme sur le réflecteur et qu'il n'y avait aucun champ émis à l'extérieur de celui-ci. En réalité, il est impossible de satisfaire ces deux critères en même temps et donc l'efficacité d'illumination optimale est obtenue à l'aide de compromis entre ces deux critères.

$$\epsilon_i = \epsilon_t \epsilon_s \tag{1.6}$$

1.2 Éléments de la problématique

Le CubeSat est un type de nanosatellite dont le format est quantifié en terme d'unité où 1U correspond à approximativement 10cm x 10cm x 10cm. Plusieurs unités peuvent être assemblées pour augmenter le volume. Les plus communs sont les 2U ou 3U mais il existe également de plus grand format tel que les 12U. Les CubeSats sont de plus en plus populaires et, malgré leurs durées de vie limitées comparées aux satellites traditionnels, leur conception doit être faite pour protéger le nanosatellite de l'environnement spatial. Le choix des matériaux est très important lors de la conception, car, en plus de devoir résister aux modes de vibrations dans la fusée, l'environnement spatial comporte plusieurs effets indésirables qui peuvent nuire à l'efficacité et aux performances de l'antenne. D'abord, au contact du vide, certains matériaux se subliment plus facilement que d'autres. Ce processus se nomme le dégazage. Également, chaque matériel a un coefficient de dilatation thermique. Comme précisé précédemment, une orbite basse a pour conséquence d'augmenter le nombre de cycles thermiques subis par les matériaux du nanosatellite. Ces deux effets sont d'autant plus importants pour les antennes qui sont nécessairement installées à l'extérieur de la structure du satellite. C'est pourquoi, lors de la conception d'une antenne spatiale, chaque matériel doit être sélectionné pour ses propriétés de faible dégazage et de faible coefficient de dilatation

thermique. De plus, les antennes doivent être les plus légères possible pour limiter les coûts de mise en orbite. Les antennes doivent être repliées à l'intérieur ou sur les parois extérieures du nanosatellite durant le lancement et le déploiement dans l'espace de celles-ci doit être simple et fiable.

Plusieurs recherches commencent à s'intéresser à la mesure de la neige au sol en bande Ku à l'aide d'un radar qui permettrait, entre autres, de quantifier l'impact des changements climatiques dans les régions nordiques. En ce moment, ces mesures peuvent être faites à bord d'un aéronef, mais la durée et la fréquence des sorties sont limitées par plusieurs facteurs, dont les conditions météorologiques, le personnel disponible et le carburant limité à bord. Les missions de télédétection à bord de satellites ont l'avantage de pouvoir atteindre les régions plus difficiles d'accès tel que le Grand Nord canadien en plus d'être autonomes énergiquement. Les CubeSats sont propices aux missions de télédétection, car ils parcourent la Terre plusieurs fois par jour avec leur orbite de 90 minutes. La puissance électrique étant limitée par la taille des panneaux solaires et des batteries du nanosatellite, il est primordial que l'antenne radar ait une bonne efficacité électronique, surtout si l'on souhaite acquérir des données à plusieurs reprises par orbite.

La technologie la plus répandue et utilisée maintes fois dans des missions spatiales de RSO est l'antenne réseau à commande de phase (*"phased array"*) . Ces antennes sont composées de modules de réception et transmission (*"transmit receive module"* TRM en anglais) qui permettent d'ajuster électroniquement l'amplitude et la phase appliquée à chaque élément du réseau. Ce contrôle permet de reconfigurer l'antenne une fois celle-ci en orbite. Cet avantage est particulièrement utile pour les missions RSO où plusieurs types de faisceaux permettent différents types d'analyses du sol (ScanSAR, Fine resolution beam, etc.). De plus, ces antennes sont très coûteuses et nécessitent un grand délai de conception. Pour obtenir des performances optimales RSO, ces antennes à commande de phase sont conçues très longues afin d'obtenir un faisceau étroit, ce qui a pour effet d'augmenter le nombre de composantes électroniques (TRM) nécessaires. Dû à leurs grandes tailles ainsi qu'à leurs grandes consommations en puissance, les antennes RSO conventionnelles ne sont donc pas adaptées aux nanosatellites.

Dans la dernière décennie, les antennes à réseau réflecteur ont commencé à faire leur apparition à bord de missions sur des nanosatellites. Cette technologie est plus adaptée aux CubeSats comparativement à l'antenne réseau à commande de phase, car la quantité d'électronique nécessaire est limitée à l'antenne source. Pour obtenir une bonne résolution au sol lors des mesures de la composition de la neige par RSO pour une éventuelle mission scientifique, il faudrait obtenir un faisceau très étroit et donc un très long réflecteur réseau. La quantité de panneaux et donc la complexité du déploiement reste un élément limitatif du

développement d'antenne réseau réflecteur pour RSO à bord d'un nanosatellite. Également, plus le nombre de panneaux augmente, plus la complexité de la source augmente également pour assurer une efficacité d'illumination optimale sur le réseau réflecteur.

1.3 Objectifs de recherche

L'objectif général de la recherche est de concevoir un réseau d'antennes pour CubeSat en bande Ku (17.2 GHz) à double polarisation linéaire qui illuminera, avec un faisceau elliptique, un réseau réflecteur avec pour objectif de maximiser l'efficacité d'illumination. Cette antenne doit être adaptée aux CubeSat.

D'abord, suite à une analyse des requis de performances des faisceaux de l'antenne RSO, la topologie de l'antenne source sera sélectionnée en fonction des dimensions de la région à illuminer et des contraintes imposées par la petite taille du nanosatellite.

Le premier objectif spécifique est de développer une antenne à double polarisation linéaire fonctionnant à 17.2 GHz. La pureté des polarisations est une caractéristique majeure qu'il faudra prendre en compte. La fonctionnalité de ce prototype sera validée à l'aide de logiciel de simulation électromagnétique. Celui-ci sera également fabriqué et testé en laboratoire.

Le deuxième objectif spécifique sera de mettre en réseau l'antenne précédemment conçue. Ce réseau servira d'antenne source pour le réseau réflecteur. Des techniques de synthèse de faisceaux ainsi que l'analyse du champ proche sur le réseau réflecteur et à l'extérieur de celui-ci permettront de déterminer le nombre d'éléments, le ratio d'amplitude et l'angle nécessaire pour obtenir une efficacité d'illumination optimale ϵ_i. Le réseau d'alimentation de la source devra être conçu pour obtenir le ratio d'amplitude fixé ainsi qu'une phase constante à chaque sortie. L'antenne fabriquée devra fournir un diagramme de rayonnement qui concorde avec le modèle simulé. Son gain ainsi que ses niveaux de lobes secondaires devront être comparables au modèle simulé en plus d'avoir un niveau de contrapolarisation (x-pol) très bas.

1.4 Plan du mémoire

Ce mémoire est segmenté en cinq chapitres, soit la revue de littérature, le développement d'une antenne à 17.2 GHz, la formation d'un réseau d'antennes à 17.2 GHz, l'intégration de la source avec le réseau réflecteur et la conclusion.

D'abord, la revue de littérature permettra de bien situer cette recherche par rapport aux récentes avancées technologiques dans ce même domaine. Les radars à synthèse d'ouverture et les réseaux réflecteurs pour satellite seront d'abord abordés. Les antennes sources pour

RR seront ensuite détaillées en couvrant spécifiquement le sujet des antennes microruban. Finalement, les techniques de synthèse de réseau ainsi que le sujet des réseaux d'alimentation seront présentés.

Ensuite, le développement de l'antenne source élémentaire sera détaillé. Le choix de la topologie de celle-ci sera d'abord analysé et justifié. Seront ensuite présentés les étapes de conceptions, les résultats par simulations et les mesures en laboratoire pour deux prototypes d'antennes microruban à double polarisation linéaire.

Par la suite, l'antenne précédemment conçue sera agencée en réseau. La géométrie du réseau réflecteur et les requis en faisceau qui en découlent permettront d'abord l'utilisation de techniques de synthèse pour déterminer l'amplitude et la phase des éléments du réseau. Ensuite, la conception d'un réseau d'alimentation sera détaillée. Le prototype sera fabriqué puis sera testé à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et son champ lointain sera mesuré dans la chambre anéchoïque du centre Poly-Grames.

Enfin, le dernier chapitre de ce mémoire portera sur l'intégration de l'antenne source avec le réseau réflecteur. L'impact de la structure du CubeSat sur les performances de la source sera d'abord analysé. Puis, la conception de la maquette et du support de la source sera abordée. Enfin, les résultats de l'antenne complète (antenne source et RR) seront présentés.

Finalement, la conclusion permettra de revenir sur la recherche effectuée. Elle présentera également les limites du prototype proposé ainsi que les améliorations futures.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

La revue de littérature permet de situer le présent projet par rapport aux précédentes recherches ainsi qu'aux avancées technologiques liées aux thèmes du projet. Plus précisément, les sujets abordés incluront les caractéristiques des radars à synthèse d'ouverture, les antennes à réseau réflecteur (RR) pour satellite, les types d'antennes sources pour un réseau réflecteur, les techniques d'alimentation des antennes *patchs* microruban à fentes couplées, les techniques de synthèse de faisceau et les réseaux d'alimentation. Premièrement, les propriétés des radars RSO ainsi que leurs principaux paramètres seront développés. Cette analyse permettra de faire des liens entre les performances d'une mission RSO hypothétique et les requis pour l'antenne qui en découle. Une revue des caractéristiques d'une antenne RSO traditionnelle sera également faite. Par la suite, les antennes réseau réflecteur ayant été démontrées en orbite seront analysées. D'autres technologies intéressantes, encore en phase prototype, seront également présentés. Ensuite, les types d'antennes sources pour réseaux réflecteurs seront énumérés avec les avantages et les inconvénients de chacune. S'en suivra une analyse détaillée des antennes *patchs* microruban à fentes couplées. Cette section abordera, entre autres, le type d'ouverture, la capacité d'avoir deux polarisations linéaires ainsi que la capacité d'avoir deux bandes de fréquences. Pour terminer, les techniques de synthèse de réseau et les réseaux d'alimentation seront présentés. Le tout sera abordé spécifiquement pour une application à bord d'un nanosatellite de type CubeSat. Les structures typiques de CubeSat sont formées d'un agencement de plusieurs unités où 1U équivaut à 10 x 10 x 10 cm et pèse environ 1.33 kg [13]. Le choix de format du CubeSat (1U, 3U, 6U, 12U, etc.) influence le type et le nombre de composantes pouvant être intégrées dans celui-ci, mais cela a également un impact sur le coût du lancement.

2.1 Propriétés du radar à synthèse d'ouverture

L'expertise du Canada dans les radars à synthèse d'ouverture (RSO) est bien établie grâce aux missions canadiennes RadarSat-1, RadarSat-2 et à la Constellation RadarSat (MRC). L'intérêt grandissant pour l'intégration de technologies radar à de petites plateformes spatiales (tel que les CubeSats) nécessite le développement d'antennes RSO moins massives et moins énergivores. La figure 2.1 présente les principales variables associées à un système RSO.

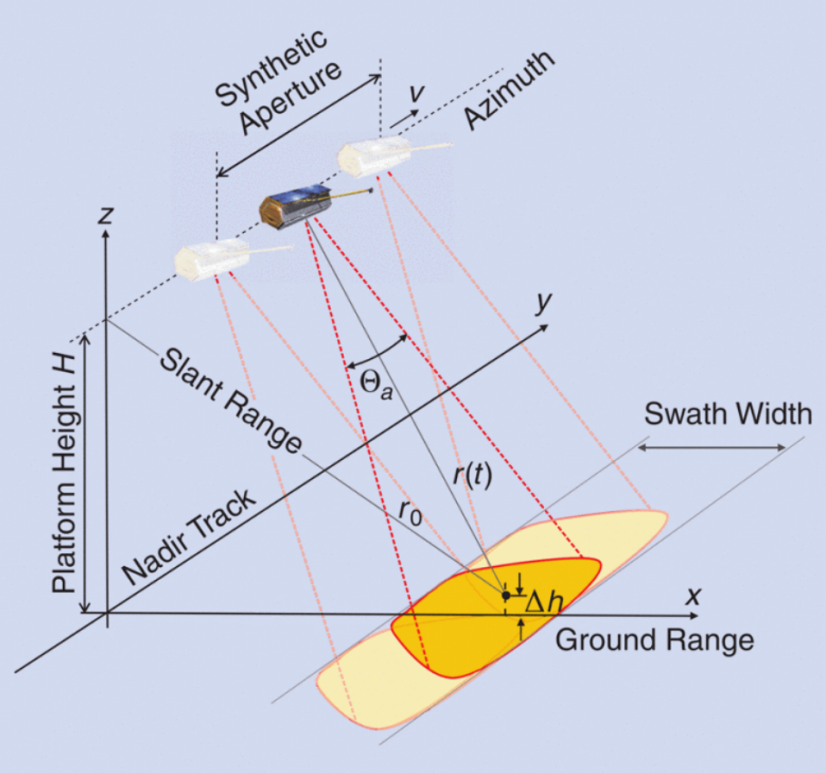


Figure 2.1 Géométrie d'un système RSO © 2013 IEEE [1]

À la figure 2.1, une antenne RSO plane et rectangulaire est en mouvement dans la direction azimutale. Plus une cible sera illuminée longtemps, meilleure sera sa résolution en azimut (c'est-à-dire, plus petite sera la valeur de $\delta_{Azimutale}$).

Dans une mission RSO, la longueur d'onde est choisie pour être sensible aux propriétés du phénomène désiré. Plus la longueur d'onde augmente, plus celle-ci pourra pénétrer à travers des obstacles et des surfaces. Pour la mesure de la composition et l'épaisseur de la neige, il a été démontré que la bande Ku serait intéressante pour ce type de mesures [14] [15]. Pour cette application, l'Agence spatiale européenne (ESA) analyse la faisabilité d'une antenne double-bande et double-polarisation. L'un des concepts présentés en 2012 pour la mission CoReH2O était constitué d'un réflecteur parabolique illuminé par un réseau d'antennes cornets [16] [17] le tout, incorporé à un satellite beaucoup plus massif qu'un CubeSat.

Les requis de l'antenne sont déterminés à partir des caractéristiques de la mission RSO. Ces caractéristiques incluent, entre autres, la fréquence de couverture, la largeur de *swath* de la région illuminée et le rapport signal sur bruit minimum permis. Ceux-ci sont également influencés par les paramètres orbitaux du satellite. Une bonne vision globale de la mission de télédétection est nécessaire pour poser les requis de l'antenne radar. Typiquement, deux types

d'antennes rectangulaires sont utilisées pour les missions RSO : les guides d'ondes à fentes et les *patchs* rayonnantes. L'antenne réseau réflecteur pourrait être une bonne candidate pour une mission RSO, mais aucune démonstration en orbite n'a été faite à ce jour.

D'autres satellites RSO présentement en orbite utilisent plutôt des antennes planaires avec la technologie des modules transmission-réception (en anglais *transmit receive module* ou TRM) nommées antenne réseau à commande de phase. Le contrôle numérique appliqué dans ces modules permet le contrôle de plusieurs caractéristiques du faisceau, dont la direction et la largeur de celui-ci. Cette reconfiguration de l'antenne est un atout pour les missions RSO ce qui permet d'obtenir plusieurs modes d'opération du radar tels que : ScanSAR et Stripmap. Pour la charge utile des satellites de la MRC, l'antenne de 6.75 x 1.37 m et de 260kg incluant plus de 100 TRMs [18], ce qui excède les limitations en puissance et en poids d'un nanosatellite. La mission Nova-SAR lancée en 2018 est un exemple de mission RSO à bord d'un petit satellite. Son antenne réseau à commande de phase de 1 x 3m fonctionne avec les deux polarisations linéaires [19]. Une mission RSO initié par l'agence spatiale japonaise (JAXA) utilise plutôt la technologie d'une antenne guide d'onde à fentes [19]. La taille du satellite est environ 0.7 x 0.7 x 0.6 m ce qui reste très supérieur au format des CubeSats.

2.2 Les antennes réseau réflecteur de satellite

Comme mentionné précédemment, la technologie des antennes réseau réflecteur est composé de deux parties : la source d'illumination et le réflecteur passif. Dans une application satellitaire, ces deux composantes doivent être repliées sur les parois ou à l'intérieur du satellite avant le lancement en orbite. Pour simplifier le mécanisme de déploiement et limiter les risques d'échec, l'antenne source du réseau réflecteur est souvent installée près de la structure du CubeSat ce qui signifie qu'elle est décalée par rapport au centre du réflecteur. La figure 3.1 de [20] présente une configuration de RR circulaire avec source décalée.

L'équation suivante est adapté de l'équation 3.3 dans [20] et représente le requis en phase pour l'élément à la position i du réflecteur. Le premier terme correspond à la différence de phase due aux distances différentes parcourues. Le deuxième terme permet d'ajouter une correction de phase supplémentaire si la direction du faisceau réfléchi souhaitée n'est pas dans l'axe de la normale du réflecteur.

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} R_i - \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sin\theta_b (x_i \cos\phi_b + y_i \sin\phi_b)\right) \tag{2.1}$$

La première étape lors de la conception d'un RR est de sélectionner la topologie de la cellule unitaire en fonction des requis et de l'application choisie. En faisant légèrement varier les

dimensions de résonnance de la géométrie de cette cellulaire unitaire, il sera possible de contrôler la phase de l'onde réfléchie à un point. Cette analyse permet de concevoir une librairie pour des requis de phase couvrant 360°. La prochaine étape consiste à fixer la position de l'antenne source. Une fois cette étape réalisée, il sera possible de déterminer le requis de phase pour chaque élément du RR à l'aide de l'équation 2.1 et de fixer la géométrie de chaque élément en fonction de celle-ci.

L'utilisation d'un réseau réflecteur planaire comporte plusieurs avantages. D'abord, étant donné que le réflecteur est passif, celui-ci a une faible masse et il ne requiert pas de composants électroniques ce qui élimine les pertes RF et minimise la densité du réflecteur. Comparativement à un réflecteur parabolique, les panneaux du RR sont plats ce qui permet à ceux-ci d'occuper un espace minimal sur la structure du nanosatellite avant le déploiement. Pour toutes ces raisons, son coût de conception et de fabrication est très faible. L'inconvénient du réseau réflecteur est sa faible bande passante due aux éléments imprimés sur sa surface. Ce point négatif n'est pas une limitation dans une application radar où une faible bande passante d'environ 200MHz [21] (moins de 1.2% à 17.2 GHz) est requise.

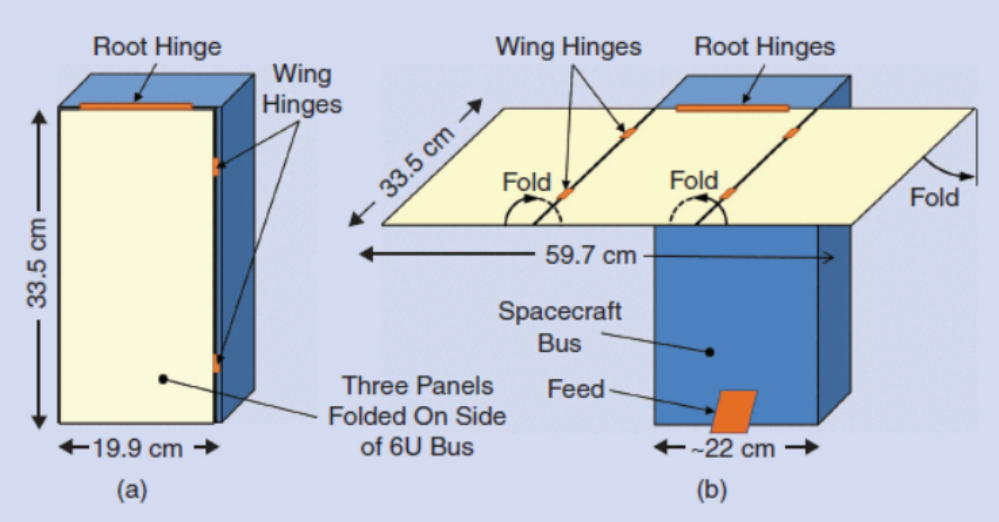


Figure 2.2 Satellite MarCO avec les panneaux repliés et déployés © 2017 IEEE [2]

La technologie des antennes réseau réflecteur a déjà été intégrée dans des CubeSats pour des missions spatiales. Par exemple, le CubeSat 6U MarCO de la NASA a un RR de 59.7 x 33.5 cm formé par 3 panneaux [2]. L'antenne a été utilisée comme lien de communication avec la Terre alors que le satellite était en orbite autour de la planète Mars. La mission ISARA propose un RR composé de 3 panneaux de 33.9 x 8.26 cm chacun à bord d'un CubeSat 3U [22]. Une grande innovation de la mission ISARA est l'ajout de cellules solaires

à l'arrière des panneaux du réseau réflecteur. Cette conception permet de maximiser l'énergie solaire captée par le satellite. Dans ces deux missions, l'antenne RR a été utilisée pour une application de télécommunication et non pour une application radar. Les dimensions des réseaux réflecteurs sont grandement limitées par la complexité du mécanisme de déploiement des panneaux qui doivent être repliés sur les surfaces extérieures du CubeSat avant sa mise en orbite. En effet, la fiabilité ainsi que la planarité des panneaux une fois déployés sont deux facteurs critiques. Les pentures, qui sont inévitables pour assurer la liaison entre les panneaux, peuvent induire un écart entre ceux-ci ce qui détériore légèrement les performances du réseau réflecteur.

2.3 Les antennes sources de réseaux réflecteurs

Les antennes sources des réflecteurs paraboliques ne sont pas nécessairement les meilleures sources d'illumination pour les réseaux réflecteurs. L'uniformité du champ sur le réflecteur planaire est l'un des critères primordiaux pour obtenir des performances optimales. Pour faire un choix éclairé sur la topologie de l'antenne source, il est préférable de fixer les dimensions du réflecteur ainsi que le centre de phase de la source. Dans les missions MarCO et ISARA, la topologie de l'antenne source sélectionnée est un réseau d'antennes microruban polarisé circulairement. Également, dans ces deux missions, la source était décalée par rapport au centre du réseau réflecteur, ce qui limite les risques de blocage.

2.3.1 Les antennes cornets

Les antennes cornets sont très répandues comme source pour les systèmes à réflecteurs paraboliques spatiaux. Ce sont des antennes à gain moyen et qui peuvent supporter un haut niveau de puissance. L'antenne cornet est directive et il n'est donc pas nécessaire de former un réseau pour obtenir une amélioration de l'efficacité de débordement. Une recherche en 2017 à l'université de Concordia a présenté comment une antenne cornet conique pouvait être modifié en ajoutant une cavité et en ajoutant un *taper* à l'ouverture du cornet pour optimiser l'efficacité d'ouverture d'un réseau réflecteur [3] (visible à la figure 2.3). L'ajout de corrugations sur la surface intérieure du cornet permet également d'améliorer le rapport axial de la polarisation circulaire [23]. Malgré les nombreux avantages des cornets, leurs volumes et leurs masses (comparé aux antennes microruban) limite leur intégration à de petites plateformes telles que les CubeSats. Une partie du volume du satellite est sacrifiée pour y installer l'antenne cornet avant son déploiement.

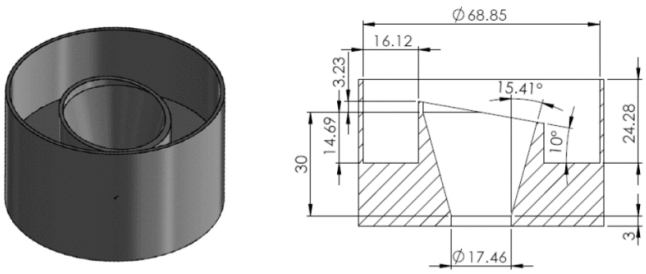


Figure 2.3 Antenne cornet optimisée pour illuminer un réseau réflecteur © 2016 IEEE [3]

2.3.2 Les antennes microruban

Les antennes microruban sont très avantageuses grâce à leur minceur et également grâce à leur faible poids. Les double polarisation linéaire (ou circulaire) et double fréquence peuvent être incluses dans leur conception. Avec leur installation à l'extérieur de la structure, ces antennes planaires permettent de maximiser l'espace disponible à l'intérieur pour les composantes du bus (batterie, ordinateur de bord, etc.) ou pour augmenter le nombre de charges utiles scientifique par exemple. Lorsque ces antennes sont agencées en réseau, le réseau d'alimentation peut être directement installé sur le même substrat que les lignes de transmission ce qui permet de limiter les pertes et d'obtenir un résultat compact. Comparativement aux antennes cornets, les antennes microruban ont les inconvénients d'avoir une faible tenue en puissance et une bande étroite. Un exemple d'antenne microruban est l'antenne source de la mission Marco présentée à la figure 2.4.

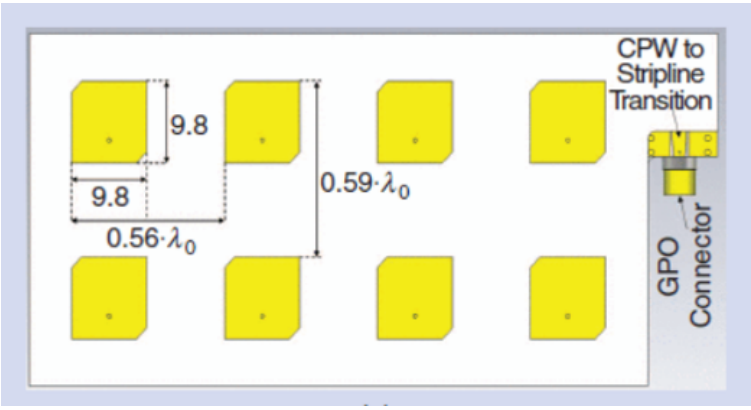


Figure 2.4 Antenne microruban source du RR de MarCO vue de dessus © 2017 IEEE [2]

L'antenne du projet DIFFERENT [24] propose un réseau d'antennes sources planaires déployable illuminant un réflecteur parabolique. Cette antenne a la particularité d'être double

bande (X et Ka-Band) et d'avoir la capacité de former des faisceaux numériquement. Cette technologie nécessite l'ajout de plusieurs composantes électronique pour assurer un contrôle précis du faisceau. Quelques petits satellites avec cette technologie pourraient orbiter en formation pour tirer avantage d'un système RSO multistatique.

2.4 Antenne *patch* microruban à fentes couplées

L'antenne *patch* microruban à fentes couplées (APMFC), initialement présentée par Pozar avec une ouverture circulaire [25], a été le sujet de nombreuse recherche depuis. L'APMFC typique (visible à la figure 2.5) est composé de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est gravée une fente de couplage. Cette séparation permet d'éliminer les interférences possibles provenant du rayonnement des lignes de transmissions microruban. Les substrats peuvent être sélectionnés pour optimiser leurs rôles respectifs. Un substrat d'antenne à faible permittivité permet d'améliorer la bande passante. Au contraire, un substrat de ligne de transmission à haute permittivité est avantageux pour limiter les pertes par rayonnement et optimise le transfert d'énergie à travers la fente.

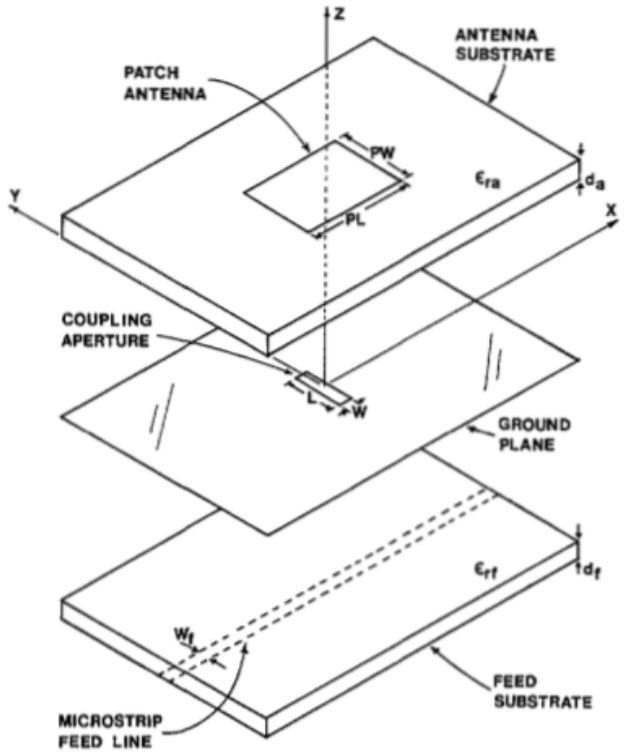


Figure 2.5 Géométrie d'une antenne *patch* microruban à fentes couplées © 1986 IEEE [4]

Un décalage de la fente et de la ligne de transmission par rapport à la symétrie de la *patch* n'est pas optimal, car il réduit le couplage. Toutefois, ce peut être un compromis nécessaire pour concevoir une antenne à double polarisation [4]. La conception d'une antenne symétrique a l'avantage de fournir une grande isolation entre les polarisations [26].

2.4.1 Géométrie de l'ouverture

Dans une APMFC, un *stub* circuit ouvert est ajouté au bout de la ligne de transmission (au-delà de la fente) pour ajuster l'impédance. La géométrie de l'ouverture dans le plan de masse joue également un rôle sur l'impédance en entrée et sa forme permet d'ajouter plus de degrés de liberté pour l'adaptation et pour maximiser le couplage. Il est, par contre, primordial de minimiser la grandeur de la fente pour limiter le rayonnement arrière générée par celle-ci [26]. Minimiser les dimensions des ouvertures est d'autant plus important lorsque plusieurs fentes sont nécessaires sur une même antenne (comme pour obtenir deux polarisations orthogonales [27]) sans qu'elles se coupent. La fente en forme de *dog bone* permet d'avoir une amplitude de champs plus uniforme sur la fente, ce qui donne un meilleur couplage en plus d'être plus robust aux décalages imprévus entre la fente et la ligne de transmission lors de la fabrication. D'autres géométries de fentes, telles que la forme en H, en noeud papillon et en *hour glass* [5] visiblent à la figure 2.6, donnent également un couplage amélioré par rapport à la fente rectangulaire.

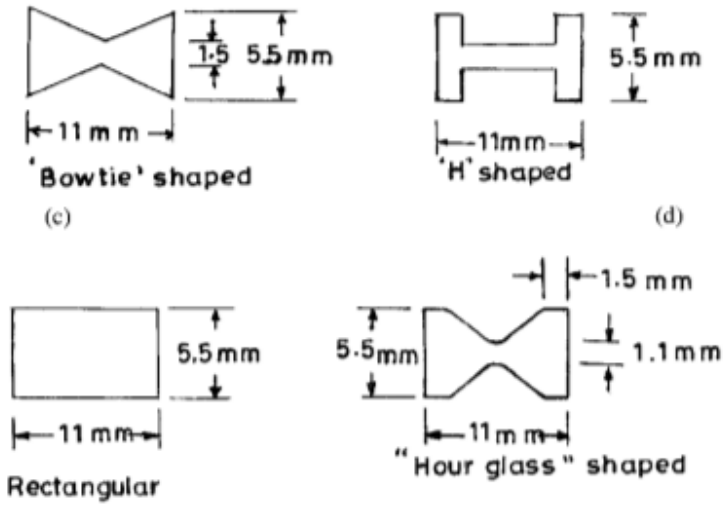


Figure 2.6 Différentes géométries de fente pour APMFC © 1996 IEEE [5]

2.4.2 Double polarisation linéaire

La symétrie entre les deux polarisations permet d'obtenir des pertes de retour similaires et donc de limiter les différences de gains entre les deux polarisations. Ceci est désirable pour obtenir des efficacités similaires sur le réseau réflecteur. Un exemple d'antenne APMFC à fentes rectangulaires est présenté dans [27]. Dans cette recherche, l'antenne symétrique a une isolation d'environ 18 dB entre ses deux ports ce qui n'est pas suffisant pour une application radar polarimétrique. La proximité des lignes de transmissions dans ce modèle limite grandement le type de géométrie pouvant être utilisé pour les ouvertures. En effet, l'insertion de fentes en H, qui pourrait améliorer les performances de l'antenne, est presque physiquement impossible sans que celles-ci fusionnent. Une autre avenue pour améliorer cela serait d'isoler les deux lignes de transmissions par une rangée de vias (similairement à ce qui a été fait pour l'antenne source de MarCO). Cette solution augmente la complexité et légèrement le coût de fabrication.

Pour une antenne à double polarisation linéaire, l'isolation entre les deux ports est un critère majeur (typiquement inférieur à 20 dB). Pour une application radar, la pureté des polarisations ainsi qu'un faible niveau de contrapolarisation est d'autant plus importante pour ne pas altérer les résultats. La technique d'alimentation différentielle permet d'obtenir ces caractéristiques au sacrifice de la symétrie et de ses avantages mentionnés précédemment. Cette technique consiste à alimenter l'antenne *patch* en deux point plutôt qu'un pour une seule polarisation. La terminologie *hybride* est adoptée lorsque deux techniques d'alimentation différentes sont utilisées pour une même antenne.

Un premier type d'alimentation différentiel est obtenu grâce à une alimentation par sonde (*probe feed* en anglais) [28] [6]. Dans cette technique, les bouts des lignes de transmissions sont liés aux *patchs* grâce à des vias. La figure 2.7 présente une antenne avec ce type d'alimentation au port 2.

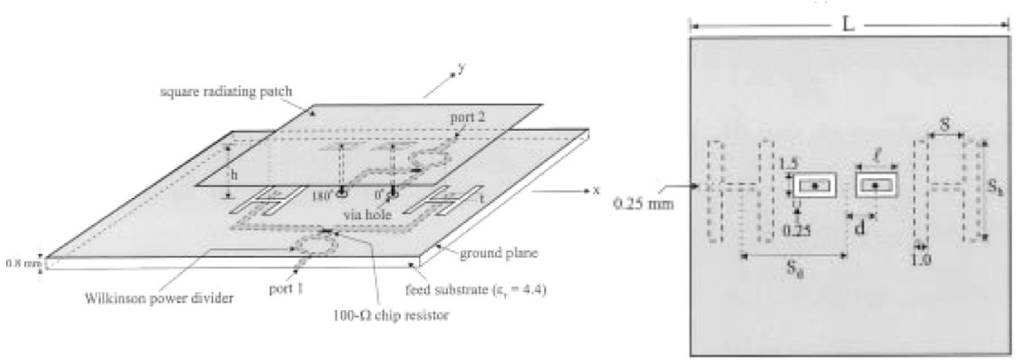


Figure 2.7 Antenne 1.8 GHz à double polarisation avec alimentation hybride © 2002 IEEE [6]

Une seconde technique d'alimentation différentielle consiste à doubler le nombre des fentes pour une polarisation et d'alimenter chacune d'elles à l'aide de lignes de transmission couplées. Un exemple de ce type d'alimentation est présenté à la figure 2.8. Pour garder une certaine symétrie, deux fentes en forme de H sont positionnées symétriquement par rapport à l'axe x. La ligne de transmission de la polarisation verticale est composée d'un diviseur 3 dB. Une longueur supplémentaire spécialement calculée pour obtenir 180° de déphasage a été ajoutée à l'une des sorties du diviseur, ce qui permet d'obtenir une excitation en phase aux fentes et de diminuer la contrapolarisation.

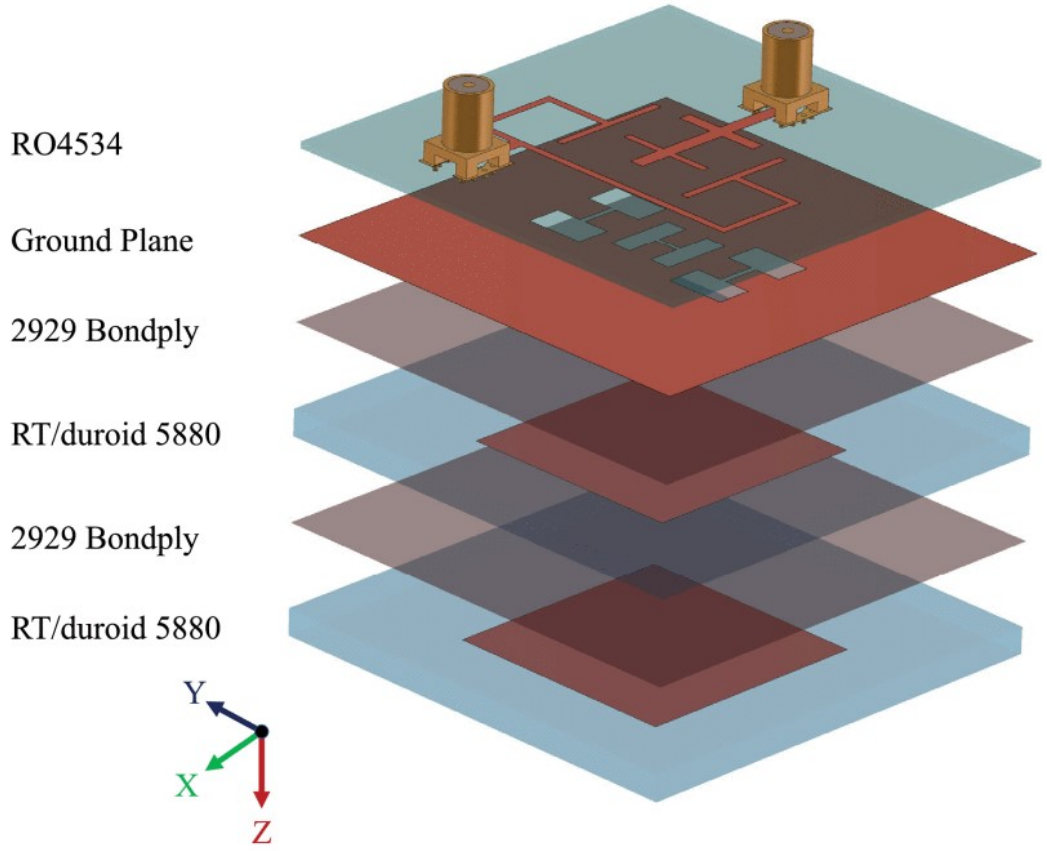


Figure 2.8 Antenne 2.8 GHz à double polarisation avec alimentation hybride © 2019 IEEE [7]

2.4.3 Double bande

Pour une application de mesures polarimétriques de la composition de la neige, l'ajout d'une seconde bande de fréquences, plus basse que 17.2 GHz est un atout non négligeable. Cette deuxième fréquence d'intérêt n'est pas unanime dans les recherches et varie entre 13.2 GHz [15] et 9.6 GHz [14]. Une plus récente recherche identifie trois fréquences, soit 9.65 GHz, 13.6 GHz et 17.25 GHz comme étant indispensables pour une mission radar de mesure de la

composition de la neige [21]. L'ajout d'une seconde fréquence de résonnance sur une antenne microruban est un bon défi de conception. D'abord, les deux fréquences doivent être bien isolées l'une de l'autre. Il est également souhaitable que le diagramme de rayonnement soit similaire pour les deux fréquences et les deux polarisations.

Un exemple de ce type d'antenne microruban est présenté dans [29]. Cette antenne, conçue pour fonctionner à 0.9 GHz et 1.8 GHz, est alimentée via des fentes en H. La plus petite *patch* (pour la haute fréquence) est séparé de la plus grande *patch* par une fente en forme d'anneau carré, ce qui permet de bien isoler les fréquences de résonnances. Les résultats présentent une bonne isolation inférieure à 30 dB entre les deux ports et les niveaux des lobes secondaires mesurés sont en moyenne inférieurs à -20 dB. Cependant, aucun résultat n'est présenté à propos du niveau de polarisation croisée. De plus, le substrat des *patchs* sélectionné est de l'air ce qui rend cette antenne inadaptée pour une application spatiale.

Une autre antenne fonctionnant pour 28 GHz et 39 GHz avec les deux polarisations linéaires est présentée dans [30]. Ces deux fréquences sont éloignées l'une de l'autre ce qui facilite la conception d'une antenne double bande. Le mode d'alimentation est différent de ceux analysés précédemment. Le plan de masse est situé sous le substrat des lignes de transmission. Il n'y a donc pas de fentes et les *patchs* sont couplées grâce à la proximité avec les lignes de transmission.

2.5 La synthèse de faisceau

Typiquement, les faisceaux désirés de l'antenne source doivent produire une illumination uniforme de -10 dB environ par rapport à l'illumination maximale sur tout le contour du réflecteur afin d'obtenir une efficacité d'illumination optimale. L'assemblage de plusieurs antennes en réseau est parfois nécessaire pour obtenir ces performances. Dans ces cas, des techniques de synthèse de faisceaux sont utilisées.

La synthèse de faisceau, aussi nommé l'analyse inverse, est utilisée lorsque les requis du patron de rayonnement sont connus et qu'il faut concevoir une antenne pour obtenir ceux-ci. Ces requis peuvent être, par exemple, à propos de la largeur de faisceau principal ou des niveaux des lobes secondaires désirés. Dans ce type d'analyse, il existe plusieurs solutions possibles pour atteindre les mêmes performances. Les plans en élévation et en azimut sont traités de façon séparée pour simplifier les analyses.

Les trois paramètres variables sont le nombre d'éléments, l'espacement entre les éléments et l'excitation appliqué à ceux-ci (distribution en amplitude et en phase). Dans un réseau linéaire, l'espacement est souvent uniforme entre les éléments. La distribution de phase permet

de faire varier l'angle du faisceau principal. Lorsque la phase d'excitation est identique sur tous les éléments du réseau, le faisceau principal est orienté dans la même direction que la normale de l'antenne (direction *broadside*).

Il existe plusieurs techniques pour faire la synthèse de faisceau. Les techniques de la série de Fourier et de Woodward-Lawson permettent de fixer le patron désiré. Plus spécifiquement, la technique de Woodward-Lawson est principalement utilisée pour les réseaux avec beaucoup d'éléments (plus de 5), car elle permet de limiter les ondulations du patron dans la zone contrôlée.

Les techniques de Chebyshev et de Taylor permettent de fixer un niveau des lobes secondaires désirés. Pour la mission MarCo, un réseau de 4x2 éléments a été conçu à l'aide de la technique de la distribution de Taylor pour obtenir des lobes secondaires inférieurs à -20 dB. Dans le cas d'ISARA dont la surface du réseau réflecteur est presque carrée, un réseau de 4x4 éléments a été utilisé pour obtenir des faisceaux plus étroits dans les deux plans.

L'antenne élémentaire mise en réseau a un impact sur le patron de rayonnement qui sera synthétisé. Lorsque tous les éléments du réseau sont identiques, il est possible d'appliquer le principe de multiplication des diagrammes. Dans un réseau où l'excitation est uniforme, le facteur de réseau (f) peut être calculé à partir du nombre d'éléments (N), de l'espacement (d) et du déphasage progressif entre les éléments (α) à l'aide de l'équation 2.2 [12].

$$f = \frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{N \sin \frac{\psi}{2}} \tag{2.2}$$

Dans cette équation, ψ correspond à l'argument du facteur de réseau et est défini par l'équation 2.3 où $\beta = 2\pi/\lambda$ correspond à la constante de phase.

$$\psi = \beta d \cos\theta + \alpha \tag{2.3}$$

L'équation suivante permet d'obtenir le facteur d'antenne $F(\theta, \phi)$ qui correspond au champ lointain normalisé à partir du facteur d'élément (g) et du facteur de réseau (f) [12].

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \times g(\theta, \phi) \tag{2.4}$$

Pour des éléments d'antenne réseau complexe, le facteur d'élément peut être difficile à calculer. Des logiciels de simulations électromagnétiques permettent de simuler le réseau complet en tenant compte des effets de couplage entre les éléments.

2.6 Les réseaux d'alimentation

L'implémentation physique de la synthèse de réseau peut se réaliser de multiples façons. Dans l'antenne réseau à commande de phase, les TRM permettent d'ajuster électroniquement l'excitation des éléments. Des technologies comme celles-ci permettent de reconfigurer les faisceaux, et ce, même une fois le satellite lancé en orbite.

Pour une application CubeSat avec une antenne microruban, les réseaux d'alimentations planaires sont très pratiques, car ils peuvent être imprimés directement sur le substrat de l'antenne et ils ne nécessitent aucune alimentation électrique contrairement aux TRMs. Cependant, ces circuits imprimés ont nécessairement une étroite bande et les possibilités de reconfiguration sont très limitées, voire nulles. Ces circuits peuvent être formés de diviseurs de puissances (*t-junction*), de transitions quart d'onde et de différentes sortes de coupleurs pour obtenir l'excitation désirée. Ces réseaux peuvent être conçus pour alimenter les éléments en parallèle ou en série.

2.6.1 Réseau parallèle

Le réseau parallèle le plus simple est composé uniquement de plusieurs diviseurs de puissances comme c'est le cas pour le réseau d'alimentation de la source pour MarCO, à la figure 2.9. Dans cet exemple, les diviseurs de tension en T près des éléments du réseau ne sont pas symétriques ce qui permet d'obtenir une excitation non uniforme comme souhaité lors de la synthèse de faisceau. Il arrive que le ratio d'amplitude et de phase ne soit pas réalisable uniquement à l'aide de diviseurs en T. Dans ces cas, d'autres types de composantes passives peuvent être insérées dans le circuit telles que les coupleurs. Ces composantes peuvent limiter la largeur de bande du réseau d'alimentation. Cet aspect est limitatif pour les applications double bande.

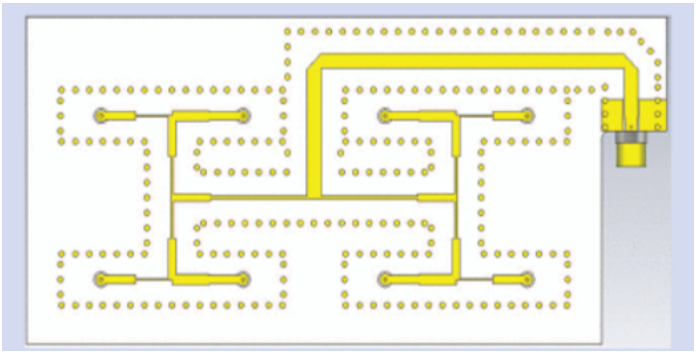


Figure 2.9 Réseau d'alimentation en parallèle de la source du réseau réflecteur MarCO © 2017 IEEE [2]

2.6.2 Alimentation en série

Le réseau d'alimentation en série a l'avantage d'être plus compact et donc d'avoir moins de pertes cumulatives. Cependant, il faut prévoir lors de la conception l'atténuation progressive du signal entre chaque élément du réseau causé par les pertes. La longueur des lignes entre les éléments contrôle la phase de l'excitation. Lors de la conception d'un réseau d'alimentation en série double bande, une attention particulière doit être portée à ces longueurs de lignes qui seront électriquement différentes pour les fréquences d'intérêt et qui vont nécessairement faire varier la phase d'excitation.

2.7 Conclusion

Le but de cette recherche est de concevoir une antenne source qui illuminera de façons optimales un réseau réflecteur, le tout, pour une application RSO à bord d'un CubeSat. Les prototypes simulés à partir des logiciels de simulation électromagnétique seront fabriqués et testés. Lors de la conception, les restrictions de tailles et de poids liés aux nanosatellites seront prises en compte. Le mécanisme de déploiement sera abordé même si l'accent du projet sera mis sur les performances RF de l'antenne source.

À ce jour, il n'y a eu aucune mission de télédétection RSO à bord d'un CubeSat. Également, la technologie du réseau réflecteur n'a pas encore été utilisée pour une application RSO en orbite. Les seuls réseaux réflecteurs testés en orbite ont été utilisés pour la télécommunication. Ce type d'application comporte des requis très différents comparativement à une mission polarimétrique radar tant au niveau de la source que du réseau réflecteur. Par exemple, l'antenne source devra fonctionner à double polarisation, et ce, avec un très bas niveau de polarisation croisée. Le développement d'une antenne réseau à double polarisation ainsi que son réseau d'alimentation servant de source à un large réseau réflecteur est en soi, un bon défi de conception et d'intégration qui amorcera la miniaturisation des missions RSO.

CHAPITRE 3 DÉVELOPPEMENT D'UNE ANTENNE UNITAIRE MICRORUBAN À DOUBLE POLARISATION LINÉAIRE

Avant de développer l'antenne réseau qui illuminera le réseau réflecteur, la conception de l'élément unitaire du réseau doit être réalisée. Cette antenne élémentaire doit respecter les limitations imposées par les nanosatellites.

D'abord, le type d'antenne sélectionné sera analysé. Par la suite, les éléments des lignes de transmissions seront expliqués. Les résultats de simulations de deux antennes prototypes seront présentés avec le logiciel de simulation Ansys HFSS avec leurs améliorations possibles. S'en suivront quelques explications à propos du choix des connecteurs. Finalement, les mesures en laboratoire des prototypes fabriqués seront présentées.

3.1 Justification du choix de topologie

Lors de la conception d'une antenne source pour un réseau réflecteur, il peut exister plusieurs solutions qui respectent les requis. Par exemple, de bonnes performances pourraient être atteintes avec une antenne cornet qui aurait la capacité de supporter une grande puissance. Par contre, son intégration au satellite nécessiterait une expertise mécanique pour assurer la viabilité et fiabilité de son mécanisme de déploiement.

Pour son haut degré de liberté et son faible coût de fabrication, la topologie sélectionnée pour l'antenne source est un réseau d'antennes microruban. Tout comme les missions MarCo et ISARA [2] [22], ce choix a l'avantage de permettre l'installation de l'antenne source sur les parois extérieures du satellite et donc de ne sacrifier aucun espace à l'intérieur du bus. Ce type d'antenne peut être déployé à l'aide d'un simple mécanisme de pentures ce qui limite la complexité et le risque associé au déploiement et au pointage de l'antenne. Par contre, les inconvénients de ce type d'antenne inclus la faible efficacité de rayonnement associée aux pertes dans le substrat et la limite de tenue en puissance des lignes microruban.

Il est ardu de développer une antenne microruban à double polarisation ayant une bonne isolation et un faible niveau de contrapolarisation. Pour y arriver, l'antenne conçue sera plus complexe que l'antenne microruban traditionnelle avec 1 seul substrat. En effet, l'antenne *patch* microruban à fentes couplées (APMFC) servira de point de départ pour la conception de la source du réseau réflecteur.

Les récentes évolutions de l'antenne APMFC ont été présentées à la section 2.4. À cette section, l'antenne APMFC symétrique à double polarisation a été détaillée, mais aucun détail

sur son niveau de polarisation croisé n'a été présentée dans [27]. Son faible niveau de complexité a permis de rapidement développer une antenne test similaire pour 17.2 GHz dont le modèle HFSS est présenté à la figure 3.1.

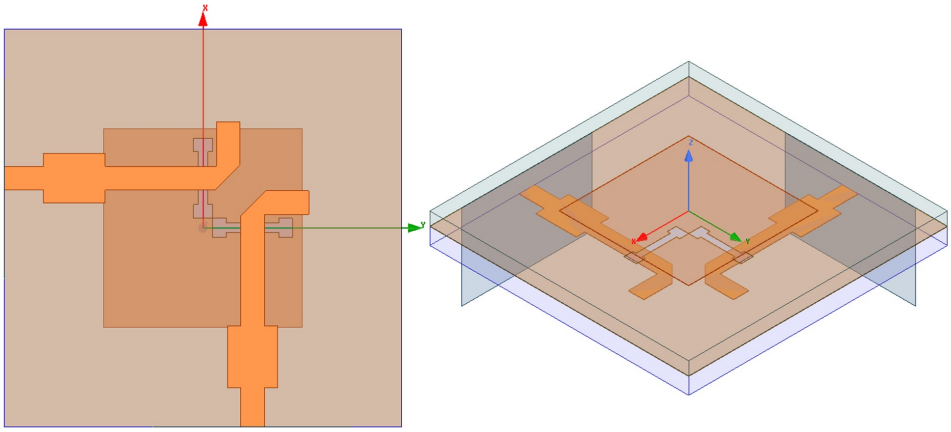


Figure 3.1 Vues de dessous et isométrique de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

Les substrats choisis sont différents de ceux utilisés dans [27]. Le substrat inférieur est le Rogers RT6010 (ε_r=10.2 et $tan\delta$=0.0023) avec une épaisseur de 0.635 mm et le substrat suppérieur est le Rogers RT5880 (ε_r=2.2 et $tan\delta$=0.0004) avec une épaisseur de 0.508 mm. Les dimensions de cette antenne test sont présentées à la figure 3.2 et au tableau 3.1.

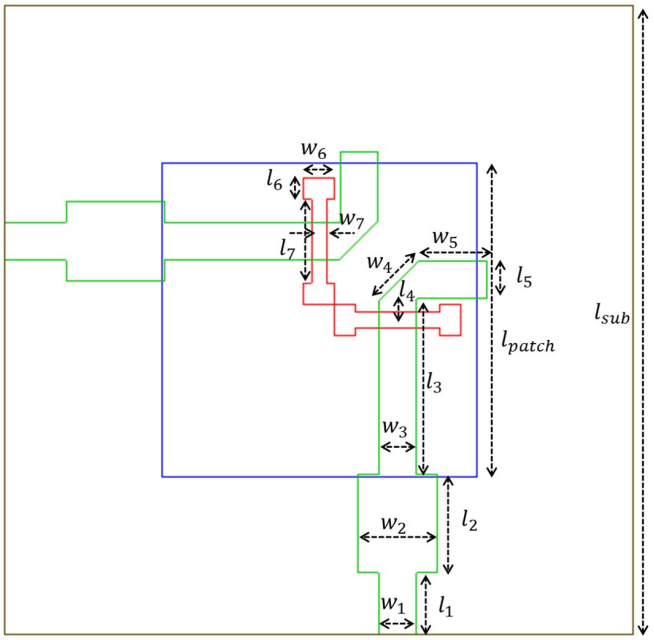


Figure 3.2 Variables de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

Tableau 3.1 Valeur optimisées pour l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

Nom variable	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**
w_1	0.6	w_2	1.27	w_3	0.6	w_4	0.89
w_5	1.1	w_6	0.49	w_7	0.25	l_{patch}	5.1
l_1	0.99	l_2	1.58	l_3	2.82	l_4	0.34
l_5	0.6	l_6	0.35	l_7	1.34	l_{sub}	10.1

Les paramètres S simulés sont présentés à la figure 3.3. Les pertes de retour sont de 19.62 dB pour la Pol-H et 19.41 dB pour la pol-V et l'isolation est de 18.3 dB. Ces valeurs sont sommes toutes acceptables pour une antenne.

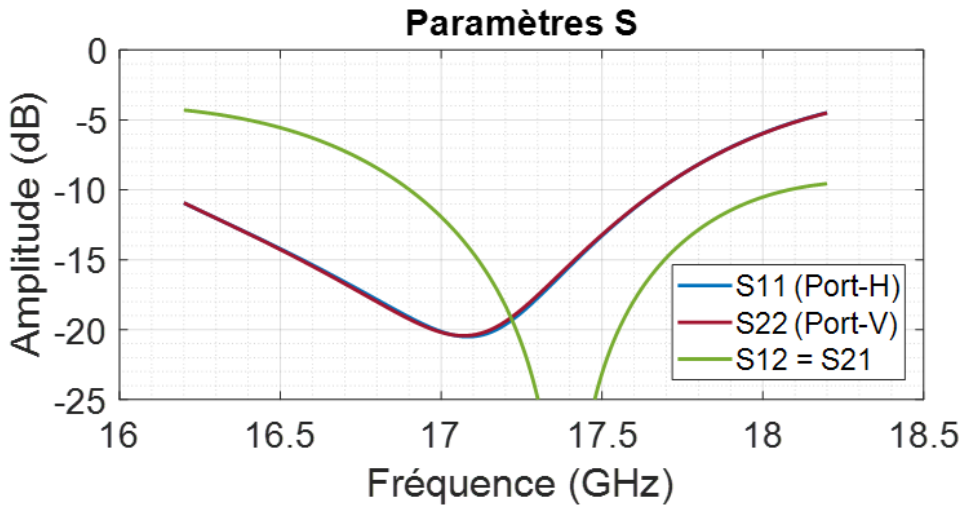


Figure 3.3 Paramètres S de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

Les champs lointains simulés pour la polarisation horizontale et verticale sont présentés aux figures 3.4 et 3.5, respectivement. La contrapolarisation simulée est de -8.18 dB par rapport au gain maximum. Cette valeur élevée signifie un haut niveau de pertes dans une polarisation indésirée et peut nuire à la pureté des polarisations, élément critique d'une application de radar polarimétrique. Pour cette recherche, un niveau de contrapolarisation similaire à celui des antennes source cornets est désiré soit environ de -30 dB. Cette géométrie ne convient donc pas. Finalement, cette antenne test présentée n'est pas fabricable due à la proximité des fentes l'une de l'autre.

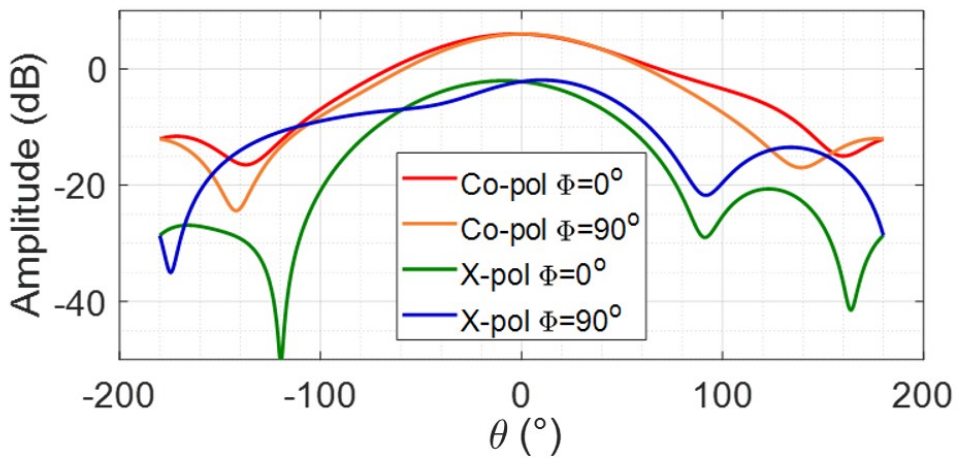


Figure 3.4 Champ lointain Pol-H de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

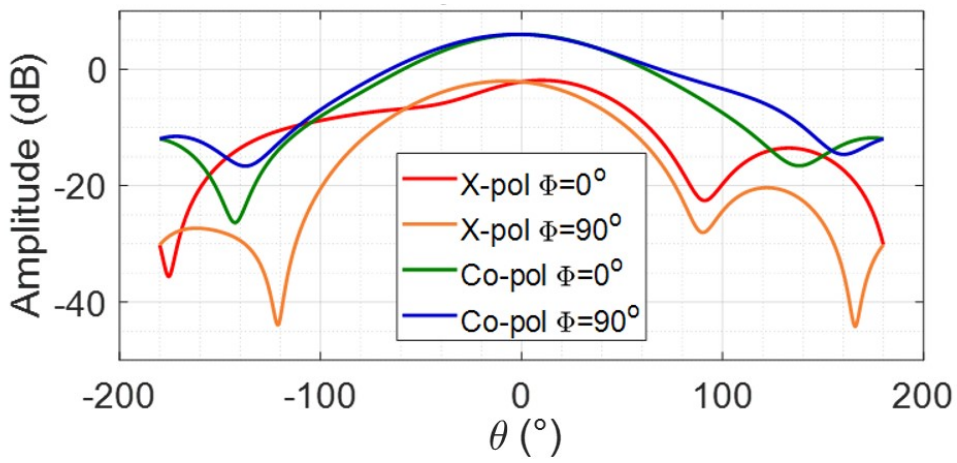


Figure 3.5 Champ lointain Pol-V de l'antenne test APMFC symétrique à 17.2 GHz

Pour sa grande isolation ainsi que sa faible contrapolarisation, une antenne inspirée de l'antenne à la figure 2.8 sera développée pour la présente recherche. Cette antenne est composée de deux *patchs* rayonnantes, de trois fentes dans le plan de masse et d'une ligne de transmission pour chaque polarisation. L'antenne dans [31] a été conçue pour la bande de 2.7 à 2.9 GHz pour être agencée en réseau et former un *phased array*. Pour la présente recherche, un niveau similaire d'isolation et de polarisation croisée est désiré à 17.2 GHz. De plus, un réseau d'alimentation à amplitude et phase fixe sera développé contrairement à l'antenne de référence.

La conception d'une antenne *patch* microruban à fentes couplées débute par la sélection des substrats. La topologie sélectionnée a 3 substrats, dont deux qui supporte des *patchs* carrés

et un autre pour le plan de masse et pour les lignes de transmissions. Le substrat de la partie circuit a été choisi avec une permittivité relative élevée pour optimiser le transfert d'énergie à travers les fentes et pour limiter les pertes par rayonnement. Il s'agit du Rogers RT6010 (ε_r=10.2 et $tan\delta$=0.0023) et son épaisseur varie entre les deux prototypes développés. Pour les substrats supérieurs soutenant les *patchs*, ils ont été sélectionnés avec une faible permittivité pour améliorer la bande passante et obtenir un meilleur rayonnement [12]. C'est pourquoi le Rogers RT5880 (ε_r=2.2 et $tan\delta$=0.0004) avec une épaisseur de 0.508 mm a été choisi. Pour lier les substrats entre eux, de l'epoxy (ε_r=3.5 et $tan\delta$=0.03) d'une épaisseur de $5\mu m$ est utilisé.

Le choix d'un substrat de circuit mince permet également d'avoir des lignes microruban moins larges et donc d'avoir un réseau d'alimentation plus compacte. Il faut toutefois porter une attention particulière aux limites de fabrications qui peuvent contraindre la sélection d'un substrat plus épais.

Dans la fiche technique des substrats RT/duroid de Rogers, deux valeurs de constante de diélectrique sont affichées. Il est important de sélectionner la valeur de conception (de $\varepsilon_{r,\,design}$=10.7 pour le RT6010) pour le modèle de simulation. Cette étape permet la conception d'une antenne dont les performances simulées et mesurées seront cohérentes. Lors de la conception du prototype 1 (qui sera présenté à la section 3.3), la mauvaise valeur de constante diélectrique avait été sélectionnée lors des simulations. Cette erreur est l'un des facteurs qui peuvent expliquer les performances décevantes du premier prototype qui seront présentées à la section 3.7.

Pour la topologie sélectionnée, l'antenne sera composée de trois fentes en forme de H. Cette géométrie permet un compromis entre l'efficacité du couplage et la réduction du rayonnement arrière. Sans être indispensable, une deuxième *patch* carré est ajouté pour améliorer la bande passante de l'antenne et augmenter la robustesse aux petites variations de taille lors de fabrication. La polarisation horizontale sera alimentée via une ligne de transmission et une fente en H. La polarisation verticale aura une alimentation différentielle pour coupler les deux fentes en H par une excitation avec une différence de phase de 180°. Pour ce faire, une jonction en T est conçue pour diviser également la puissance en deux. À l'une des sorties de ce diviseur de puissance symétrique est ajoutée une longueur de ligne de transmission supplémentaire pour obtenir la phase désirée. À la section suivante, il sera démontré que l'ajout de cette ligne de transmission crée une petite différence d'amplitude mais qui sera négligeable.

3.2 Conception d'un diviseur de puissance symétrique

Pour la jonction en T utilisée en polarisation verticale, un circuit idéal à trois ports serait à la fois sans pertes, réciproque et adaptée à tous les ports, mais il est physiquement possible de respecter uniquement deux de ces caractéristiques à la fois. Cet aspect est démontré par Pozar [32] à l'aide de la matrice S d'un circuit à 3 ports. Pour une antenne utilisée en mode émission et réception, la réciprocité ne peut être négligée. Il y a donc deux possibilités pour un diviseur de puissance à trois ports : la jonction en T sans pertes et le diviseur de Wilkinson. Comme son nom le dit, la jonction en T a l'avantage d'être sans pertes au détriment de l'adaptation de ses ports et à la faible isolation entre ses ports de sorties. Quant au diviseur de Wilkinson, une résistance discrète (*lumped*) est installée entre les deux ports de sorties pour dissiper la puissance réfléchie par ceux-ci, ce qui induit nécessairement des pertes.

Pour simplifier la fabrication, le réseau d'alimentation de l'antenne unitaire est conçu uniquement avec des éléments distribués. La jonction en T sans perte est sélectionnée comme diviseur de puissance. La figure 3.6 présente le schéma d'une simple jonction en T microruban. L'accumulation de charge à la jonction, créée par la discontinuité, est modélisée par un élément réactif en parallèle. L'impédance en entrée au port 2 Z_{in} est donc complexe ce qui n'est pas adapté à l'impédance caractéristique Z_0 de 50Ω (en supposant que les ports de sorties 1 et 3 sont branchées à des lignes ayant également Z_0 de 50Ω).

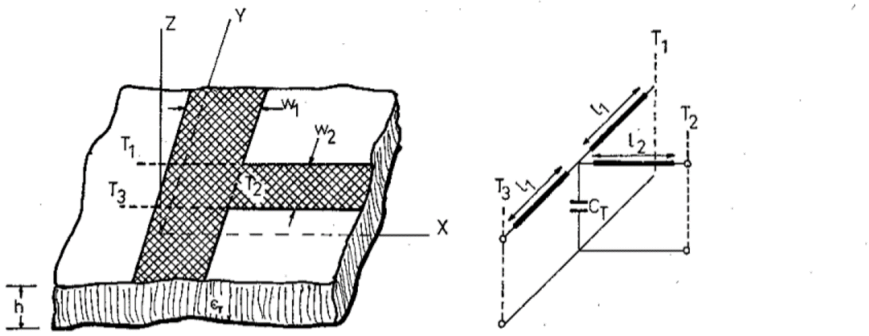


Figure 3.6 Géométrie de la jonction en T avec son circuit équivalent © 1973 IEEE [8]

Heureusement, une recherche passée a déterminé une technique pour compenser l'élément réactif induit par la discontinuité. Dans le cas d'une jonction en T, le retrait d'une forme triangulaire dans les lignes microruban à la discontinuité permettrait d'améliorer les pertes de retour à haute fréquence [9]. L'objectif de cette compensation est d'annuler la partie réactive de Z_{in}.

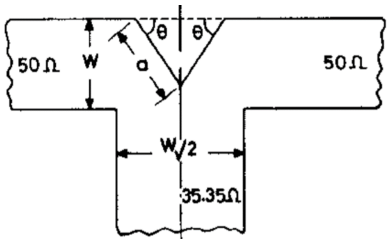


Figure 3.7 Géométrie d'une jonction en T avec compensation © 1992 IEEE [9]

Étant donné que les deux lignes de transmission en sorties sont branchées en parallèle, l'impédance Z_{in} sera différente de l'impédance caractéristique. Pour revenir à 50Ω, une transition quart d'onde ($\lambda_d/4$) est utilisée pour minimiser les réflexions. Cette transition permet une bonne adaptation pour une petite largeur de bande, car la longueur est calculée pour optimiser une seule fréquence :

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,\,eff}}} \tag{3.1}$$

La longueur d'onde dans un diélectrique (λ_d) est différente de celle dans le vide. Pour obtenir la longueur d'onde propagée dans la ligne microruban, il faut d'abord calculer la permittivité relative efficace à l'aide de l'équation 3.2 [12] avec l'épaisseur du substrat (t) et la largeur de la ligne microruban (W).

$$\epsilon_{r,\,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left[1 + \frac{10t}{W}\right]^{-0.5} \tag{3.2}$$

Pour le substrat sélectionné RT6010 dont seulement l'épaisseur varie entre les deux prototypes, la longueur d'onde dans un diélectrique obtenue à 17.2 GHz est ≈ 6.3 mm pour les deux prototypes. Cette valeur a été validée par simulation. À noter que cette valeur est nettement inférieure à la longueur d'onde dans le vide qui est de 17.44 mm à la même fréquence. L'impédance à l'entrée de la discontinuité correspond donc à $50\Omega//50\Omega = 25\Omega$. Une ligne $\lambda_d/4$ d'impédance Z_1 est ajoutée pour adoucir la transition de 50Ω à 25Ω à l'entrée de la jonction en T. L'équation 3.3 permet d'obtenir l'impédance de la ligne quart d'onde.

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \tag{3.3}$$

Pour la situation actuelle, la valeur de Z_1 est de 35.35Ω soit une largeur théorique de 0.42 mm pour le prototype 1 selon l'outil LineCalc du logiciel Keysight ADS. Les dimensions des éléments de la jonction en T sont ensuite optimisées dans le logiciel HFSS. La figure 3.8

présente les performances et les valeurs des paramètres optimisés. La division obtenue entre le port 2 et 3 est de -3.26 dB. Les pertes de retour (S_{11}) sont de 15.45 dB . Dans ce type de diviseur de puissance, il est attendu que les phases de S_{21} et S_{31} soient identiques. En simulation, la différence de phase entre les ports 2 et 3 est de 0.01°.

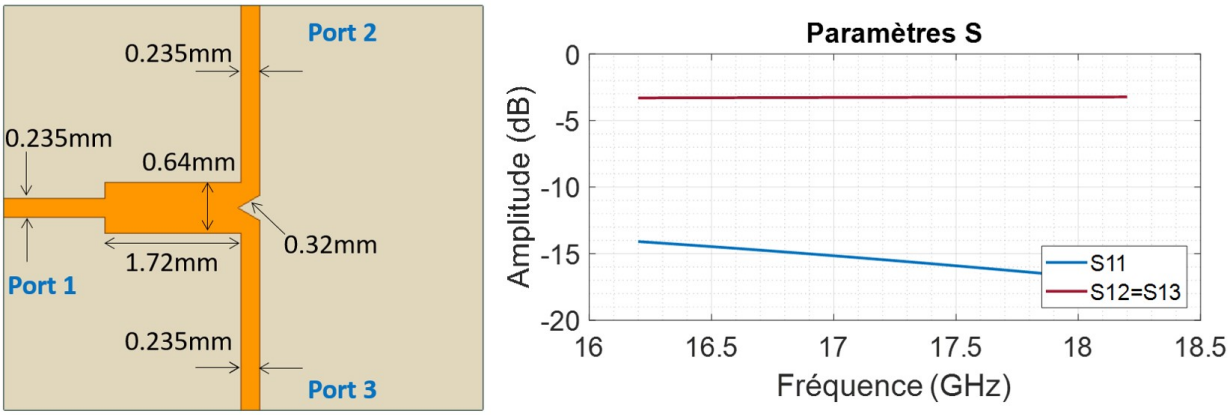


Figure 3.8 Modèle HFSS de la jonction en T du prototype 1

Le diviseur de puissance conçu fournit donc des excitations en phase aux deux sorties. Pour une alimentation différentielle, un déphasage de 180° est nécessaire sur l'une des deux lignes de transmission pour que les signaux couplés par les fentes se combinent en phase. Une ligne de transmission de longueur près de $\lambda_d/2$ (3.33mm) est ajoutée à l'une des sorties du diviseur de puissance conçu pour obtenir cette différence de phase (figure 3.9).

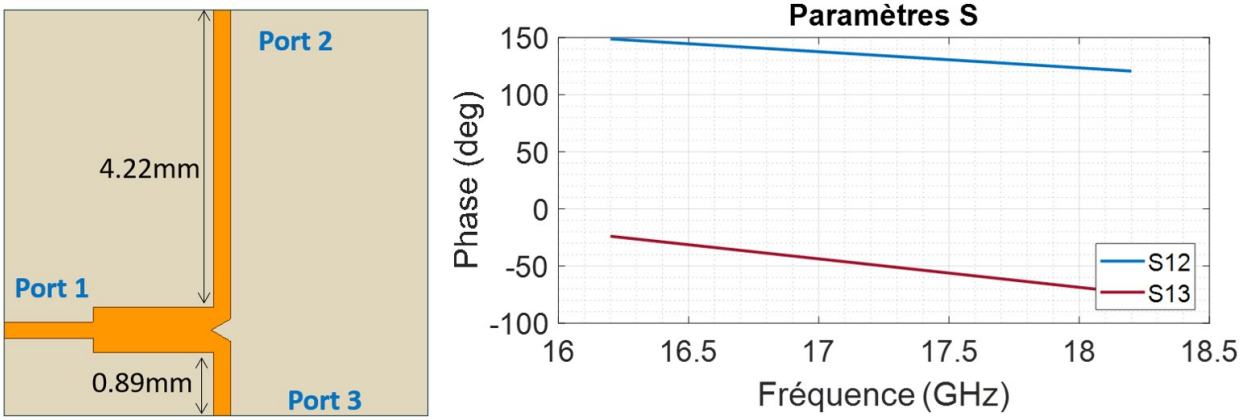


Figure 3.9 Modèle HFSS de la jonction en T avec déphasage de 180° du prototype 1

À 17.2 GHz, la phase au port 2 est de 134.75° et celle au port 3 est de -48.72° pour un déphase de 183.47°. L'optimisation de ce circuit a été réalisé sur HFSS dont la permitivité

relative du RT6010 était de 10.2. Cependant, la simulation de la figure 3.9 a été réalisé avec la valeur de *design* de la permitivité relative soit $\varepsilon_{r,\,design}$=10.7 ce qui explique pourquoi le déphase n'est pas parfaitement de 180° lors des simulations. Les paramètres S de ce circuit sont S_{12} = -3.29 dB, S_{13} = -3.27 dB et S_{11} = -15.00 dB. L'ajout de la ligne de transmission au port 2 crée une différence d'amplitude de 0.02 dB ce qui est négligeable. Cet ajout crée une rupture de la symétrie. Considérant que les fentes et les *patchs* rayonnantes respectent la symétrie, l'impact de l'asymétrie de la ligne de transmission devrait être minimisé. Le déphasage obtenu n'est valide que pour une fréquence, car il dépend de la longueur de la ligne microruban.

La jonction en T du prototype 2 a été conçue en suivant la même procédure à la différence près qu'une seconde transition quart d'onde a été ajouté. Cette transition a pour but d'obtenir un degré de liberté supplémentaire pour améliorer l'adaptation de l'antenne. Les paramètres optimaux de la transition $\lambda_d/4$ ont été obtenus par simulation sur un modèle avec l'antenne complète et sont présentés au tableau 3.3.

Les coins 90° dans les lignes de transmission de la polarisation verticale sont des discontinuités qui peuvent créer des réflexions indésirables. Le retrait d'une forme triangulaire sur le coin extérieur permettrait de réduire les pertes de retours [9]. Un modèle a été développé sur le logiciel HFSS pour analyser l'impact de la longueur de l'arête (nommée *chamfer* à la figure 3.10) du triangle isocèle et ainsi déterminer sa valeur optimale de ≈ 0.86 mm. Cette valeur est optimisée une seconde fois dans le modèle complet de l'antenne prototype 2. La valeur finale est de 0.97 mm.

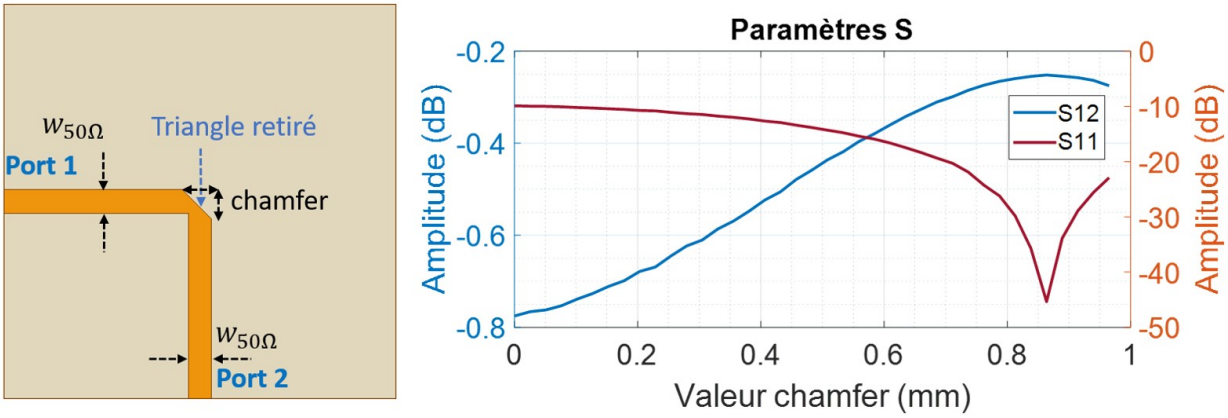


Figure 3.10 Optimisation du transfert d'énergie sur un coin 90° du prototype 2

3.3 Simulations du prototype 1

Le modèle complet du premier prototype a été développé et simulé à l'aide du logiciel HFSS. La position et les dimensions des fentes, des *patchs* et des *stubs* au bout des lignes de transmission sont les paramètres optimisés pour obtenir des pertes de retour suppérieur à 20 dB pour les deux polarisations à 17.2 GHz.

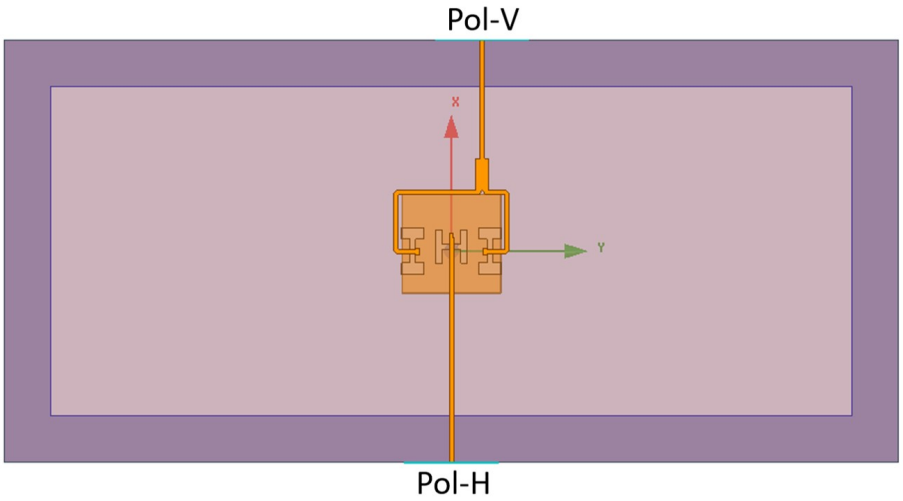


Figure 3.11 Vue de dessous de l'antenne prototype 1

La géométrie de l'antenne prototype 1 présentée à la figure 3.12 est le fruit de plusieurs itérations d'optimisation. La polarisation horizontale est formée d'une ligne de transmission et d'une fente en H qui sont symétriques par rapport au plan *xz*. Un mince *stub* sur la ligne de transmission au-delà de la fente permet d'obtenir une meilleure adaptation. Les fentes en H de la polarisation verticales sont centrées par rapport aux centres des *patchs* selon l'axe y. Comme décrit précédemment, la polarisation verticale est formée d'un diviseur de puissance, de deux lignes de transmissions de longueur différentes et de deux *stubs* au bout de celles-ci.

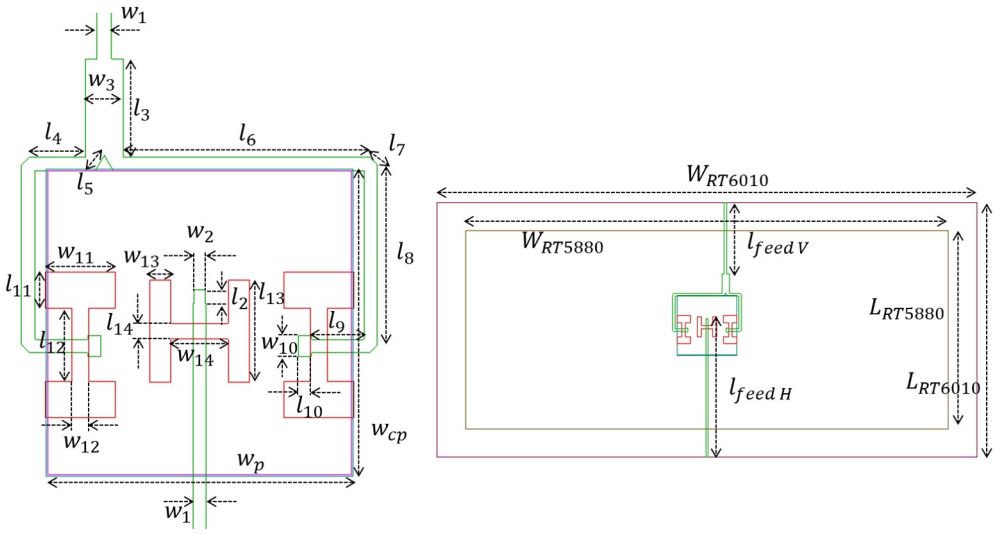


Figure 3.12 Schéma de l'antenne prototype 1

Les dimensions qui sont associées au schéma de l'antenne prototype 1 sont énoncées au tableau 3.2. La largeur de l'antenne W_{RT6010} est plus grande que nécessaire en prévision des autres éléments du réseau. La longueur de l'antenne L_{RT6010} est laissée minimale pour ce prototype, mais l'antenne réseau sera nécessairement plus longue pour inclure le réseau d'alimentation et les connecteurs. Il serait idéal d'avoir exactement les mêmes dimensions que l'antenne réseau, car la variation de la grandeur du plan de masse a un impact sur les largeurs de faisceaux. Il s'agit de l'un des points améliorés sur le prototype 2.

Tableau 3.2 Valeur des variables pour l'antenne prototype 1

Nom variable	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**
w_1	0.25	w_2	0.21	w_3	0.66	w_{10}	0.36
w_{11}	1.23	w_{12}	0.30	w_{13}	0.37	w_{14}	1.00
l_2	0.24	l_3	1.72	l_4	0.98	l_5	0.32
l_6	4.31	l_7	0.2	l_8	3.14	l_9	0.92
l_{10}	0.24	l_{11}	0.63	l_{12}	1.27	l_{13}	1.79
l_{14}	0.28	w_p	5.31	w_{cp}	5.37		
$l_{feed\,H}$	12.16	$l_{feed\,V}$	6.43	W_{RT6010}	48.40	W_{RT5880}	43.32
L_{RT6010}	22.86	L_{RT5880}	17.78				

À la figure 3.13, la géométrie des connecteurs a été ajoutée pour confirmer les proportions du modèle, mais ils n'ont pas été inclus dans les simulations. Un anneau, qui augmente la rigidité de l'antenne, fait uniquement le pourtour des substrats supérieurs comme indiqué à la figure 3.14. L'anneau métallique est modélisé par du PEC. Les simulations ont été faites avec une condition frontière PML et avec des excitation *waveport*. Un critère de performance delta S de 0.02 a été utilisé.

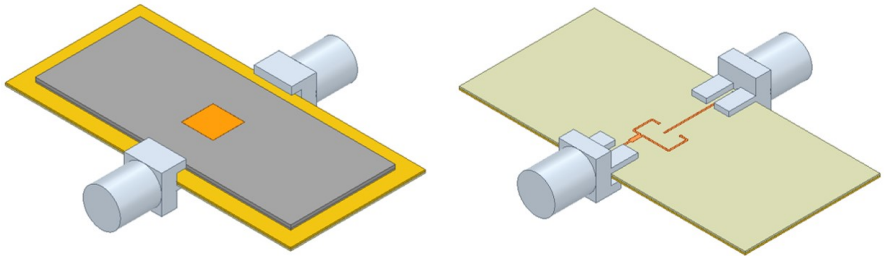


Figure 3.13 Modèle de l'antenne prototype 1 dans HFSS

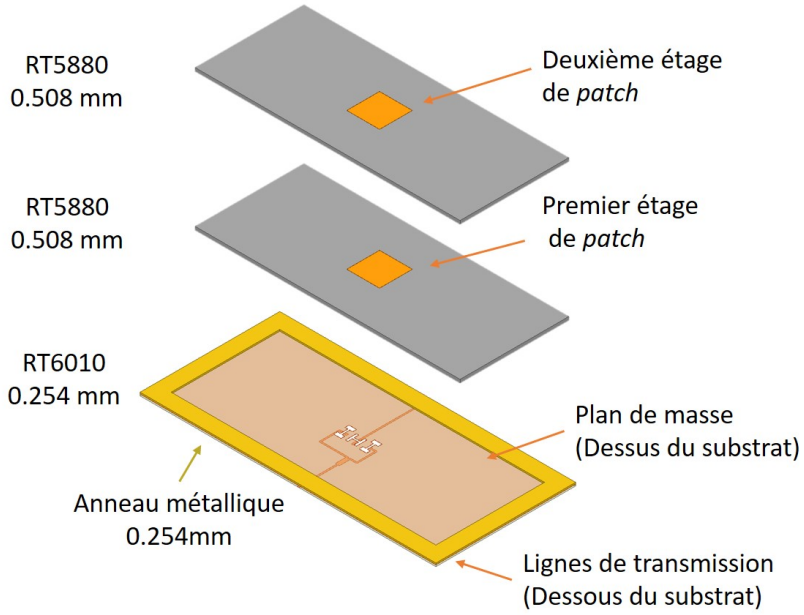


Figure 3.14 Vue explosée de l'antenne prototype 1

Les résultats des simulations sont présentés aux figures suivantes. Les pertes de retour avaient été optimisées sur un modèle contenant plusieurs erreurs. Celles-ci sont décrites à la section 3.4. Lorsque simulées dans un modèle corrigé, les pertes de retour, visibles à la figure 3.15,

sont de 14.99 dB pour la polarisation horizontale et de 12.82 dB pour la polarisation verticale à 17.2 GHz. Le paramètre S_{12} est de -51.33 dB ce qui assure une excellente isolation entre les polarisations.

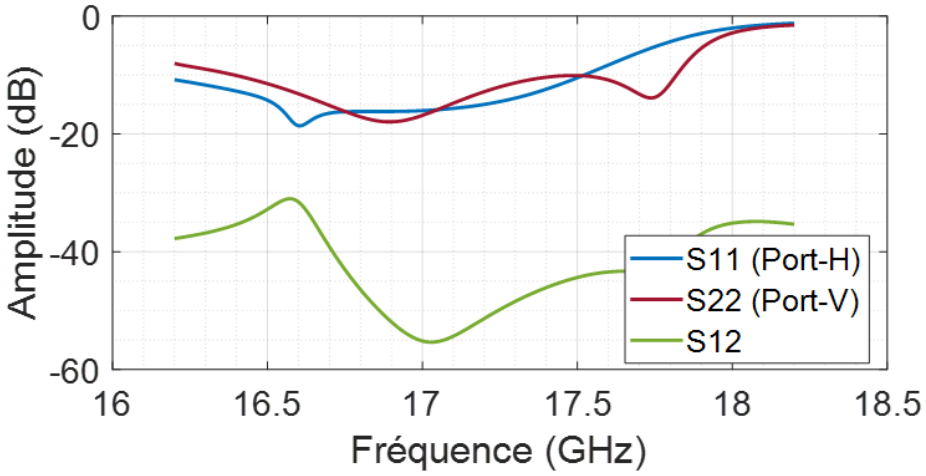


Figure 3.15 Simulation des paramètres S l'antenne prototype 1 sur HFSS

Les champs lointains ont également été simulés dans le modèle corrigé. Le niveau de contra-polarisation est très bon pour la Pol-H car il est inférieur à -30 dB par rapport au gain maximum sur presque toutes les valeurs de θ. La contrapolarisation est légèrement un peu plus élevée pour la polarisation verticale.

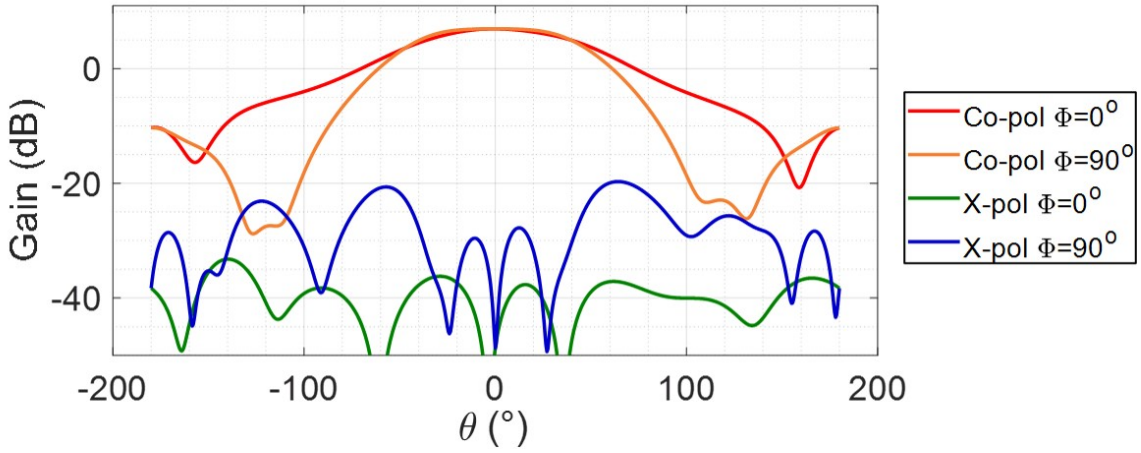


Figure 3.16 Simulation des champs lointains de l'antenne prototype 1 sur HFSS Pol-H

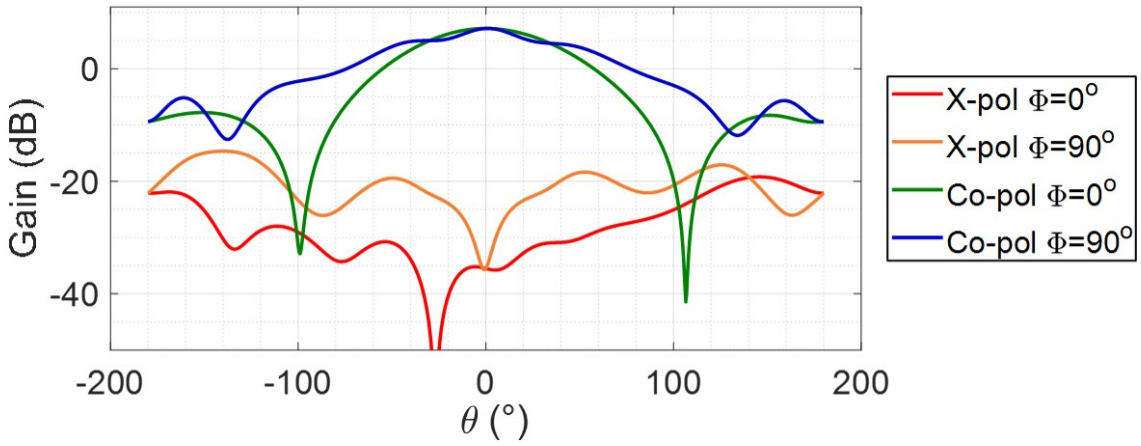


Figure 3.17 Simulation des champs lointains de l'antenne prototype 1 sur HFSS Pol-V

3.4 Limitations du prototype 1

Lors de la conception de cette antenne, quelques erreurs se sont glissées dans le modèle. Ces erreurs ont été corrigées pour toutes les simulations présentées dans ce chapitre. Évidemment, la correction de ces erreurs a entraîné une légère dégradation des performances c'est pourquoi certains résultats ne sont pas optimaux. Ces leçons apprises ont été également appliquées lors de la conception du deuxième prototype. Pour référence future, ces erreurs seront détaillées.

- **Plaquage des substrats**
  Pour les substrats de Rogers Corporation, deux types de plaquage (*cladding* en anglais) de cuivre sont disponibles soit HH/HH et H1/H1. Pour HH/HH, le cuivre sur le substrat a une épaisseur de 17 μm sur chacun de ses côtés. Pour H1/H1, il s'agit du double soit une épaisseur de 35 μm de cuivre. L'antenne prototype a été optimisée avec 35 μm de cuivre alors que la technique de fabrication au Poly-Grames nécessite spécifiquement des substrats plaqués HH/HH. Il a donc été nécessaire de corriger l'épaisseur du cuivre à 17 μm dans le modèle.
- **Frontière PML**
  Lors de la simulation d'une antenne sur le logiciel Ansys HFSS, l'utilisation d'une frontière de radiation sur une boîte peut faire varier les résultats si sa hauteur est trop petite. Une trop grande boîte de radiation peut ralentir la simulation inutilement. La frontière de radiation PML (*Perfectly Match Layer*) est configurée pour opérer à une distance minimale de $\lambda/4$ de l'antenne et agit comme une frontière absorbante. Ce type de frontière est mieux adapté pour les simulations d'antennes selon le guide d'utilisation de HFSS. Le *PML Wizard* permet de facilement configurer celle-ci.

- **Critère de convergence**
  Un dernier aspect négligé lors de la conception du prototype 1 est la convergence du modèle. Dans le logiciel HFSS, la précision du maillage augmente à chaque itération jusqu'à ce que la convergence atteigne le niveau souhaité (défini par la valeur du delta S). Certains modèles, comme le coin 90° à la figure 3.10, nécessitent un maillage très fin pour obtenir des résultats convergés, ce qui requiert un delta S nettement inférieur à la valeur par défaut de 0.02. La convergence des principaux paramètres du circuit (par exemple, les pertes de retour S_{11} ou l'impédance d'un port Z_0) , peut être validée en créant un graphique avec la solution *AdaptivePass* et en assignant les *pass* à l'axe principal.

Finalement, la faible épaisseur du substrat inférieur (0.254mm) a été sélectionnée pour permettre la conception d'un circuit compacte. Cependant, ceci engendre de minces lignes de transmission 50Ω (0.21 mm selon l'outil LineCalc) qui sont sensibles aux imperfections de la fabrication et qui limitent le choix de connecteur. En effet, avec une largeur de ligne de 0.21 mm ± 50 μm, l'impédance Z_0 peut varier entre 45.61Ω à 56.28Ω (calculé à l'aide de l'outil LineCalc). L'épaisseur du RT6010 sera donc augmenté au deuxième prototype.

3.5 Simulations et améliorations du prototype 2

La conception du deuxième prototype a débuté avec le choix d'un nouveau substrat. Pour éviter de refaire la conception des *patchs* rayonnantes, les deux substrats supérieurs RT5880 de 0.508 mm restent inchangés. Les fentes ont été à nouveau optimisées, mais leurs dimensions sont finalement restées constantes entre les deux prototypes. Pour le substrat inférieur, une épaisseur supérieure à 0.256 mm doit être sélectionnée, cette fois-ci pour résoudre les problématiques du premier prototype. La compagnie Rogers propose des échantillons de RT6010 à 0.635 mm, ce qui sera utilisé comme point de départ pour le deuxième prototype. La nouvelle largeur de ligne 50Ω calculée est de 0.604 mm. Ce changement a également un impact sur le diviseur de tension et les coins 90° qui devront être redimensionnés tel que vu à la section 3.2.

La géométrie des lignes de transmission a légèrement varié. Pour la polarisation horizontale, le *stub* a été retiré et remplacé par une ligne quart d'onde positionnée à $\lambda/2$ du milieu de la fente. La largeur de cet élément permet un contrôle sur l'adaptation. Pour la polarisation verticale, les *stubs* ont également été retirés. Une transition quart d'onde à l'entrée du diviseur de puissance a été ajouté pour limiter les réflexions à cet endroit. Ces changements sont visibles à la figure 3.18.

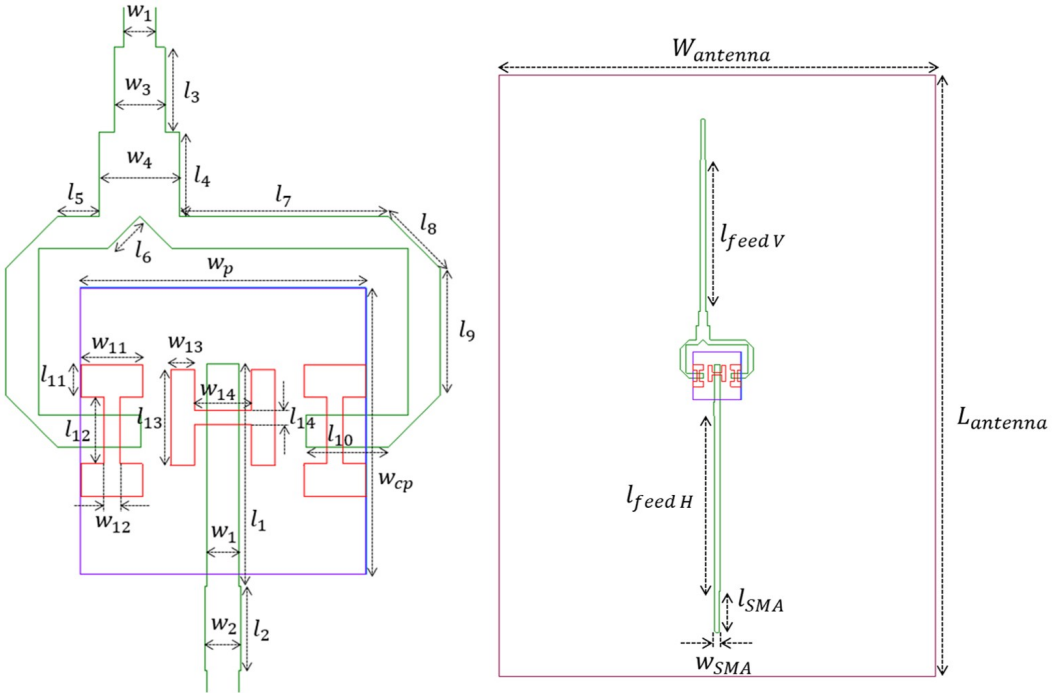


Figure 3.18 Schéma de l'antenne prototype 2

Le plan de masse a été grandement agrandi par rapport au prototype 1. Ceci a été conçu pour prévoir l'espace pour plusieurs antennes et le réseau d'alimentation. En effet, le prototype 2 a été fabriqué après l'analyse préliminaire de synthèse de faisceau (section 4.2) ce qui permet d'obtenir une taille de plan de masse similaire à celle de l'antenne réseau. Ceci permet de voir l'impact de la taille du plan de masse sur le champ lointain et de caractériser le facteur d'élément.

Un nouveau type de connecteur a été sélectionné pour ce prototype. Il s'agit d'un connecteur venant se fixer à 90° sur la ligne de transmission ce qui implique que les lignes microruban ne se rendent plus jusqu'au bord du PCB comme c'était le cas pour le premier prototype. L'empreinte de ce connecteur nécessite une ligne de transmission de 0.508 mm nommé W_{SMA} dans le schéma du prototype 2. Les plans de masse coplanaires et les lignes de vias de l'empreinte ne sont pas affichés à la figure 3.18 pour simplifier celle-ci. Le choix des connecteurs est détaillé à la section 3.6. Les paramètres du tableau 3.3 sont le résultat de plusieurs optimisations pour obtenir une bonne résonnance à 17.2 GHz.

Tableau 3.3 Valeur des variables pour l'antenne prototype 2

Nom variable	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**	**Nom variable**	**Valeur (mm)**
w_1	0.60	w_2	0.67	w_3	0.94	w_4	1.50
w_{11}	1.14	w_{12}	0.30	w_{13}	0.44	w_{14}	1.07
l_1	4.16	l_2	1.58	l_3	1.58	l_4	1.58
l_5	0.78	l_6	0.85	l_7	3.91	l_8	1.36
l_9	2.38	l_{10}	1.55	l_{11}	0.61	$_{12}$	1.24
l_{13}	1.79	l_{14}	0.26	w_p	5.33	w_{cp}	5.35
$l_{feed\,H}$	19.44	$l_{feed\,V}$	16.76	w_{SMA}	0.508	l_{SMA}	4.36
$W_{antenna}$	48.40	$L_{antenna}$	66.73				

L'analyse du champ lointain de cette antenne a démontré un fort niveau de lobes secondaires en plus d'un fort lobe arrière. Ces deux éléments sont indésirables car ils pourraient créer des réflexions et de la diffraction sur les côtés et les coins du CubeSat. Le rayonnement arrière est caractéristique des antennes APMFC. La solution proposée est d'ajouter une plaque métallique positionnée à $\lambda_0/3$ sous le plan de masse de l'antenne. Cette distance a été optimisée pour réduire les lobes indésirables, et ce, sans une trop grande déformation du lobe principal. Un élément absorbant est ensuite installé sur cette plaque. L'élément absorbant sélectionné est le modèle eccosorb GDS 21225167 de la compagnie Laird Technologies EMI qui est adapté pour une application spatiale avec son faible niveau de dégazage. Avec l'ajout d'un élément absorbant, les niveaux de lobes secondaires et arrière sont diminués, mais au sacrifice d'un peu de gain. Finalement, un anneau métallique est ajouté au-dessus du substrat supérieur pour augmenter la solidité des connecteurs et uniformiser la pression appliquée par ceux-ci. L'anneau ainsi que les têtes de vis ont été modélisés pour vérifier qu'ils n'impactent pas les performances de l'antenne. Ces nouveaux éléments sont visibles à la figure 3.19. Les connecteurs sont modélisés pour valider l'installation, mais ils ne sont pas inclus dans les simulations. L'analyse de l'impact de la base, de l'eccosorb et de la plaque sera présentée à la section 4.7 au chapitre suivant.

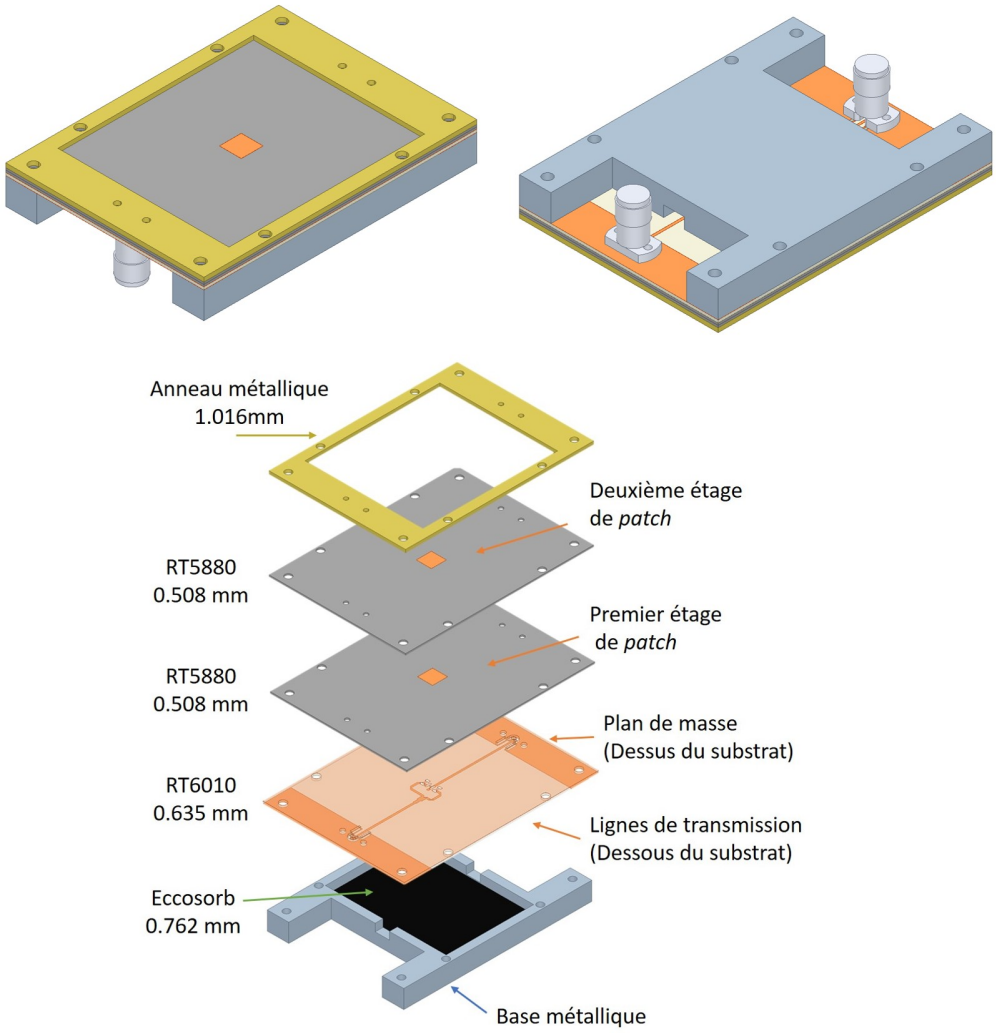


Figure 3.19 Modèle de l'antenne dans HFSS et vue explosée de l'antenne prototype 2

3.6 Choix des connecteurs et fabrication

À 17 GHz, le choix du connecteur peut avoir un grand impact sur les performances de l'antenne fabriquée. Il est nécessaire d'analyser les pertes induites par le connecteur dans la fiche technique de celui-ci. Pour le premier prototype, la faible épaisseur du substrat des lignes de transmission a apporté plusieurs limitations dans le choix des connecteurs. Le connecteur sélectionné est le modèle 142-0761-851 de la compagnie Cinch Connectivity Solutions Johnson. Il est installé sur le bord du PCB et est fixé à l'aide de soudures. Le conducteur central cylindrique a un diamètre 0.23 mm. Cette valeur est très similaire à la largeur de ligne 50Ω de 0.25 mm configuré dans l'antenne *patch* prototype 1. Cela évite l'ajout

d'une ligne transition quart d'onde pour faire une transition d'impédance. Par contre, les deux branches liées au conducteur extérieur sont très proches ce qui augmente le degré de difficulté de la soudure. Pour permettre la liaison du conducteur extérieur du connecteur avec le plan de masse de l'antenne, les deux substrats supérieurs RT5880 sont raccourcis. Un anneau métallique de 0.254 mm est collé sur le pourtour du plan de masse dévoilé ce qui permet d'atteindre l'épaisseur nécessaire dicté par la fiche technique du connecteur. Ce connecteur de type SMA a une fréquence maximale de 26.5 GHz. Malgré toutes les précautions prises, ce type d'installation avec soudure reste fragile. En plus, une empreinte (*footprint*) spécifique pour ce connecteur est décrite dans la fiche technique. Les branches adjacentes à la ligne de transmission doivent être soudées sur des plots de plan de masse coplanaire contenant une ligne de vias. Ces derniers éléments n'ont pas été installés sur l'antenne prototype 1 pour simplifier la fabrication.

Pour le deuxième prototype, un nouveau connecteur de type K a été sélectionné. Le connecteur PE45451 de la compagnie Pasternack ne nécessite aucune soudure et il a l'avantage d'être réutilisable. Ce connecteur est conçu pour alimenter une ligne coplanaire avec plan de masse. Il y a donc un plan de masse au même niveau que la ligne alimentée, et un autre sur l'autre face du substrat. La connexion à la ligne de transmission se fait par pression avec les vis du connecteur. La fiche technique du connecteur précise le *footprint* à prévoir pour l'installation sur un PCB. Celui-ci est présenté à la figure 3.20. Des vias plaqués assurent la connexion entre les deux plans de masse. Dans le modèle développé, des fentes rectangulaires plaquées ont été utilisées au lieu de vias cylindriques, car elles simplifient la fabrication tout en donnant une isolation très similaire aux performances des vias circulaires.

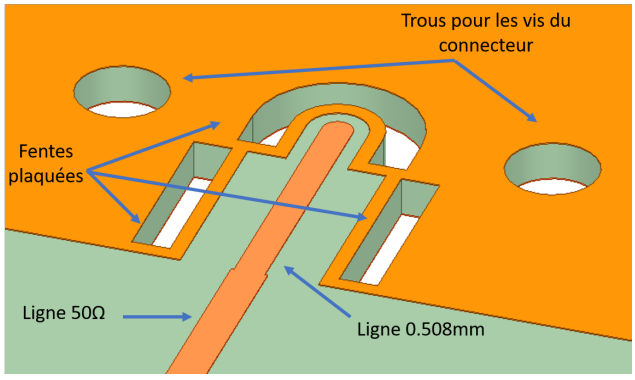


Figure 3.20 Schéma de l'emprunte du connecteur PE45451

Pour retirer les pertes des connecteurs (dont les pertes d'insertion sont d'environ 2.5 dB pour deux connecteurs selon la fiche technique du PE45451) des mesures à l'analyseur de réseau,

une calibration à l'aide d'un module TRL est recommandée. Le module conçu est présenté à la figure 3.21. La ligne *thru* mesure 25.4 mm. La ligne *line*, qui est conçue pour être $\lambda_d/4$ plus longue que la ligne *thru*, mesure 26.96 mm. Les deux lignes *reflects* sont chacune d'une longueur de 12.7 mm. Une plaque métallique a été fabriquée pour être installée sous le module afin d'augmenter la rigidité et ainsi éviter les microfissures dans les lignes microruban lors de la manipulation pour les mesures.

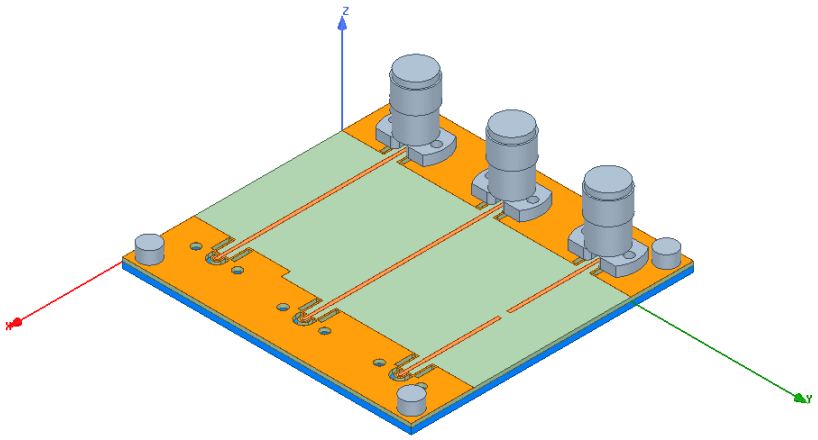


Figure 3.21 Modèle du module TRL

Lors de la calibration, le délai de propagation des lignes *thru* et *line* sont demandées. Pour la ligne *thru*, le délai de propagation obtenu par simulation est de 251.66ps et pour la ligne *line*, il est de 267.09ps. Il y a donc 15.44ps de délai supplémentaire pour la ligne *line*. Le TRL fabriqué sur le substrat RT6010 est présenté à la figure 3.22.

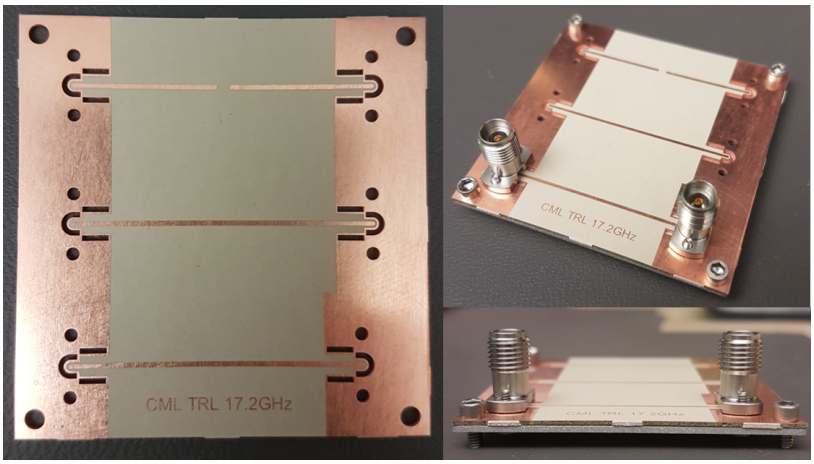


Figure 3.22 Photos du module TRL fabriqué

À la suite de la calibration, les mesures prises à la ligne *thru* permettent de confirmer le succès de celle-ci. En effet, à la figure 3.23, le signal traversant d'un port à l'autre est très peu atténué avec un S_{21} d'environ -0.03 dB à 17.2 GHz et les réflexions sont presque nulles aux ports avec un S_{11} et un S_{22} en deçà de -50 dB.

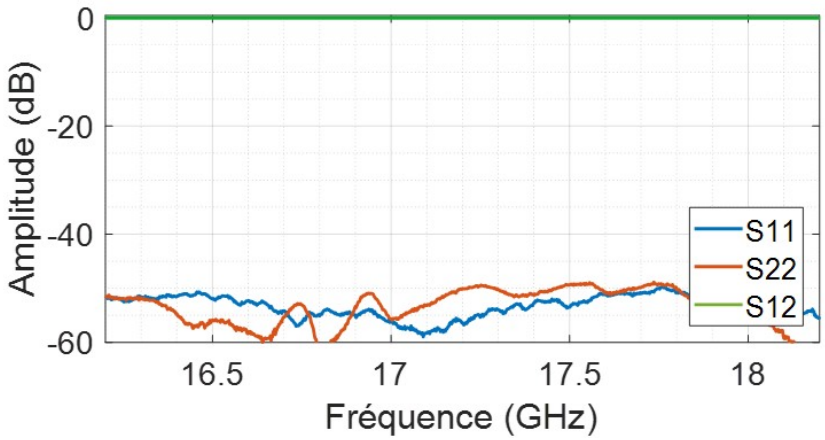


Figure 3.23 Paramètres S mesurés sur la ligne *thru* après la calibration

3.7 Mesures en laboratoire

L'antenne prototype 1 fabriquée, comme vu à la figure 3.24, a été testé sur le VNA avec une calibration automatique (Calkit). Les mesures divergent grandement des résultats attendus avec les simulations sur HFSS. À 17.2 GHz, les pertes de retour de la polarisation horizontale et verticale sont, respectivement, 7.29 dB et 6.67 dB alors qu'elles devraient être supérieures à 15 dB à la figure 3.25.

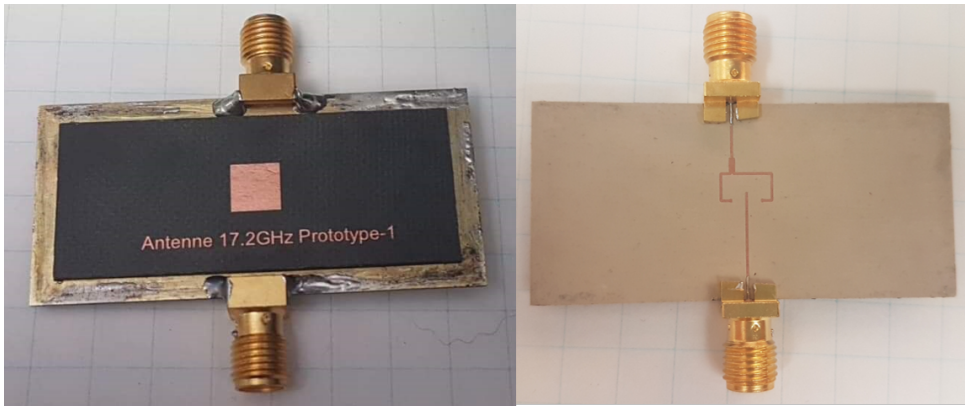


Figure 3.24 Photos de l'antenne prototype 1 fabriquée

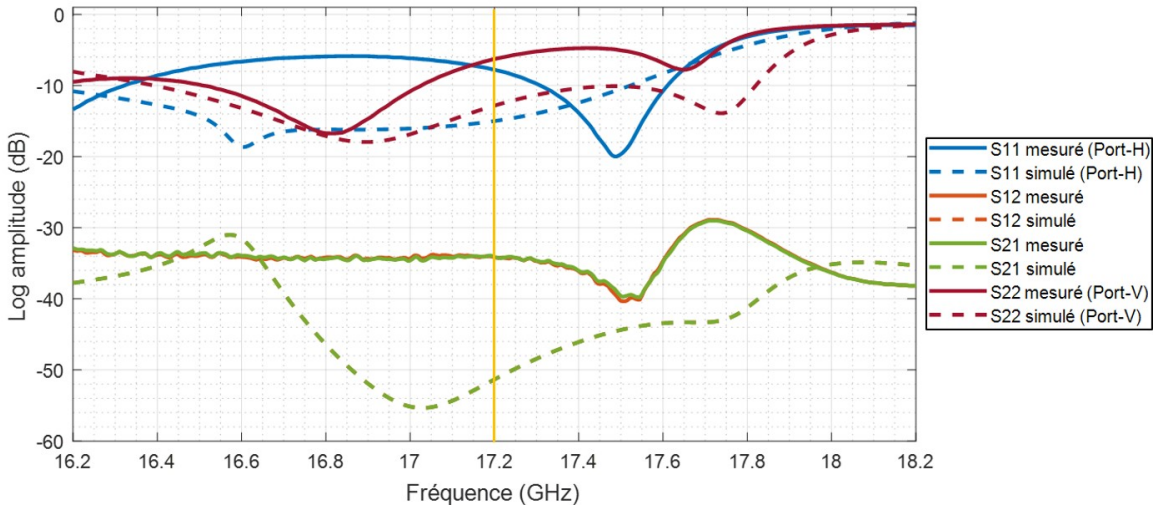


Figure 3.25 Paramètres S mesurés au VNA du prototype 1 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS

Pour tenter de comprendre la cause de cette divergence, les dimensions des traces ont été mesurées au microscope. Étant donné la petite largeur des lignes microruban, certains angles de 90° sont arrondis lors de la fabrication. Des analyses de sensibilité ont également été faites pour vérifier la tolérance de l'antenne à une variation de $\pm$ 0.254 mm à ces différents paramètres et à l'alignement des substrats. Ces analyses n'ont pas permis d'identifier de fautes majeures qui pourraient expliquer les résultats obtenus. Un kit TRL était initialement prévu, mais ce prototype a été abandonné dû aux largeurs de lignes trop minces qui excèdent les limites de fabrication pour les coupleurs du réseau d'alimentation de l'antenne réseau (sujet couvert à la section 4.6). Le prototype 1 n'a pas été testé en chambre anéchoïque.

Le deuxième prototype fabriqué est affiché à la figure 3.26. La *patch* parasite est visible sur la vue de haut (à gauche) et les lignes de transmissions ainsi que les *footprints* des connecteurs sont visibles sur la vue de dessous (à droite). Toutes les fentes et les trous pour les vis sont plaqués pour assurer une bonne liaison entre les plans de masse.

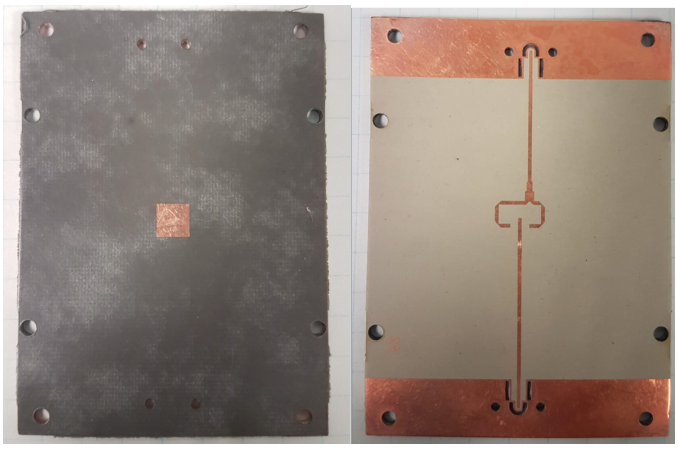


Figure 3.26 Photos de l'antenne prototype 2 fabriquée

Pour ce prototype, l'anneau supérieur assurant la rigidité de l'antenne est vissé dans la base avec les PCB de l'antenne entre les deux. L'élément absorbant eccosorb est collé au fond de la base comme mentionné précédemment. Les connecteurs sont vissés à leurs positions respectives en prenant soin de ne pas trop serrer pour ne pas abîmer la trace sous le connecteur. Le prototype assemblé est présenté à la figure 3.27.

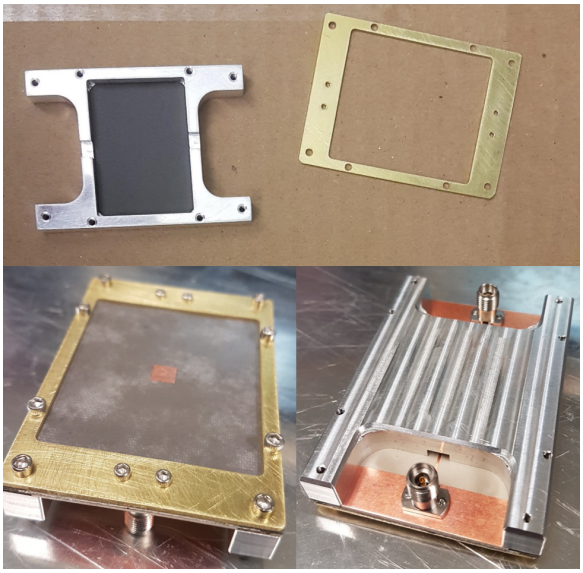


Figure 3.27 Photos de l'antenne prototype 2 avec la base, l'eccosorb et la plaque métalique

L'appareil VNA a été calibré avec le circuit TRL présenté précédemment. Les paramètres S de l'antenne prototype 2 sont affichés à la figure 3.28. Les résultats diffèrent encore des valeurs obtenues par simulation sur HFSS. Pour la Pol-H, les pertes de retour mesurées sont

de 15.01 dB (18.70 dB simulées) et cette polarisation a une plus petite largeur de bande que prévu. Pour la polarisation verticale, les pertes de retour mesurées sont de 4.28 dB (21.41 dB simulées). Les deux résonnances sont plus éloignées que prévu ce qui élimine la résonnance à 17.2 GHz. À la fréquence d'intérêt, l'isolation est supérieure à 40 dB.

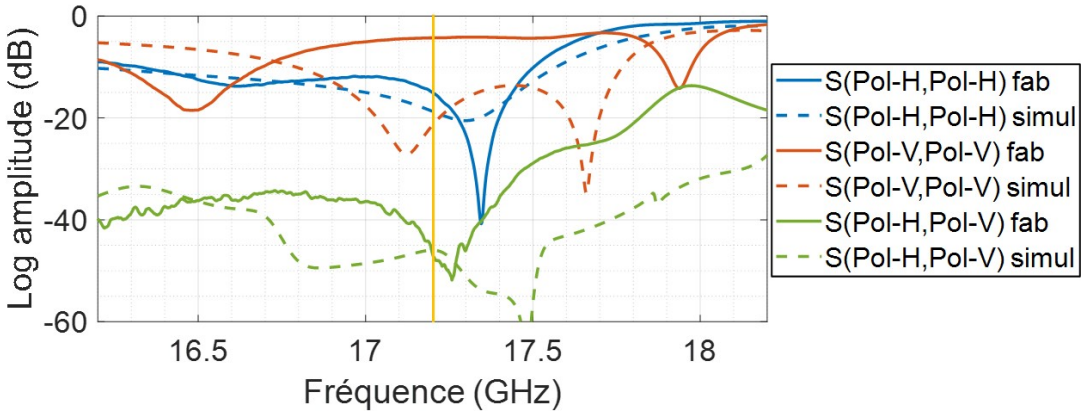


Figure 3.28 Paramètres S mesurés au VNA du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS

Par la suite, cette antenne prototype a été installée dans la chambre de test anéchoïque du centre de recherche Poly-Grames. Une charge 50 Ω est fixé est port non testé pour éviter les réflexions qui pourraient modifier les résultats. Les diagrammes de rayonnement mesurés sont comparés à ceux obtenus par simulation sur HFSS.

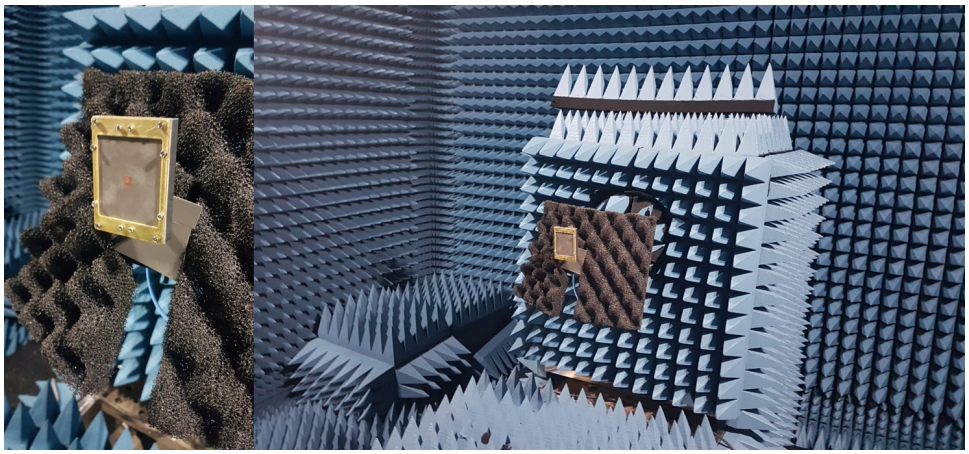


Figure 3.29 Antenne prototype 2 installée dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames

Les données sont normalisées par rapport au maximum de leurs co-pol respectives. La figure 3.30 présente les mesures de champ lointain pour la polarisation horizontale. Le gain maximal

mesuré est de 6.73 dB alors que la valeur obtenue par simulation est de 6.85 dB. L'antenne mesurée a un faible niveau de contrapolarisation inférieur à -24.5 dB par rapport au gain maximal mesuré. Globalement, les mesures et les simulations concordent.

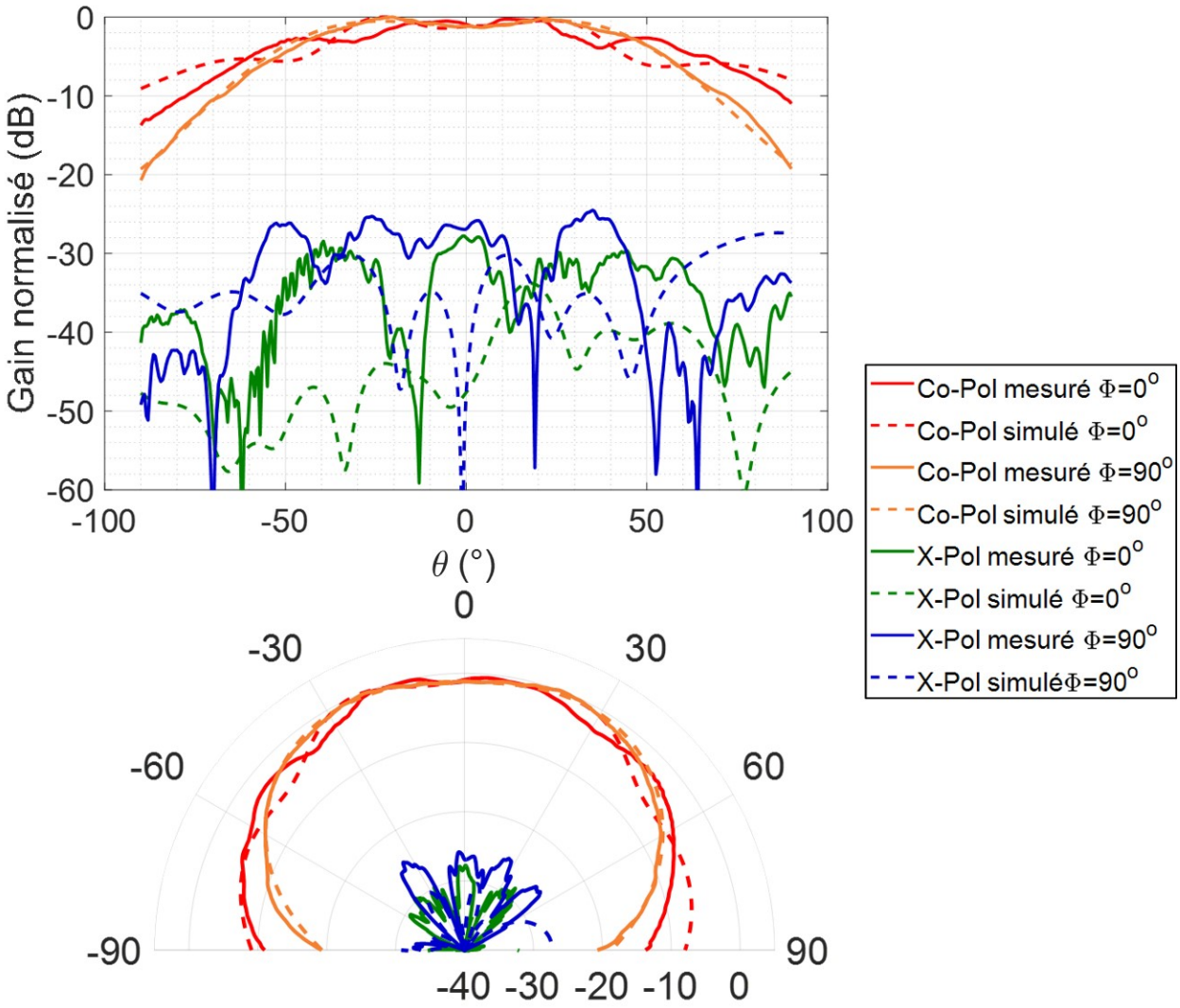


Figure 3.30 Champs lointains Pol-H mesurés du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS

Pour la polarisation verticale, le gain maximal mesuré est de 4.89 dB alors qu'un gain de 7.37 dB est obtenu par simulation. Cette différence peut être attribuée aux fortes pertes de retour qui ont été mesurées au VNA pour cette polarisation et qui ont été présentées précédemment. Le niveau de polarisation croisée maximale est de -18.3dB par rapport au gain maximal mesuré. Somme toute, l'accord entre les diagrammes mesurés et simulés est excellent, comme le démontre la figure 3.31.

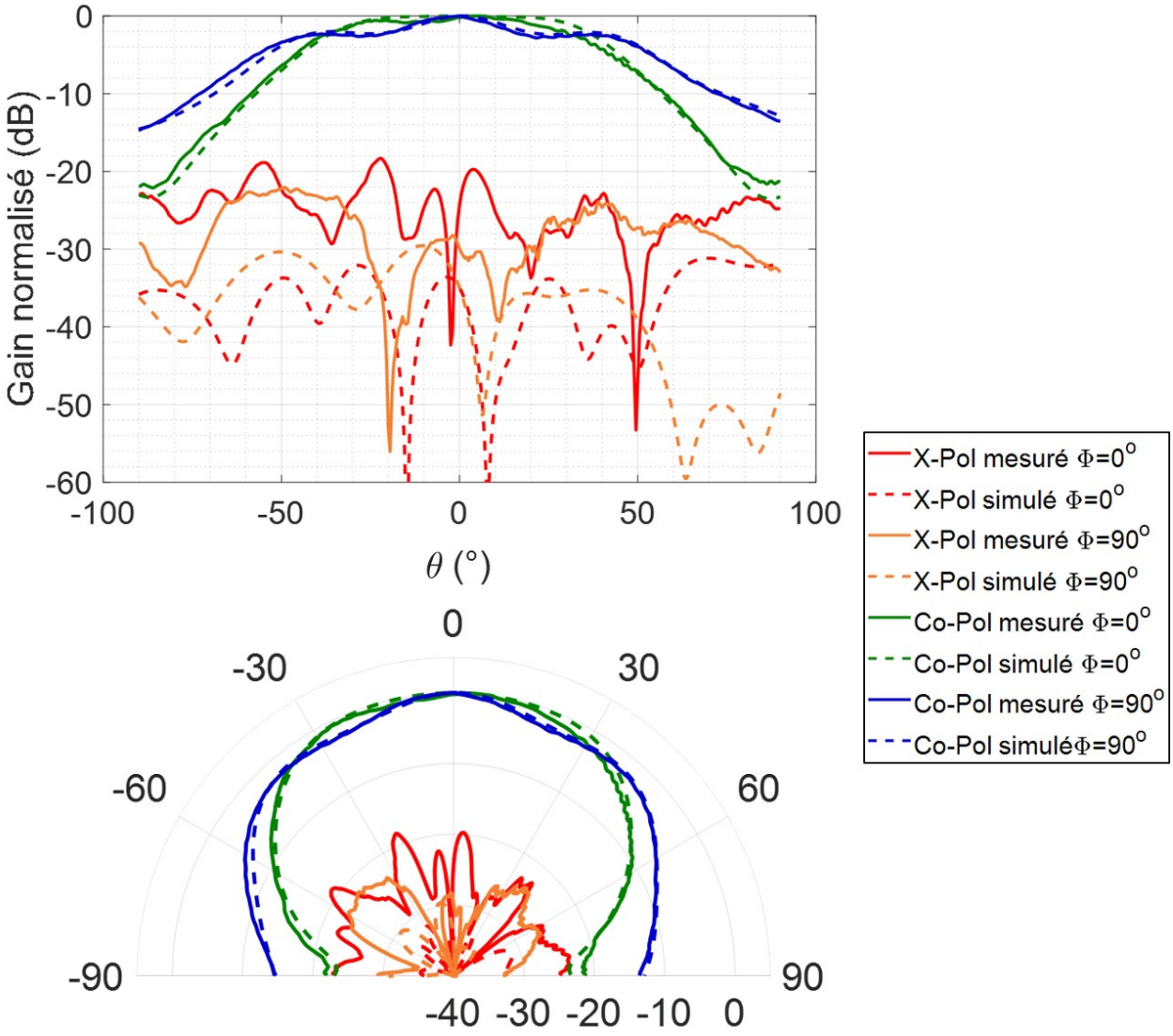


Figure 3.31 Champs lointains Pol-V mesurés du prototype 2 en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS

CHAPITRE 4 FORMATION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES MICRORUBAN

Maintenant que l'antenne élémentaire a été conçue et testée, la prochaine étape consiste à concevoir l'antenne réseau. Pour ce faire, la géométrie du système qui devra être illuminé doit être fixée. Les dimensions des panneaux du réseau réflecteur ainsi que la position de l'antenne source doivent être connues pour définir les requis de largeur de faisceaux. Une fois cette étape faite, la synthèse de réseau inverse est appliquée pour déterminer le nombre d'éléments du réseau ainsi que les excitations (en amplitude et en phase) de chaque élément. Simultanément, des calculs de l'efficacité d'illuminations sont faits pour vérifier que les excitations obtenues donnent une illumination optimale sur le réseau réflecteur. L'angle optimal de l'antenne source est également défini à cette étape. Par la suite, la simulation de l'antenne réseau sur HFSS permettra de caractériser le couplage mutuel entre les éléments et de vérifier l'isolation entre les polarisations. À ce point, le circuit d'alimentation peut être développé. Celui-ci est ensuite intégré au modèle du réseau pour simuler l'antenne complète. À la suite de ces simulations, le prototype est fabriqué et mesuré en laboratoire.

4.1 Géométrie du réflecteur

Pour un radar à synthèse d'ouverture, il a été démontré précédemment que la résolution en azimut est directement proportionnelle à la moitié de la longueur de l'antenne (dans ce cas-ci, du réseau réflecteur). La géométrie du réflecteur a été sélectionnée pour maximiser la longueur sans négliger la faisabilité de cette antenne pour une application spatiale à bord d'un nanosatellite 12U. L'espace disponible à l'extérieur de la structure d'un CubeSat est réglementé par la boîte (*dispenser* en anglais) à partir de laquelle le satellite sera relâché une fois en orbite. Ce requis limite la quantité de panneaux pouvant être repliés sur les faces extérieures du CubeSat. Pour s'assurer que cette recherche soit réalisable, la structure Supernova 12U de la compagnie Pumpkin Space [33] a été sélectionnée pour le satellite. Le mécanisme de libération du satellite en orbite sélectionné est le *Canisterized Satellite Dispenser CSD* pour CubeSat 12U de la compagnie Planetary Systems Corporation [34]. Les dimensions et les modèles CAD de ces deux éléments ont été fournis par ces deux compagnies.

Dans sa fiche technique [34], le *Canisterized Satellite Dispenser* explicite les dimensions maximales de la charge utile (dans ce cas-ci, la charge utile est le satellite en entier). Le nombre de panneaux pouvant être installés dépend de l'épaisseur de chaque panneau et de la complexité du mécanisme de déploiement de ceux-ci désiré. Considérant que les cellules réfléchis-

santes de l'antenne réseau réflecteur pointeront toujours vers la Terre, il est possible d'ajouter des cellules solaires sur l'autre face des panneaux, comme démontré par la mission ISARA. L'épaisseur des panneaux RR est estimé à 1.924 mm , soit 0.4 mm pour les cellules solaires et 1.524 mm pour le substrat des cellules réfléchissantes. À noter également que les pentures ajoutent un espacement de 0.176 mm entre deux panneaux repliés sur une même face du CubeSat.

La géométrie sélectionnée est composée de 5 panneaux repliés sur 3 longues surfaces du satellite. Cette géométrie a été sélectionnée pour obtenir un mécanisme de déploiement simple et réaliste (visible à la figure 4.1) qui assurera la planéité des panneaux déployés, caractéristique importante pour le RR. L'antenne source, qui sera repliée sur la face suppérieur du satellite, est déployée à l'aide d'une simple penture (visible à la figure 4.2).

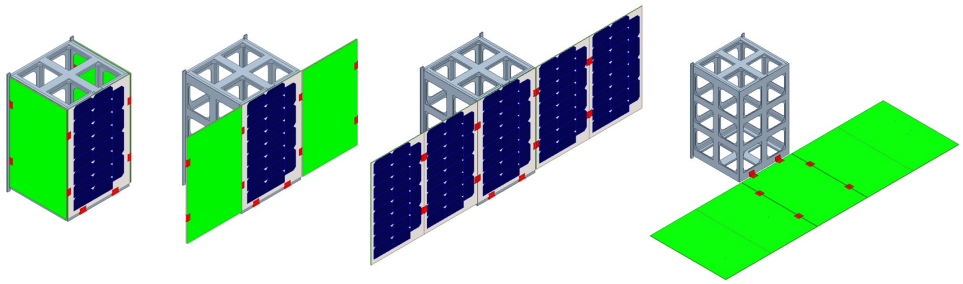


Figure 4.1 Séquence de déploiement des 5 panneaux du réseau réflecteur

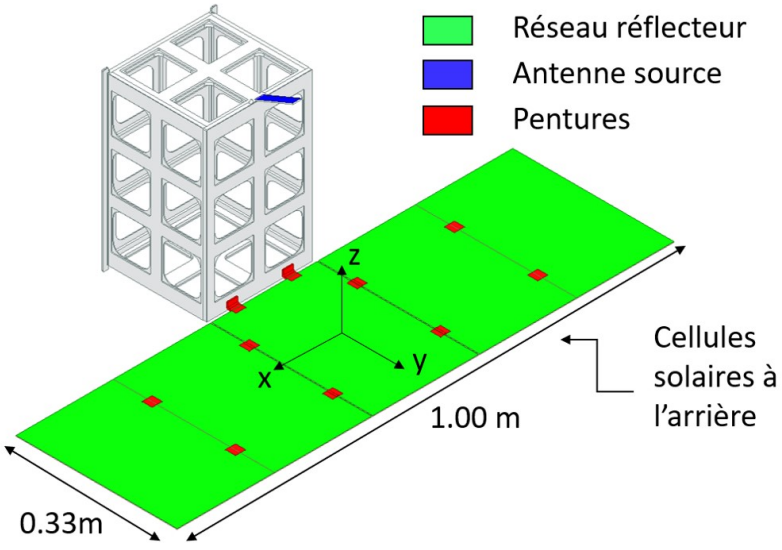


Figure 4.2 Géométrie proposée du satellite avec les panneaux du RR déployés

Les dimensions du CubeSat proposé avec les panneaux repliés ont été comparées avec les dimensions maximales de la charge utile du CSD. Le résultat de cette analyse est présenté aux figures 4.3 et 4.4. Toutes les composantes respectent l'enveloppe maximale de la charge utile sauf les pentures dont la géométrie a été approximée ce qui est donc négligeable.

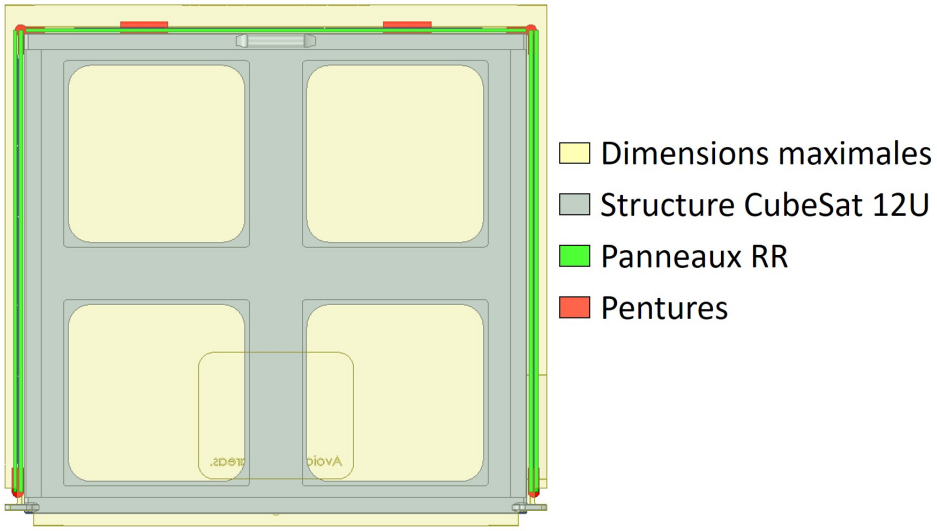


Figure 4.3 Dimensions maximales de la charge utile du CSD avec le CubeSat proposé

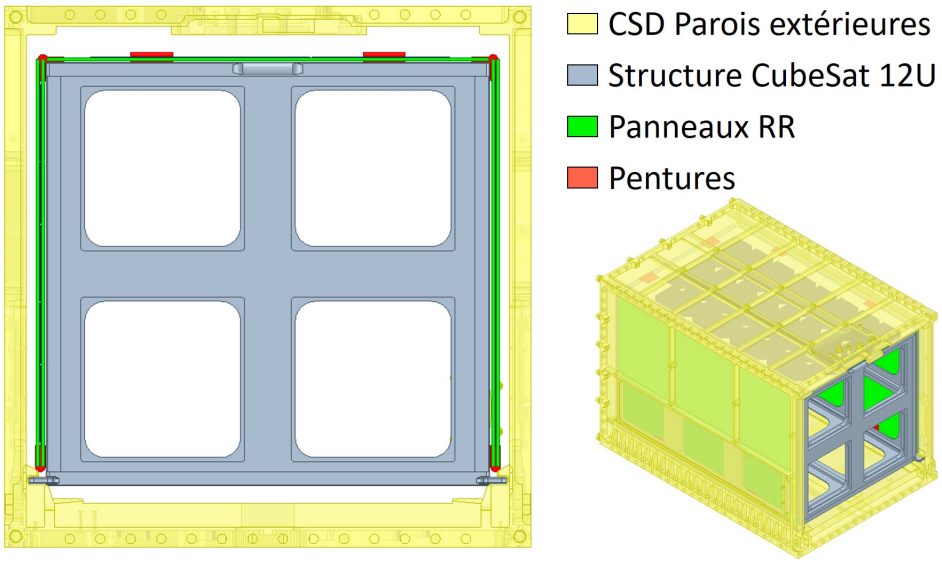


Figure 4.4 Paroies extérieures de du CSD avec le CubeSat proposée.

La taille du satellite correspond à un prisme rectangulaire de 218.69 x 197.35 x 344.5 mm. Le modèle est symétrique par rapport au plan yz. Le centre de phase de la source est préliminai-

rement fixé à la position (0, -153.7208, 355.3206)mm par rapport au système de coordonnées au milieu du panneau central. Étant donné que la source n'est pas positionnée au milieu du réseau réflecteur, l'antenne source aura une inclinaison. Cet angle est le sujet de la section 4.3.1.

L'angle entre les deux extrémités azimutales du réflecteur (Az__1 et Az__2 à la figure 4.5) et le centre de phase de la source est de 106.82°. Grâce à la symétrie dans le plan *yz*, la distance entre le centre de phase et chaque extrémité azimutale est identique. Dans le plan en élévation, la distance entre la source et El__2 est supérieur à celle entre la source et El__1 d'où l'intérêt d'ajouter une inclinaison pour compenser pour les longueurs de trajet différentes. L'angle entre les extrémités en élévation et le centre de phase de la source est de 44.58°.

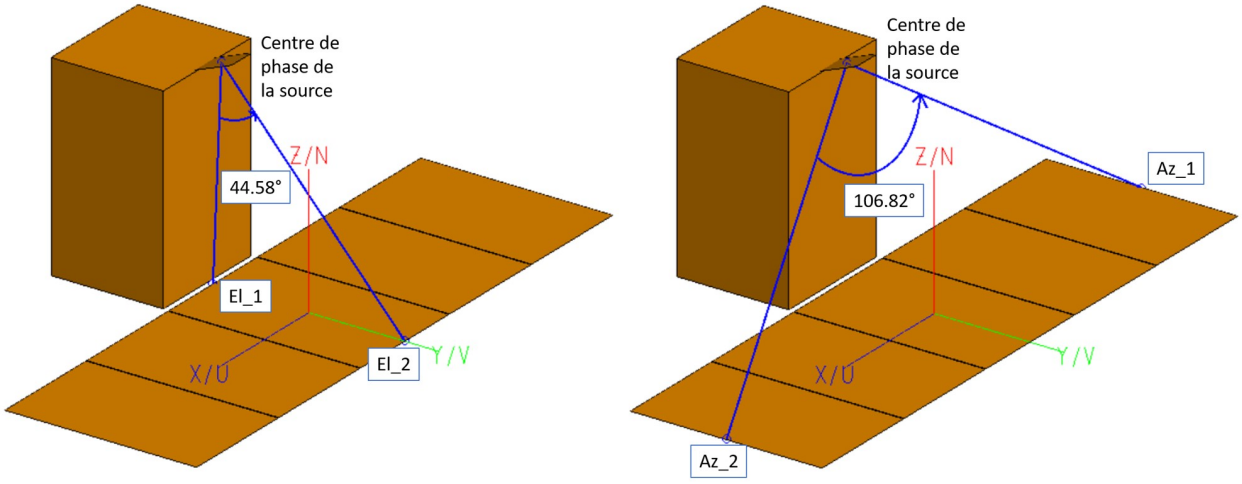


Figure 4.5 Angles entre le centre de phase de la source et les extrémités du RR dans le plan en élévation et en azimut.

Le diagramme de l'antenne *patch* développé au chapitre précédent est très large. Pour réussir à obtenir un faisceau étroit dans le plan en élévation, une technique de synthèse de faisceau devra être utilisée. L'hypothèse que le faisceau en azimut est déjà de bonne largeur est posée.

4.2 Synthèse de faisceau

Avec les largeurs de faisceaux désirés, il est maintenant possible d'entamer la synthèse de faisceau par analyse inverse. L'analyse des sources des missions MarCO et ISARA, qui ont des requis de largeur de faisceau très similaire à la figure 4.5 en élévation, permet de poser l'hypothèse qu'un réseau avec peu d'éléments sera nécessaire. Un réseau linéaire synthétisé

avec la technique des séries de Fourier est sélectionné. Les résultats seront comparés par la suite avec ceux de la technique de Chebyshev.

Les champs lointains de l'antenne élémentaire, vue au chapitre précédent, forment un faisceau très large et n'auront donc qu'un petit impact sur le facteur d'antenne selon l'équation 2.4. C'est surtout le facteur de réseau qui influencera la largeur de faisceau obtenue. Pour simplifier l'approche analytique, la même géométrie que la figure 4.2 est utilisée, mais avec une source centrée. La position de la source est maintenant (0,0,0.355)m par rapport au système de coordonnées ayant pour origine le milieu du réseau réflecteur. Pour le plan en élévation, l'angle entre les extrémités du réseau réflecteur et la source est maintenant de 50.74°. Le patron de radiation désiré est défini comme suit [12] :

$$f_d(w) = \begin{cases} 1 & |w| \leq c \\ 0 & ailleurs \end{cases} \tag{4.1}$$

Dans cette équation, w correspond à $\cos\theta$ et la variable c correspond à l'angle d'une extrémité du réseau réflecteur. Le patron désiré est souhaité nul à l'extérieur du réflecteur et uniforme à l'intérieur de celui-ci. La technique de synthèse avec les séries de Fourier est légèrement différente selon si le nombre d'éléments du réseau est pair ou impair. Le choix de sélectionner un nombre d'éléments pair a été fait dans l'optique de diminuer la complexité du réseau d'alimentation. Un espacement de $d = \lambda_0/2$ est choisi pour éviter les lobes secondaires dans la direction *end-fire*. Étant donné que les courants sont symétriques, l'amplitude des courants pour obtenir f_d est simplifiée à l'équation suivante [12] :

$$i_m = i_{-m} = 2\frac{d}{\lambda}c \; Sa\left[\pi(2m-1)\frac{d}{\lambda}c\right], \quad 1 \leq m \leq N \tag{4.2}$$

La symétrie permet également de simplifier le facteur réseau à l'équation suivante [12] :

$$f(w) = 2\sum_{m=1}^{N} i_m \cos\left[\pi(2m-1)\frac{d}{\lambda}w\right] \tag{4.3}$$

Cette démarche est appliquée pour un réseau à 4 éléments. Avec la source centrée au-dessus du réseau réflecteur, la région à illuminer en élévation est de $\theta = \pm 25.37°$ ce qui correspond à $c = \cos\theta = 0.4285$. Les courants obtenus sont $i_{\pm 1} = 0.3968$ et $i_{\pm 2} = 0.1912$ ce qui équivaut à un ratio d'amplitude de 0.4818 (-6.34 dB).

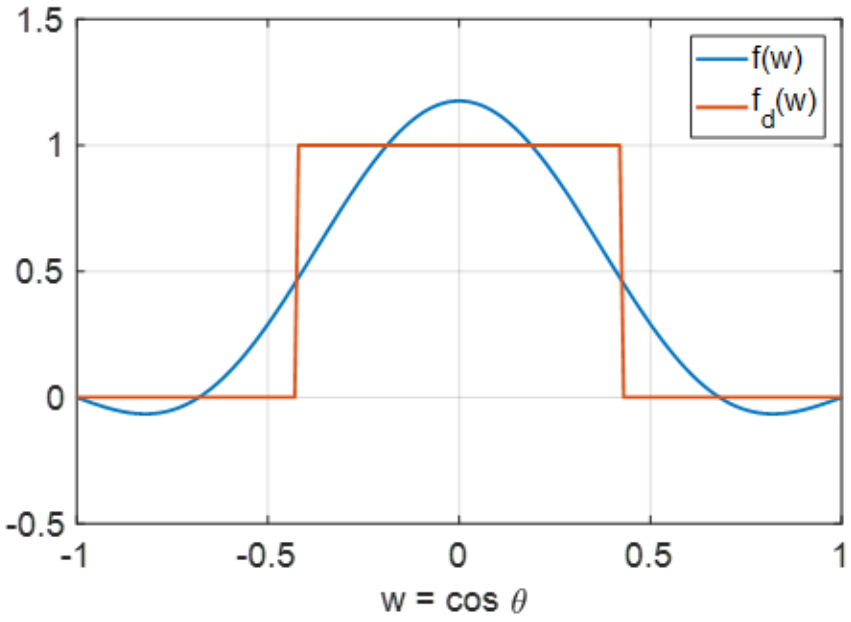


Figure 4.6 Patron désiré et patron synthétisé avec Fourier pour P = 4 et $d = \lambda_0/2$

Le logiciel PCAAD possède un outil nommé *Uniform Linear Array Design and Analysis* qui permet la visualisation du champ lointain d'un réseau. Les paramètres en entrée sont la fréquence, le nombre d'éléments, l'espacement (d), l'excitation et le type d'antenne (dipôle, guide d'onde, etc.). Le type d'élément utilisé est une antenne *patch* microruban traditionnelle. Ces résultats seront donc une approximation de ce qui pourra être obtenu avec un réseau d'antennes prototypes APMFC. Trois différentes techniques de synthèse avec une distribution de phase constante sont comparées. Le ratio d'amplitude avec la technique de Fourier (-6.34 dB) a été calculé précédemment. Le logiciel PCAAD calcule automatiquement les ratios d'amplitudes pour les techniques de Chebyshev (SLL de -20 dB) et de cosinus sur un piédestal de -20 dB. Ceux-ci correspondent à -4.79 dB et -6.51 dB respectivement. Les trois champs lointains en élévation pour la polarisation horizontale sont comparés à la figure 4.7. Le lobe principal est quasi identique ce qui permet de conclure que ces trois techniques de synthèse fourniraient une efficacité d'uniformité très similaire sur le réseau réflecteur. À la section 4.3.1, l'amplitude optimale du réseau pour une source décalée sera analysée.

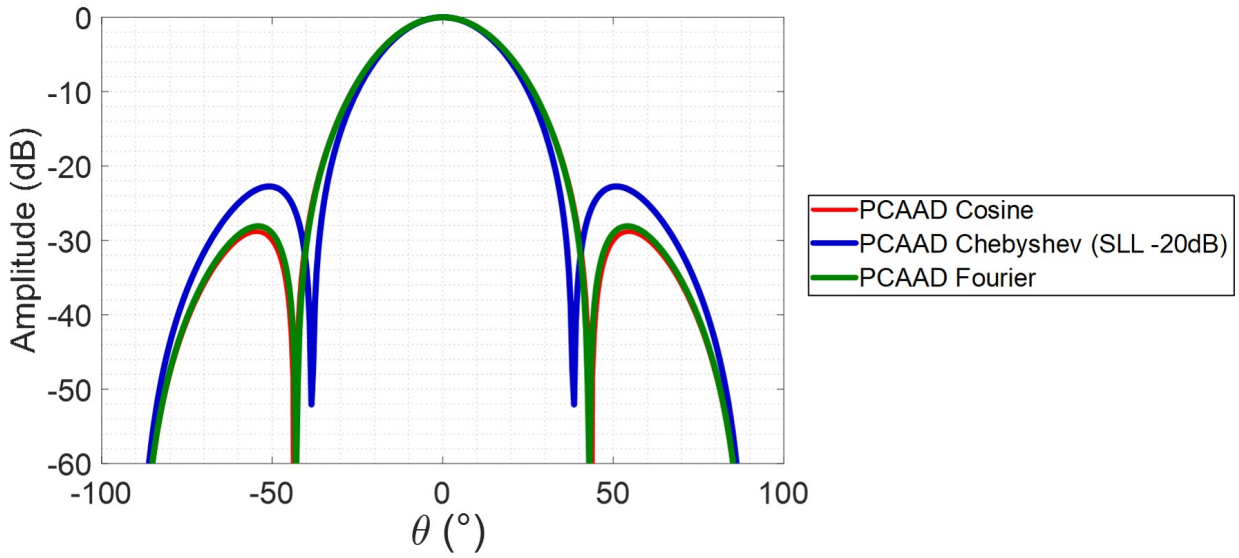


Figure 4.7 Comparaison des patrons obtenus avec un réseau de *patch* traditionnelle avec PCAAD

Une fonction très utile dans le logiciel Altair Feko permet d'approximer le diagramme de rayonnement qui pourrait être obtenu avec ce réseau. Le champ lointain de l'antenne élémentaire (fichier .ffe) est importé en tant que *Far field data* dans un nouveau modèle. Ces données de champ lointain permettent de créer plusieurs sources et de contrôler l'amplitude et la phase de chacune. Le champ lointain total du réseau simulé tient compte du facteur d'élément. Par contre, il s'agit d'une approximation, car la simulation ne tient pas compte des effets de couplage mutuel entre les éléments du réseau. Ce modèle est très utile, car il permet de rapidement voir l'impact de l'espacement, du nombre d'élément et de l'excitation sur le patron de rayonnement combiné obtenu. Le champ lointain unitaire utilisé dans l'exemple de la figure 4.8 provient de l'antenne *patch* prototype 2 avec uniquement les PCBs (sans la base ni le matériau absorbant). L'amplitude configurée correspond aux valeurs obtenues avec la technique de synthèse de Fourier, soit 0.4818 : 1 : 1 : 0.4818. La distribution de phase est constante pour tous les éléments du réseau et l'espacement est de $d = \lambda_0/2$. Le champ lointain combiné formé par les 4 sources du réseau est affiché à la figure 4.8. Le faisceau en élévation (dans le plan yz) est maintenant très étroit comme désiré pour venir épouser la forme rectangulaire du réseau réflecteur.

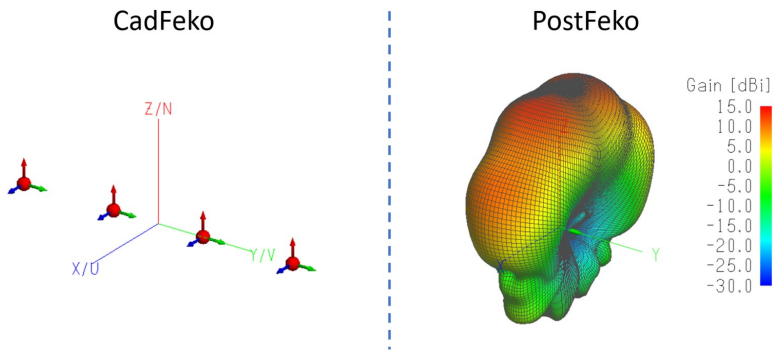


Figure 4.8 Exemple de champ lointain formé par la combinaison de 4 sources Pol-H

4.3 Calcul de l'efficacité d'illumination

La démarche suggérée pour évaluer rapidement l'efficacité d'illumination du réseau d'antennes sur le réseau réflecteur débute avec un nouveau modèle sur le logiciel FEKO. La source est à nouveau représentée par la multiplication des champs lointains des éléments du réseau. La source utilisée dans l'exemple tout au long de cette section correspond à celle développée précédemment par la synthèse de Fourier (voir figure 4.8). Cette source est composée de 4 éléments et elle est positionnée au centre du réseau réflecteur à une hauteur de 0.355m comme défini au début de l'analyse de synthèse de faisceau. Cette géométrie est présentée à la figure 4.9 ci-dessous. À noter que le CubeSat et les panneaux du RR bruns sont visibles à titre indicatifs et ne sont pas inclus dans les simulations.

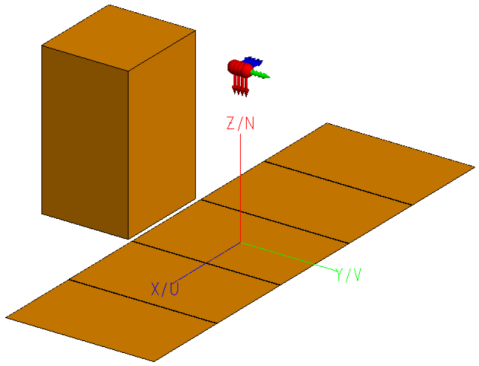


Figure 4.9 Géométrie de la source centrée (pol-H) pour le calcul de l'efficacité d'illumination

La figure 4.10 présente un exemple de simulation du modèle. Le champ lointain est affiché seulement à titre indicatif, car c'est grâce aux simulations des champs proches que l'efficacité d'illumination sera calculée.

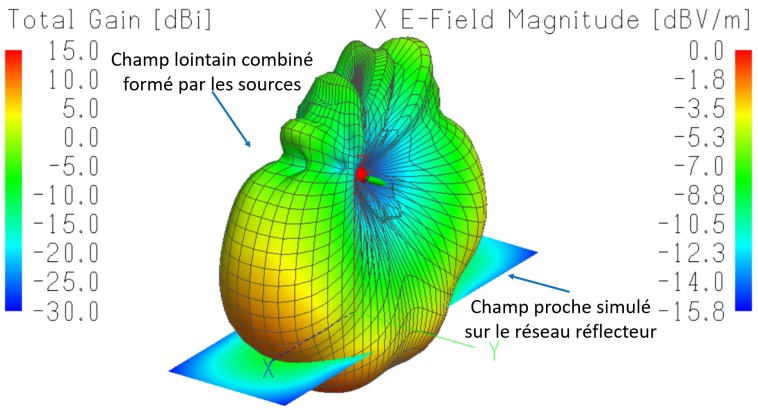


Figure 4.10 Exemple de champ lointain Pol-H simulé à partir du modèle de la figure 4.9

Une première requête de champ proche est configurée sur la région du réseau réflecteur (zone jaune à la figure 4.11). La deuxième requête de champ proche sera utilisée pour visualiser le débordement au-delà des panneaux (zone bleue). Comme les techniques de synthèse de faisceaux visent à optimiser l'efficacité de débordement dans la région du RR, la zone bleue sera également utilisée comme métrique pour quantifier le débordement dans cette région (qui sera nommé ϵ_s' pour éviter la confusion). Cette zone bleue correspond à *Rect* dans l'équation 1.5. Considérant qu'il s'agit d'une étude préliminaire, la structure du CubeSat n'est pas incluse dans les simulations pour l'instant. L'impact de celui-ci sur l'efficacité d'illumination est le sujet de la section 5.1 au chapitre suivant.

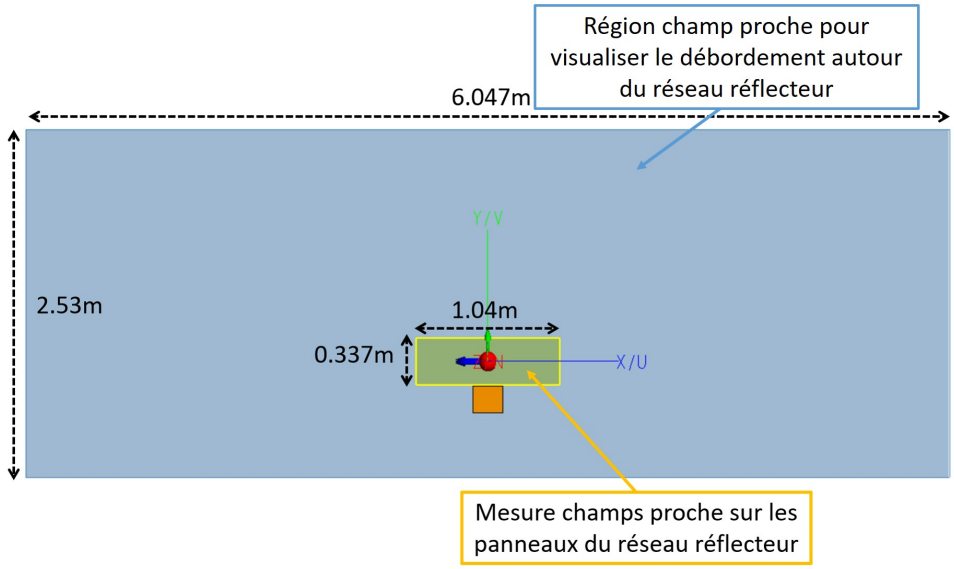


Figure 4.11 Modèle utilisé pour extraire les champs proches sur le réseau réflecteur et à l'extérieur de celui-ci

Les champs proches obtenus sont exportés dans le logiciel Matlab. Les équations utilisées pour les calculs des efficacités d'uniformité, de débordement et d'illumination (éq. 1.4 à 1.6) ont été présentées à l'introduction de ce mémoire. Un code Matlab a été développé pour extraire l'amplitude des champs nécessaire pour calculer ces efficacités. L'efficacité d'uniformité est calculée uniquement sur la région du réseau réflecteur. Les valeurs sont transformées en dB uniquement lors de l'affichage des graphiques. La procédure peut être résumée comme suit :

1. Fixer la position et les paramètres de l'antenne source dans le logiciel Feko ;
2. Importer les champs proches dans le logiciel Matlab ;
3. Extraire les composantes complexes du champ électrique et calculer l'angle en chaque point par rapport à la position de la source ;
4. Normaliser les champs ;
5. Calculer l'efficacité d'uniformité ϵ_t (éq. 1.4) et de débordement ϵ_s' (éq. 1.5) puis l'efficacité d'illumination ϵ_i (éq. 1.6) ;

Les figures suivantes présentent les résultats de l'analyse Matlab avec l'exemple du modèle de la figure 4.9. D'abord, la figure 4.12 présente le débordement approximé dans la région du RR à partir du champ proche sur la zone bleue de la figure 4.11. Les deux graphiques sont identiques à la différence près que la zone correspondant au réseau réflecteur a été retirée de l'image du haut pour mieux visualiser le débordement qui, à première vue, semble faible.

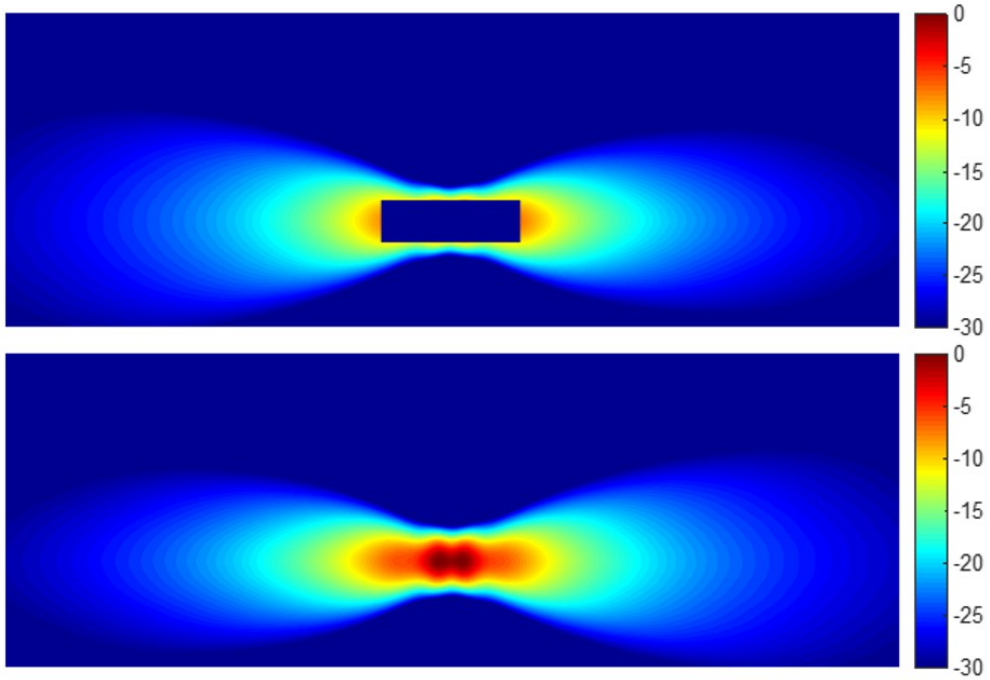


Figure 4.12 Exemple de l'amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR

Ensuite, la figure 4.13 présente le champ électrique co-pol sur le réseau réflecteur. Ici, le champ $|E_x|$ est affiché, car dans l'exemple de la figure 4.9, les sources sont polarisées horizontalement. Il est bon de rappeler ici qu'un niveau d'illumination de -10 dB par rapport au maximum est souhaitée sur le pourtour du réseau réflecteur afin d'obtenir une efficacité d'illumination optimale. Visuellement, le champ électrique semble diminuer graduellement vers l'extérieur du réseau réflecteur ce qui devrait donner une haute efficacité d'uniformité.

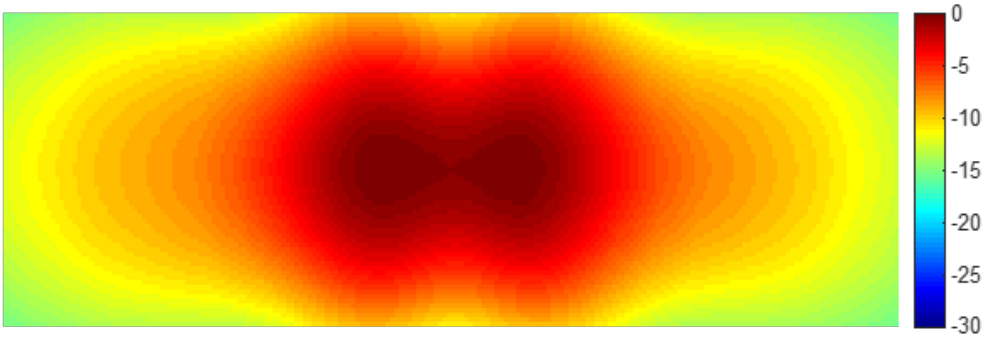


Figure 4.13 Exemple de l'amplitude du champ E_x normalisée sur le RR Pol-H

Avec cet exemple, l'efficacité d'uniformité(ϵ_t) calculée est de 81% et l'efficacité de débordement approximative (ϵ_s') est de 76%. L'efficacité d'illumination (ϵ_i), qui correspond au produit des deux autres efficacités est de 62%. Quelques itérations à la section suivante permettront de vérifier si des améliorations sur les performances sont possibles.

4.3.1 Optimisation de l'angle et du ratio d'amplitude du réseau

La démarche de synthèse de faisceau présentée s'applique très bien lorsque la géométrie est simple et symétrique comme c'est le cas pour une source centrée au milieu du réflecteur. Cependant, cette configuration n'est pas optimale pour une application radar spatiale à bord d'un CubeSat pour trois principales raisons. Premièrement, il faudrait un mécanisme de déploiement extrêmement précis pour réussir à positionner la source exactement au bon endroit et à la hauteur désirée. Deuxièmement, le bras mécanique ainsi que l'antenne source causeraient de l'ombrage pour le faisceau réfléchi par le réseau réflecteur. Troisièmement, la longueur des câbles RF nécessaire pour lier l'antenne à l'équipement à bord du CubeSat augmenterait les pertes. Pour ces raisons, il est préférable d'installer l'antenne source près de la structure du CubeSat. Ce changement, qui apporte une différence minime pour le faisceau en azimut, apporte une grande modification pour le faisceau en élévation. L'ajout d'une rotation de l'antenne source complexifie la géométrie et une optimisation des paramètres du réseau est nécessaire pour obtenir une efficacité d'illumination optimale.

Le modèle précédent est modifié pour positionner la source près de la structure du CubeSat à la position (0, -153.7208, 355.3206)mm qui correspond au centre de phase sélectionné de l'antenne source. Le nouveau modèle est présenté à la figure 4.14. Cette nouvelle position doit être utilisée dans les calculs des efficacités dans le logiciel Matlab. Pour obtenir un faisceau principal qui pointe vers le centre du réflecteur, la source doit être pivotée de 23.4°. Cet angle sera utilisé comme point de départ pour l'analyse de l'angle optimal.

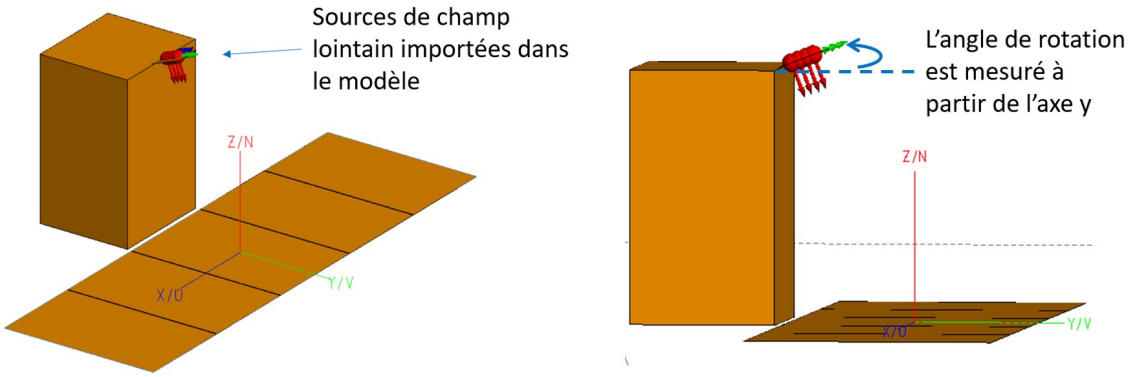


Figure 4.14 Géométrie du modèle pour le calcul de l'efficacité d'illumination

Les deux variables analysées sont l'angle et le ratio d'amplitude. Les éléments du réseau correspondent au champ lointain simulé sur HFSS de l'antenne élémentaire prototype 2 avec la base et l'élément absorbant, mais sans l'anneau sur le dessus de l'antenne. L'espacement reste fixe à $\lambda_0/2$ (8.72 mm) et les éléments sont excités avec une phase nulle. Le tableau suivant présente les résultats des itérations marquantes.

Tableau 4.1 Calcul des efficacités selon différents paramètres

Angle	**Ratio d'amplitude**	**Pol-H**			**Pol-V**		
		ϵ_t (%)	ϵ_s'(%)	ϵ_i(%)	ϵ_t(%)	ϵ_s'(%)	ϵ_i(%)
21°	0.4818	83.3	73.9	**61.6**	84.0	85.5	**71.8**
23°	0.4818	83.6	73.2	**61.2**	84.9	84.8	**72.0**
21°	0.5761	82.9	75.1	**62.3**	83.4	86.7	**72.3**
23°	0.5761	83.2	74.4	**61.3**	84.3	86.1	**72.6**

L'angle optimal n'est pas identique pour les deux polarisations. Un angle de 21° est sélectionné, car l'efficacité d'illumination pour la polarisation horizontale y est optimale et qu'il s'agit d'un bon compromis avec les efficacités obtenues pour la polarisation verticale. Les deux ratios d'amplitude analysés correspondent aux valeurs des techniques de Fourier (0.4818) et

de Chebyshev (0.5761). Une faible amélioration de l'efficacité d'illumination est visible avec le ratio d'amplitude de Chebyshev, et ce, pour les deux polarisations. C'est donc un ratio de 0.5761 (-4.79 dB) qui est choisi pour la conception du réseau d'alimentation à la section 4.6. Il est tout de même rassurant de voir que les efficacités d'illuminations restent plutôt constantes malgré la variation de l'angle et de l'amplitude ce qui signifie que le système sera tolérant à de légères imperfections.

4.4 Simulation du réseau approximatif

L'étape suivante a été de développer le modèle de l'antenne réseau sur le logiciel HFSS. Les patrons du réseau obtenus jusqu'ici ont été approximés avec la combinaison de 4 champs lointains de l'antenne élémentaire. Les performances simulées à l'aide du nouveau modèle donnent de résultats plus précis et plus représentatif de la réalité.

Le modèle développé, qui est composé de 8 ports soit 4 pour chacune des polarisations, permet d'évaluer le couplage mutuel entre les éléments du réseau. Les paramètres du réseau sont fixés par l'optimisation faite à la section précédente. La distance entre deux éléments adjacents est de $\lambda_0/2$ soit 8.72 mm. Le plan de masse est conçu plus long selon l'axe x pour prévoir de l'espace pour le circuit d'alimentation. Les dimensions de la base, de l'anneau et un matériau absorbant sont les mêmes que pour l'antenne *patch* prototype 2. Chaque élément du réseau, visible à la figure 4.15) est également une copie de l'antenne *patch* prototype 2.

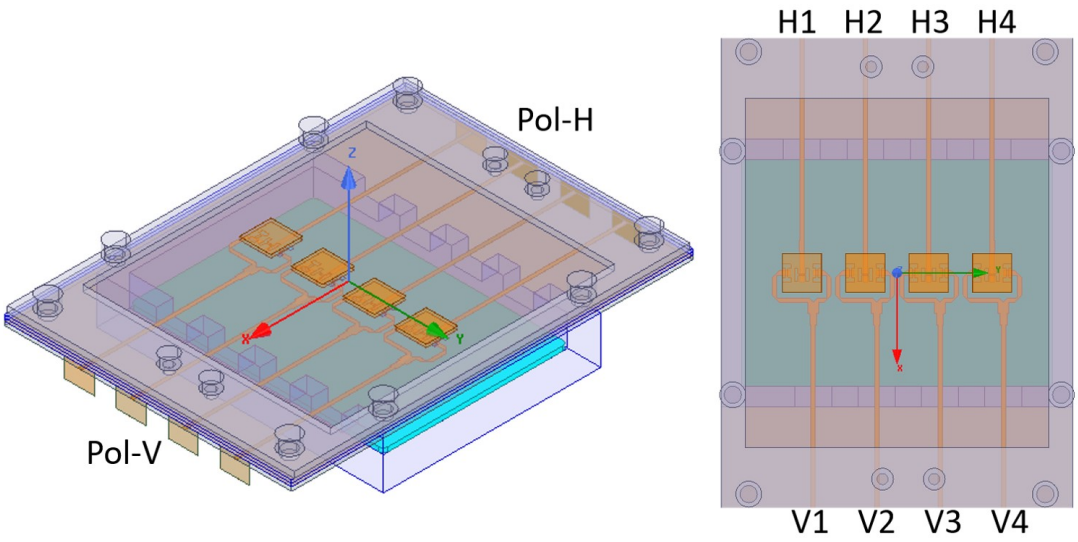


Figure 4.15 Modèle de l'antenne réseau sans circuit d'alimentation

D'abord, une première analyse intéressante consiste en la comparaison des efficacités d'illumination obtenues entre les champs lointains formés par 4 sources dans Feko avec celles formées par le modèle de l'antenne réseau à 8 ports sur HFSS. Le champ lointain obtenu dans HFSS avec un ratio d'amplitude de 0.5761 de Chebyshev est importé dans le modèle Feko. Cette source de champ lointain est placée à la même position que pour les tests précédents (comme à la figure 4.14), avec un angle de 21°. Les efficacités simulées sont similaires. Cette analyse a permis de vérifier que l'approximation des sources dans Feko est bel et bien valide.

Tableau 4.2 Comparaison des efficacités

Modèle	**Pol-H**			**Pol-V**		
	ϵ_t	ϵ_s'	ϵ_i	ϵ_t	ϵ_s'	ϵ_i
4 sources de champs lointains	82.9	75.1	**62.3**	83.4	86.7	**72.3**
Antenne réseau à 8 ports	80.0	78.7	**63.0**	87.3	86.0	**75.1**

Pour l'analyse suivante, les éléments du réseau sont numérotés en ordre croissant, c'est-à-dire que les ports 1-4 représentent les éléments extérieurs du réseau et les ports 2-3 correspondent aux éléments intérieurs. La figure 4.16 présente le couplage mutuel entre deux éléments adjacents du réseau. À 17.2 GHz, le couplage moyen pour la polarisation horizontale et verticale est de -17.24 dB et de -15.85 dB, respectivement. Cette valeur est supérieure pour la polarisation verticale ce qui peut s'expliquer par une plus grande proximité des lignes microruban adjacentes. Ces valeurs permettent de conclure qu'un niveau faible de pertes est lié au couplage mutuel.

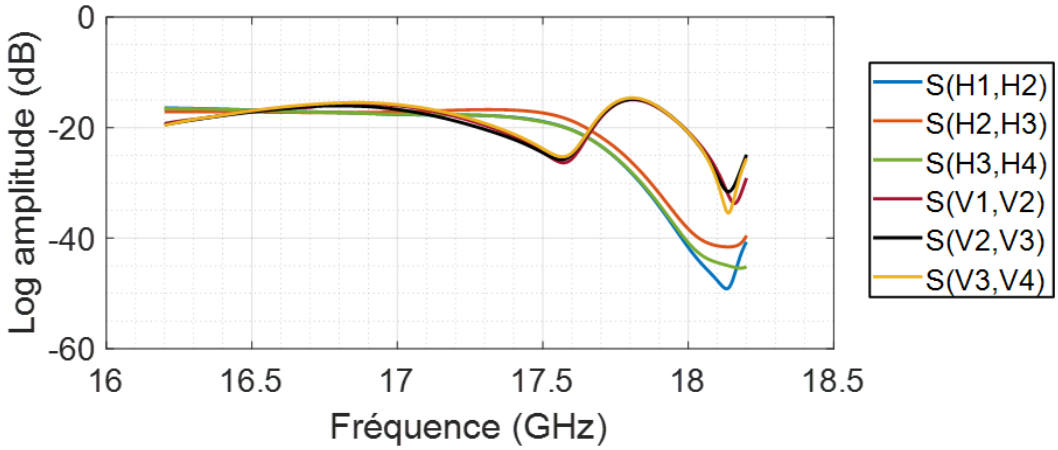


Figure 4.16 Couplage mutuel entre les éléments adjacents du réseau

4.5 Simulation du coupleur

Comme identifié à la section 4.3.1, la division souhaitée entre les éléments centraux et extérieurs est de 0.5761 (-4.79 dB). Pour obtenir ce ratio d'amplitude, un coupleur microruban sera développé. La figure 4.17 présente la topologie d'un coupleur. En posant l'entrée au port 1, le port 2 sera le port couplé, le port 3 sera isolé et le port 4 sera direct (*through*).

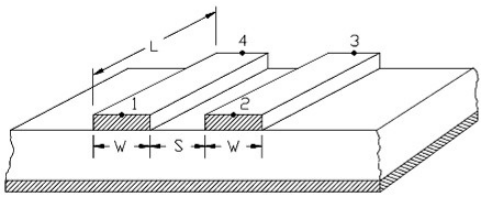


Figure 4.17 Illustration de la composante MCLIN dans ADS [10]

D'abord, l'outil *LineCalc* du logiciel ADS de Keysight a été utilisé pour obtenir les valeurs physiques des lignes couplées (nommé MCLIN dans ADS). Avec les paramètres du substrat RT6010 0.0508 mm, une impédance Z_0 de 50Ω et un coefficient de couplage (*coupling factor* CF) de -4.79 dB, le logiciel synthétise les valeurs suivantes pour le coupleur : W = 0.295 mm, S = 0.0494 mm et L = 1.742 mm (pour une longueur électrique efficace de 90°). Pour la fabrication au Poly-Grames, la largeur minimale des lignes microruban est de 0.127 mm et l'espacement minimal entre deux lignes est de 0.1524 mm. L'espacement entre les lignes (S) obtenu par LineCalc n'est donc pas physiquement réalisable au Poly-Grames. Par la suite, un premier essai d'optimisation a été réalisé dans un modèle schématique (*schematic*) avec uniquement le coupleur (MCLIN) sur ADS.

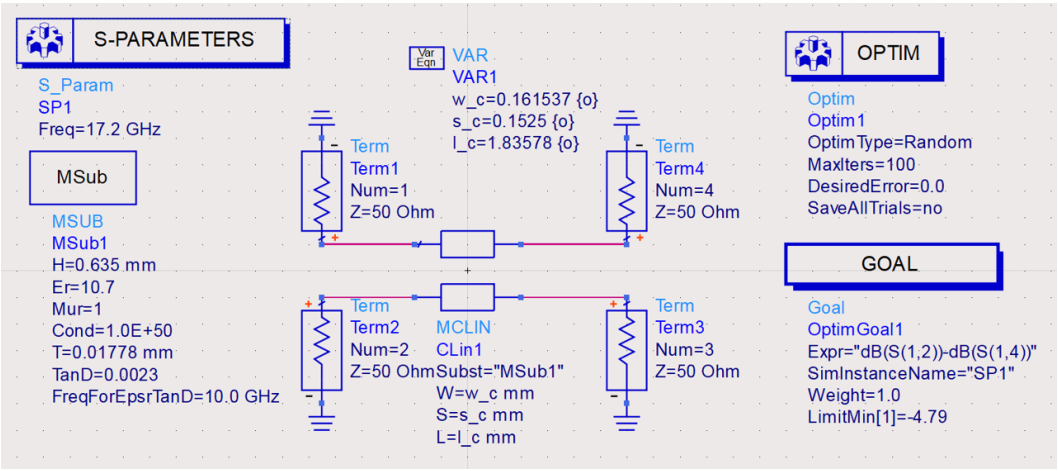


Figure 4.18 Modèle schématique du coupleur sur ADS.

Une optimisation est utilisée afin de converger vers des paramètres réalisables. Pour débuter, la valeur minimale de l'espacement (S) est fixée à la valeur minimale pour la fabrication soit 0.1524 mm.Le but de l'optimisation est d'obtenir un ratio entre S_{12} et S_{14} de -4.79 dB. Cette optimisation a permis de constater que l'atteinte de l'objectif est limitée par la valeur minimale de l'espacement. Plusieurs types d'optimisations ont été testés dont gradient et quasi-Newton, mais l'erreur minimale a été obtenu avec une optimisation aléatoire. Avec les valeurs optimisées W = 0.16 mm, S = 0.1525 mm et L = 1.84 mm, un ratio de -6.21 dB est obtenu. Cette analyse n'a donc pas permis de converger vers des paramètres réalisables.

Le deuxième essai a été réalisé sur un modèle de coupleur à l'aide du logiciel HFSS. Des coins ont été ajoutés au coupleur comme ce sera le cas dans le réseau d'alimentation. La valeur des chanfreins (*chamfer*) de ces premiers coins sera ajoutée aux paramètres de l'optimisation, car elle a un impact sur la longueur des lignes couplées et donc sur les performances. Étant donné les grandes dimensions des *waveports* utilisés pour la simulation, un deuxième coin (identique à la figure 3.10) est ajouté aux sorties des coupleurs pour distancier les ports. Ce modèle est présenté à la figure 4.19.

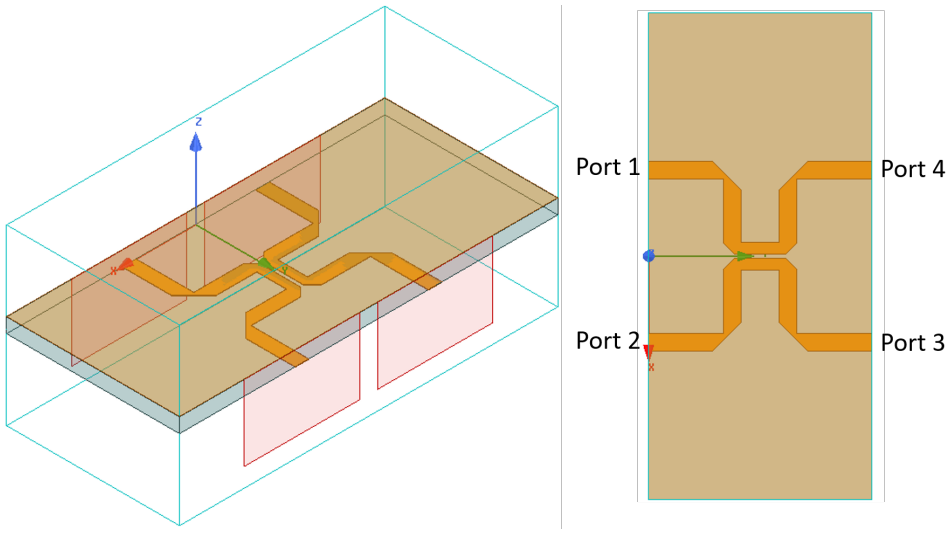


Figure 4.19 Modèle du coupleur dans HFSS

L'optimisation de type Quasi-Newton (gradient) est entamée avec comme paramètres initiaux les valeurs obtenues au premier essai avec ADS. Le but configuré est d'obtenir une différence de -4.79 dB entre le port 4 (direct) et le port 2 (couplé) à 17.2 GHz. Le résultat obtenu s'approche de cet objectif avec un ratio de -4.91 dB. La figure 4.20 présente les paramètres S du coupleur.

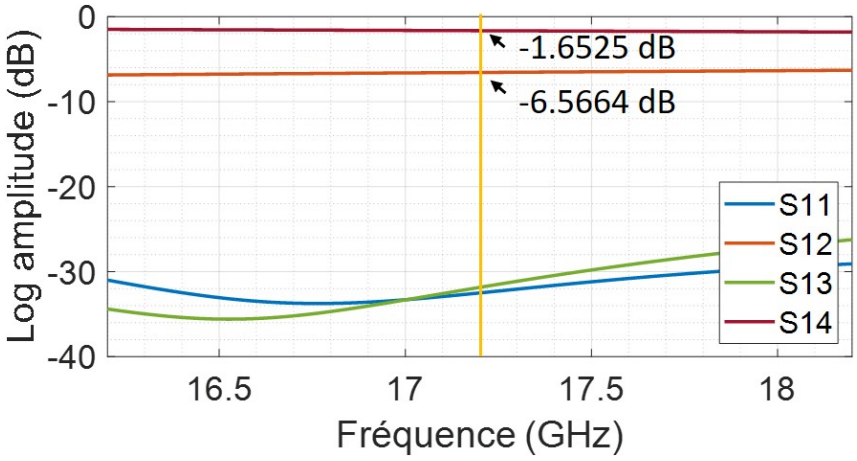


Figure 4.20 Paramètre S simulés pour le coupleur optimisé avec HFSS

En plus du ratio, deux autres paramètres méritent également d'être analysés pour caractériser les performances du coupleur. D'abord, les pertes de retour (S_{11}) doivent être minimales pour s'assurer que le circuit soit adapté et qu'il n'y aura qu'une faible quantité de réflexion. C'est le cas pour le coupleur conçu dont le paramètre S_{11} est de -32.5 dB. Ensuite, le port 3 du coupleur est isolé ce qui signifie que très peu, voire aucun signal, ne devrait se transmettre du port 1 vers le port 3. Cette forte isolation est présente dans le coupleur optimisé dont le paramètre S_{13} est de -31.84 dB. La phase aux ports de sorties du coupleur (soit le port 2 et 4) n'est pas constante, mais ce n'est pas nécessaire à ce point-ci de la conception. Les longueurs des lignes microruban seront ajustées dans le réseau d'alimentation pour fournir une excitation en phase aux antennes *patchs*.

Le tableau 4.3 résume les essais réalisés pour la conception du coupleur. Le modèle développé dans HFSS satisfait tous les objectifs et sera donc utilisé pour la suite du développement du circuit d'alimentation.

Tableau 4.3 Paramètres du coupleur 17.2 GHz selon différents logiciels

Logiciel	**W (mm)**	**S (mm)**	**L (mm)**	**Chanfrein (mm)**	**Ratio (dB)**
ADS LineCalc	0.2954	0.049	1.74	-	-4.79
ADS figure 4.18	0.1615	0.1525	1.8357	-	-6.205
HFSS figure 4.19	0.3866	0.1524	1.3068	0.3899	-4.91

4.6 Développement du circuit d'alimentation

Le réseau d'alimentation (*beamforming network* BFN) permet d'exciter les antennes *patchs* du réseau avec les amplitudes définies lors de la synthèse du réseau. L'antenne finale aura deux réseaux d'alimentation identiques soit un par polarisation. La topologie de l'antenne élémentaire choisie est propice à développer le BFN directement sur le substrat des lignes de transmission. En effet, le plan de masse, qui contient les fentes de couplages, permet une grande isolation entre les *patchs* et le circuit d'alimentation. Le BFN sera donc conçu sur le substrat RT6010 à l'aide de composantes passives tel que des jonctions en T et des coupleurs. Comparativement aux circuits d'alimentation complexe pour les antennes à commande de phase, le circuit développé aura moins de pertes et sera plus compact. En contrepartie, ce circuit fonctionnera pour une petite bande de fréquence étant donné que les longueurs des lignes de transmission seront conçues précisément pour 17.2 GHz.

Le circuit d'alimentation aura une entrée et quatre sorties toutes adaptées à 50Ω. Le diviseur 3 dB, qui a été conçu pour la polarisation verticale (voir section 3.2), est réutilisé. Le prochain étage du circuit d'alimentation doit avoir des amplitudes inégales à ses sorties pour atteindre le ratio d'excitation désiré. Le coupleur par proximité des lignes optimisé à la section précédente sera utilisé ici. La figure 4.21 présente l'agencement du BFN. À noter sur cette figure que le circuit est symétrique par rapport au plan *xz*. Le port en entrée ainsi que les 4 sorties sont configurés par des *waveports*. Pour absorber les signaux indésirables qui pourraient se retrouver aux ports isolés des coupleurs, des résistances 50Ω seront installées au bout de ceux-ci. Pour modéliser ces résistances, des ports *lumped* sont configurés au bout des ports isolés (visible à la figure 4.21).

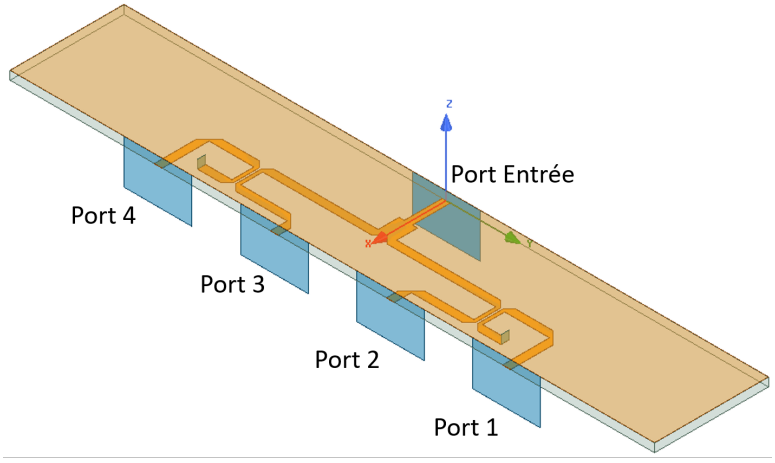


Figure 4.21 Modèle du circuit d'alimentation pour les simulations sur HFSS

Une dernière optimisation est réalisée pour assurer une bonne adaptation et une excitation optimale, tant en amplitude qu'en phase, aux sorties du circuit d'alimentation. Les valeurs optimisées sont les paramètres du coupleur (W, S, L et chanfrein), la position du coupleur selon l'axe y (qui permet un contrôle de la longueur des lignes microruban et donc de la phase) et la largeur du transformateur $\lambda_d/4$ à l'entrée du BFN. La position des ports de sorties est fixe pour assurer un espacement constant de $\lambda_0/2$ (8.72 mm) entre les antennes *patchs*. Il est intéressant de noter que l'optimisation a convergé vers une largeur de transformateur $\lambda_d/4$ identique à la largeur de ligne 50Ω soit 0.60 mm. C'est pourquoi celui-ci n'est pas visible à l'entrée de la jonction en T sur la trace du circuit d'alimentation à la figure 4.21. L'optimisation a permis d'obtenir un ratio d'excitation de -4.77 dB ce qui permettra d'obtenir le faisceau optimal déterminé à la section 4.2. La phase est également plutôt constante entre les ports du BFN avec une petite différence de 2.17°. Ces résultats sont obtenus avec un *lumped* port reliant le port isolé des coupleurs au plan de masse pour approximer la résistance qui sera ajoutée à cet endroit. Les mêmes simulations ont été réalisées en laissant le port isolé flottant (c'est-à-dire sans *lumped port*). Les résultats obtenus sont presque identiques à ceux présentés aux figures 4.22 et 4.23 ce qui confirme que très peu de signaux se retrouvent aux ports isolés des coupleurs, comme souhaité.

Tableau 4.4 Valeur des amplitudes et des phases des paramètres S du BFN à 17.2 GHz

	S(Entrée,Entrée)	S(Entrée,1)	S(Entrée,2)	S(Entrée,3)	S(Entrée,4)
Amplitude	-18.59 dB	-9.75 dB	-4.98 dB	-4.98 dB	-9.76 dB
Phase (deg)	-	-101.32	-99.15	-99.24	-101.66

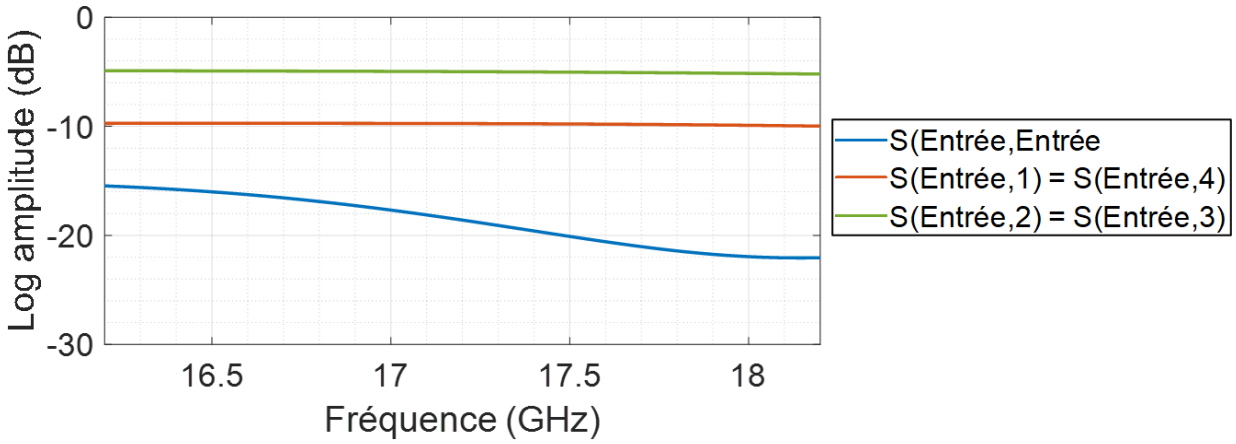


Figure 4.22 Amplitude des paramètres S simulés pour le BFN optimisé

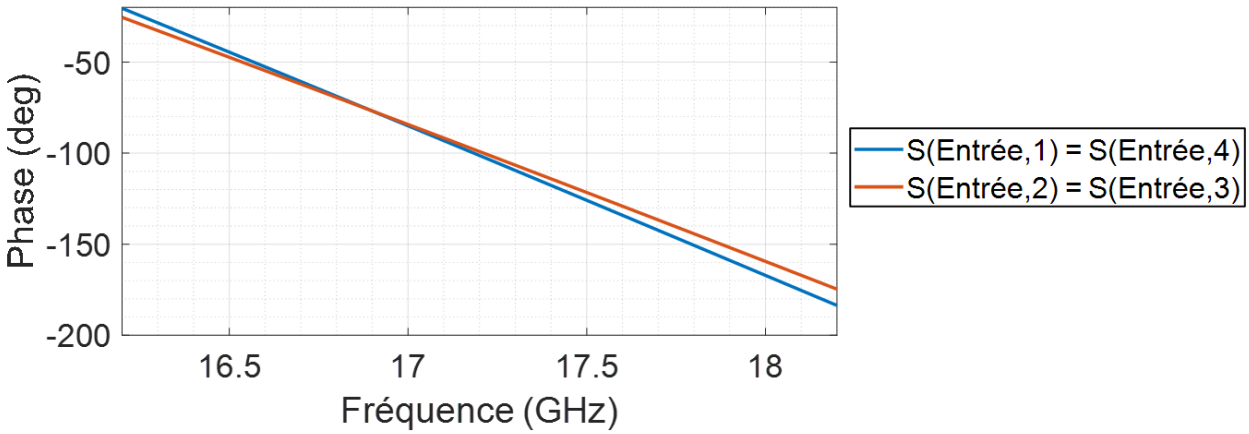


Figure 4.23 Phase des paramètres S simulés pour le BFN optimisé

Comme mentionné précédemment, une résistance sera soudée à l'extrémité des ports isolés des coupleurs. Le modèle utilisé pour les simulations doit donc être légèrement modifié pour inclure la trace de la résistance, visible à la figure 4.24. L'espace disponible pour l'ajout d'une résistance est limité par la ligne microruban du port 1 et 4 du BFN. Le modèle de résistance sélectionné a donc été le 0402, car il est compact. La trace de la résistance a été ajoutée au modèle selon les règles de fabrication du Poly-Grames. Un via plaqué de 0.508 mm de diamètre permettra la liaison avec le plan de masse. Le beigne de cuivre entourant le via a un rayon de 0.508 mm. Ce circuit d'alimentation est maintenant prêt à être intégré avec le réseau d'antennes *patch*. Les valeurs optimales des paramètres obtenues sont énumérées au tableau 4.5.

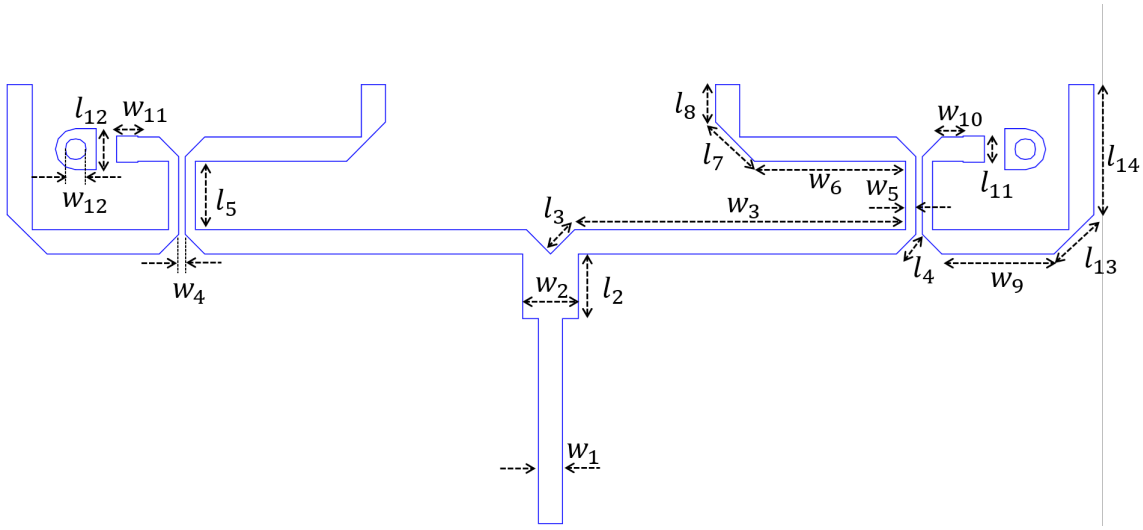


Figure 4.24 Modèle du circuit d'alimentation complet pour la fabrication

Tableau 4.5 Valeur des variables du circuit d'alimentation

Nom variable	Valeur (mm)	Nom variable	Valeur (mm)	Nom variable	Valeur (mm)	Nom variable	Valeur (mm)
w_1	0.60	w_2	1.39	w_3	8.15	w_4	0.1524
w_5	0.254	w_6	3.73	w_9	2.78	w_{10}	0.54
w_{11}	0.508	w_{12}	0.508	l_2	1.58	l_3	0.85
l_4	0.68	l_5	1.65	l_7	1.36	l_8	0.91
l_{11}	0.635	l_{12}	1.01	l_{13}	1.36	l_{14}	3.17

4.7 Simulation de l'antenne complète

Le modèle de l'antenne complète, incluant le réseau d'alimentation ainsi que les fentes et les *patchs* associées à chaque élément du réseau a été développé sur le logiciel HFSS. La figure 4.25 présente l'antenne avec les substrats et le plan de masse transparent. Ceci permet d'avoir une vue rapprochée sur les lignes microruban et ainsi percevoir leur alignement par rapport à la position des fentes et des *patchs*. La base métallique ainsi que le matériau absorbant eccosorb sont semi-transparents à cette figure.

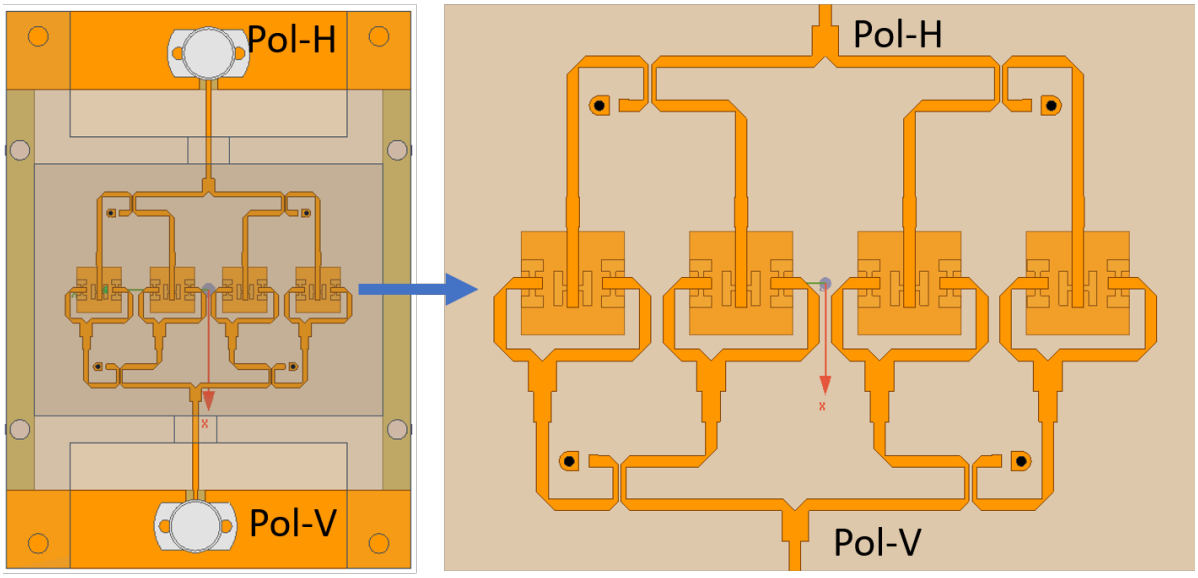


Figure 4.25 Vue de dessous de l'antenne réseau (substrats et plan de masse transparents)

Pour analyser l'impact et l'utilité d'ajouter une base métallique avec un matériau absorbant au fond, une comparaison des performances entre les modèles A et B (à la figure 4.26) a été réalisée. Ces modèles ont les mêmes paramètres et dimensions pour toute l'antenne. La seule différence est la base (pec), l'eccosorb, la plaque (pec) et les têtes de vis (pec) ont été ajoutés et simulés au modèle A. Les deux modèles sont excités avec des *wave port* de mêmes dimensions. À nouveau, des ports *lumped* de 50Ω sont configurés aux ports isolés des coupleurs dans les deux modèles pour simuler une résistance. À la figure 4.26, une transparence est appliquée aux substrats et au plan de masse des deux modèles pour voir les lignes de transmission.

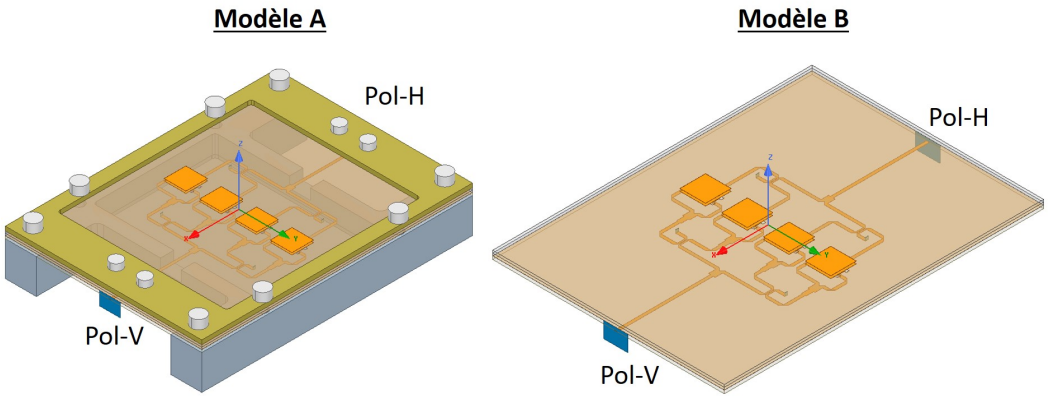


Figure 4.26 Deux modèles utilisés pour l'analyse de l'impact de la plaque, des têtes de vis, de la base métallique et un matériau absorbant

Le graphique à la figure 4.27, démontre qu'il n'y a pas de grande variation au niveau des pertes de retour et de l'isolation entre les deux modèles. Les paramètres S simulés du modèle A et B à 17.2 GHz, présentés au tableau 4.6, s'accordent bien.

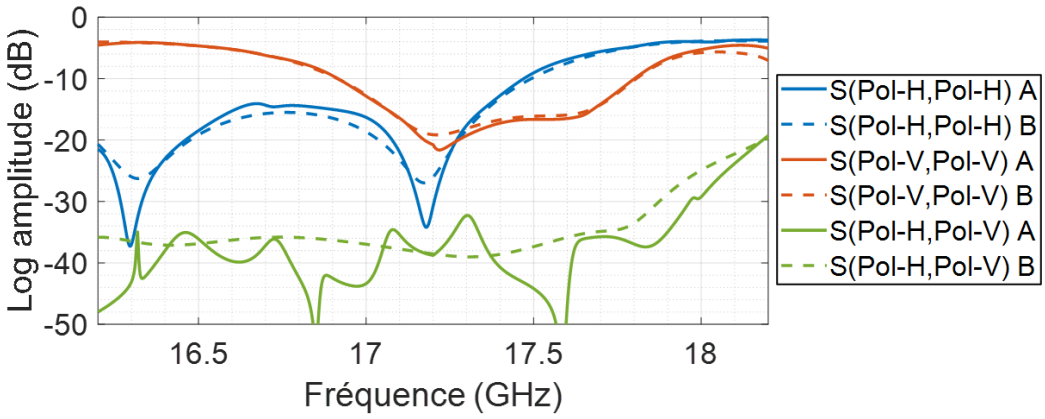


Figure 4.27 Comparaison des paramètres S avec et sans base, eccosorb et plaque métallique

Tableau 4.6 Analyse des amplitudes des paramètres S des deux modèles à 17.2 GHz

Modèle	**S(Pol-H,Pol-H)**	**S(Pol-V,Pol-V)**	**S(Pol-H,Pol-V)**
Modèle A	-30.73 dB	-20.75 dB	-38.78 dB
Modèle B	-26.05 dB	-19.13 dB	-38.54 dB

Aux figures 4.28 et 4.29, le niveau de la polarisation croisée est grandement diminué dans le modèle A surtout pour la Pol-V. La radiation arrière ainsi que les lobes secondaires sont également réduits, et ce, pour les deux polarisations. Grâce à ces observations, il est évident que le modèle A propose des performances beaucoup plus intéressantes que le modèle B.

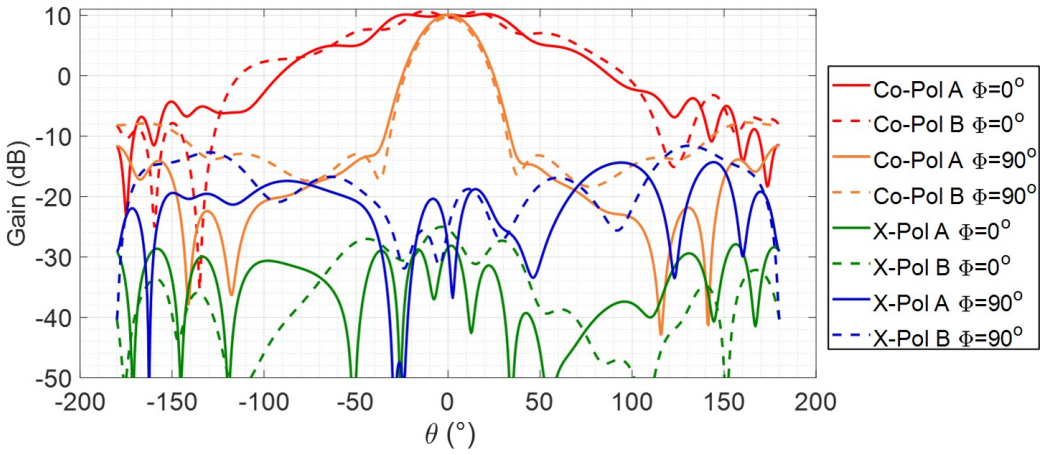


Figure 4.28 Comparaison des champs lointains Pol-H entre le modèle A et B

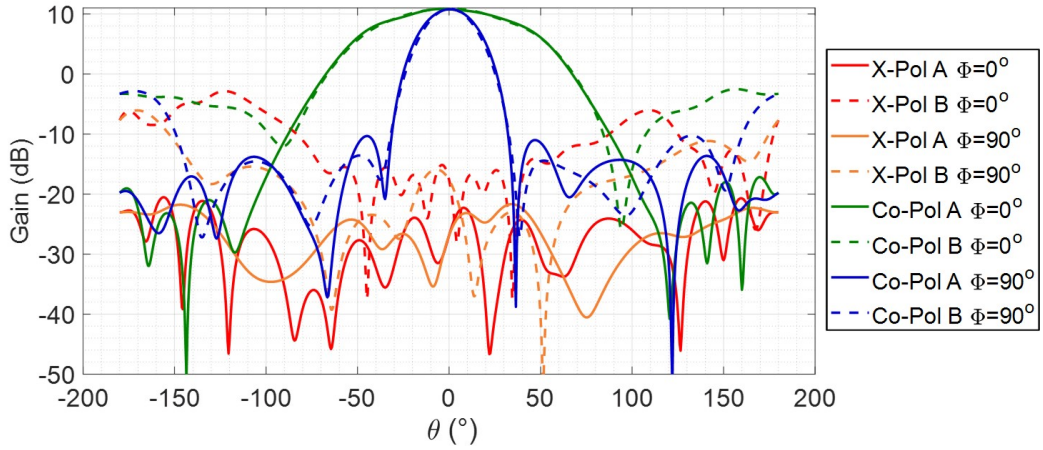


Figure 4.29 Comparaison des champs lointains Pol-V entre le modèle A et B

Il a été mentionné précédemment que l'ajout de l'élément absorbant engendrerait une augmentation des pertes de l'antenne. Cet effet négatif est visible grâce à l'analyse de l'efficacité de rayonnement. Selon le tableau 4.7, les efficacités du modèle B sont comparables aux performances attendues d'une antenne *patch* (autour de 80% d'efficacité). La différence entre la directivité et le gain est supérieure pour le modèle A ce qui a pour effet de diminuer son efficacité de rayonnement. Par contre, l'ajout de la base métallique et de l'élément absorbant a l'avantage de diminuer les pertes en contrapolarisation, d'augmenter le gain de 0.44 dB pour la Pol-H et de nettement diminuer le rayonnement arrière en Pol-V. Pour toutes ces raisons, la base, l'eccosorb et la plaque métallique sont installés sur l'antenne prototype.

Tableau 4.7 Comparaison de l'efficacité de rayonnement de l'antenne réseau

Modèle	**Directivité (dB)**	**Gain (dB)**	**Efficacité**
HFSS A Pol-H	11.22	10.08	76.84%
HFSS B Pol-H	10.49	9.64	82.31%
HFSS A Pol-V	12.33	10.76	69.70%
HFSS B Pol-V	11.87	10.83	78.74%

Une dernière analyse est nécessaire avant de passer à la fabrication du prototype. L'analyse de l'efficacité de rayonnement a été faite précédemment avec l'approximation des champs lointains des *patchs* unitaires puis avec le champ lointain de l'antenne réseau à 8 ports (sans BFN). Cette analyse peut maintenant être réalisée avec le modèle HFSS de l'antenne complète avec la base, l'eccosorb et la plaque métallique. Les champs lointains importés dans FEKO correspondent aux champs du modèle A aux figures 4.28 et 4.29. Les résultats sont présentés aux figures 4.30 à 4.33.

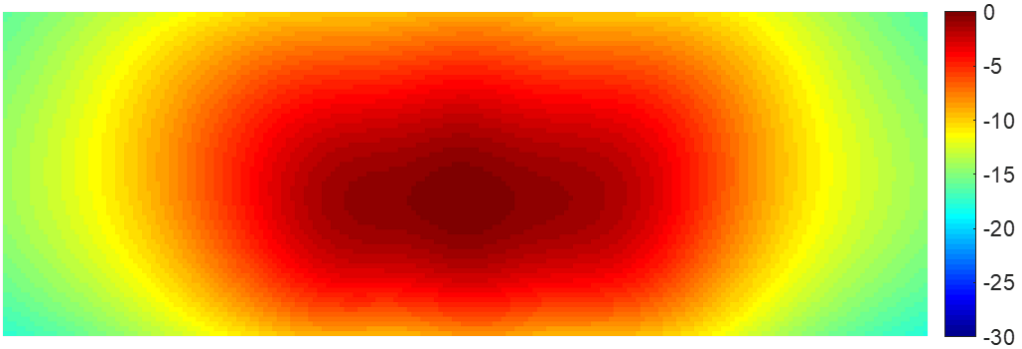


Figure 4.30 Amplitude du champ E_x normalisée sur le RR Pol-H

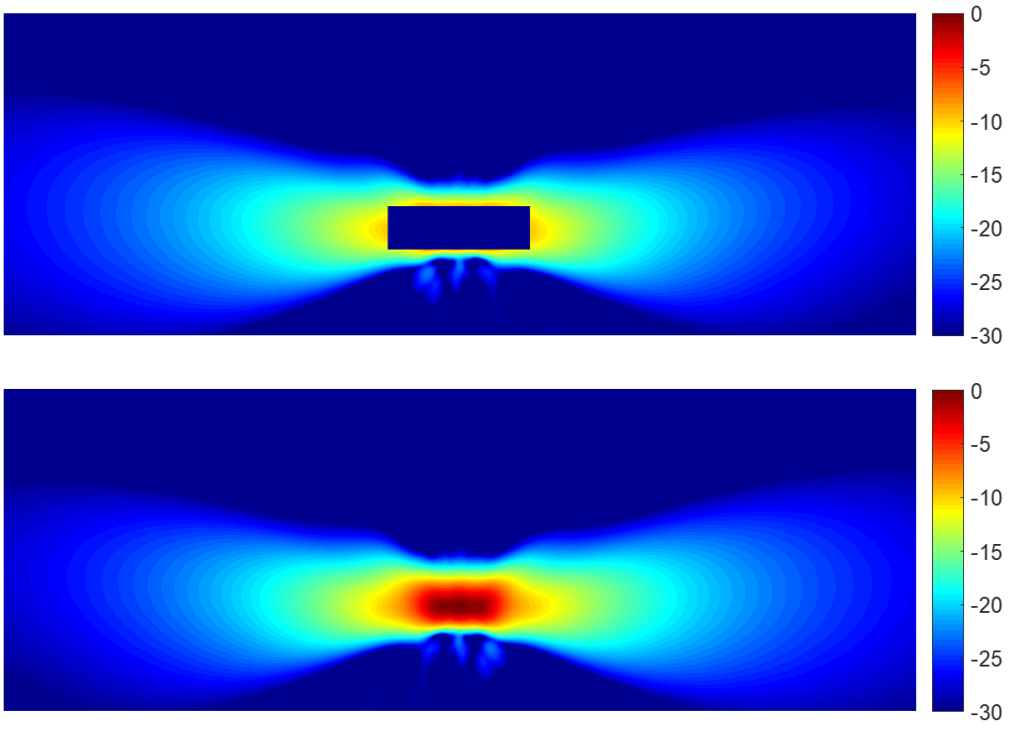


Figure 4.31 Amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR Pol-H

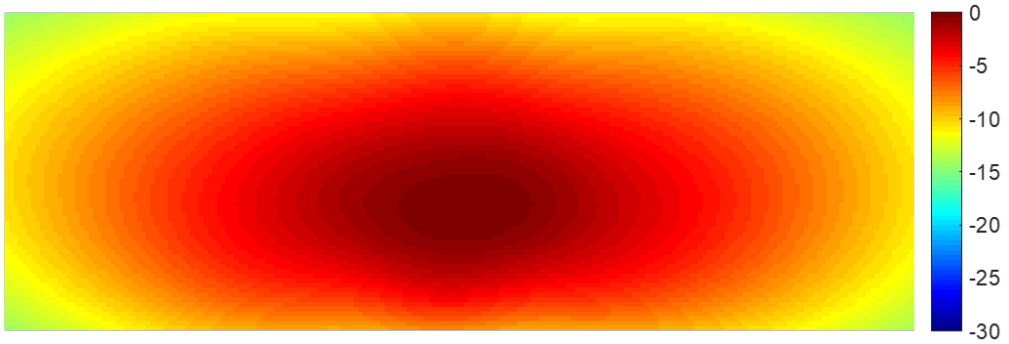


Figure 4.32 Amplitude du champ E_y normalisée sur le RR Pol-V

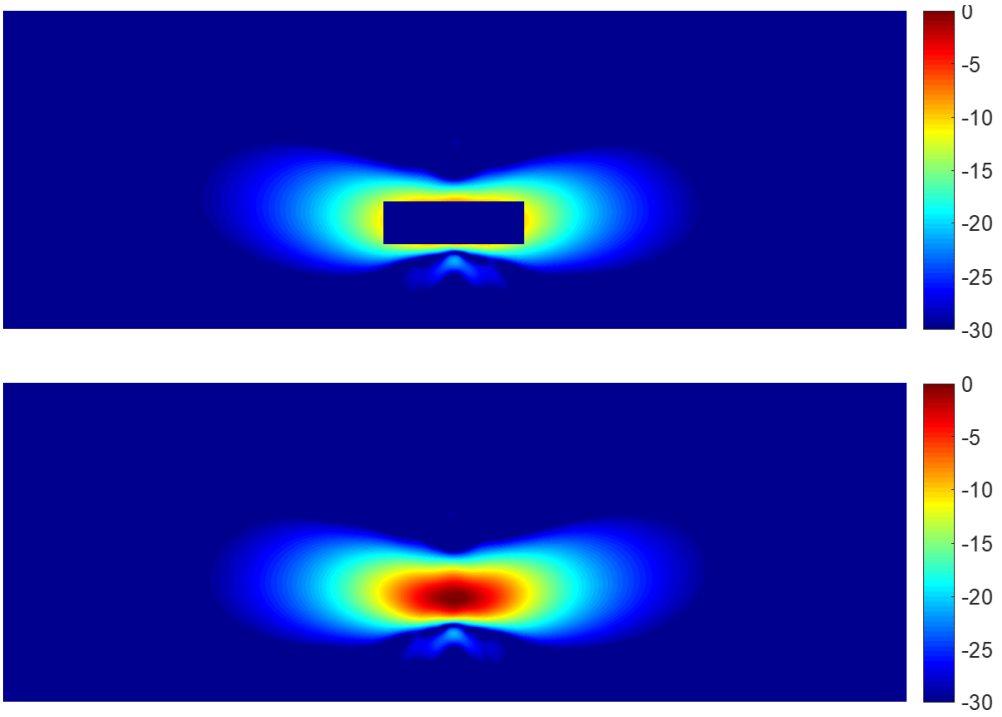


Figure 4.33 Amplitude du champ **E** normalisée débordant dans la région du RR Pol-V

Les efficacités d'illumination de cette antenne sont calculées et présentées au tableau 4.8. Comme attendu, ces résultats sont très similaire à ceux obtenus précédement soit une efficacité d'illumination (ϵ_i) de 63.0% pour la Pol-H et de 75.1% pour la Pol-V (tableau 4.2).

Tableau 4.8 Comparaison de l'efficacité d'illumination de l'antenne réseau (avec ϵ_s')

Polarisation	ϵ_t (%)	ϵ_s' (%)	ϵ_i (%)
Pol-H	80.8	78.2	63.6
Pol-V	87.40	86.00	75.2

La figure suivante présente le modèle prêt à être fabriqué développé avec HFSS. À droite, la vue de dessous est représentée avec la base et le matériau absorbant en semi-transparent pour mieux voir les circuits d'alimentation.

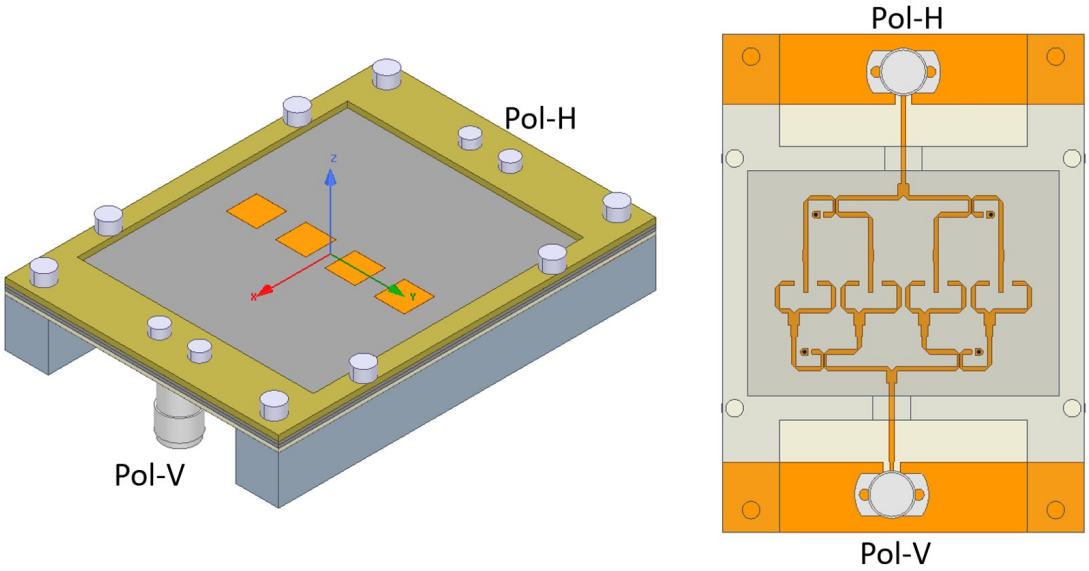


Figure 4.34 Modèle de l'antenne réseau complète dans HFSS.

4.8 Fabrication et mesures en laboratoire

L'antenne réseau fabriquée est présentée aux figures 4.35 et 4.36. Comme prévu, des résistances de type 0402 ont été installées aux extrémités des lignes isolées des coupleurs.

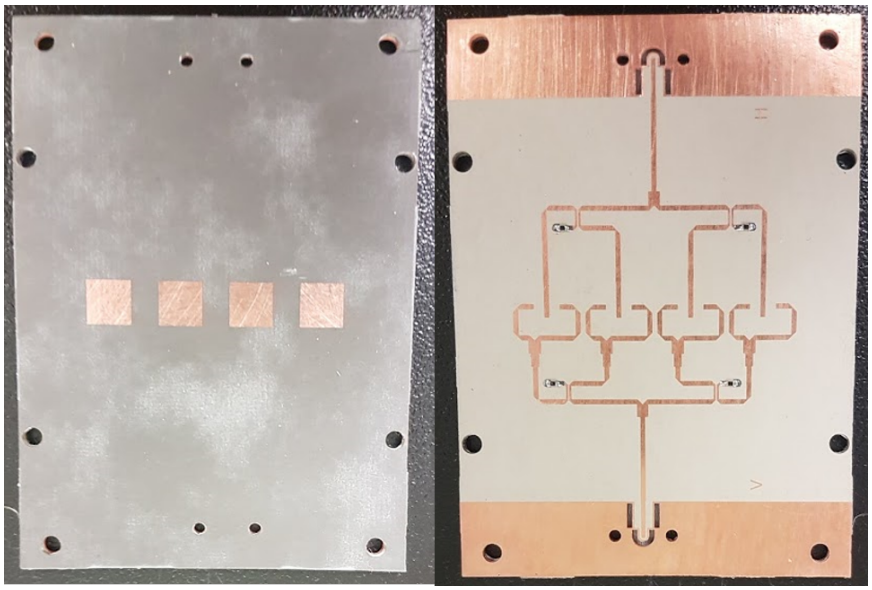


Figure 4.35 Vue de dessus et de dessous de l'antenne réseau fabriquée

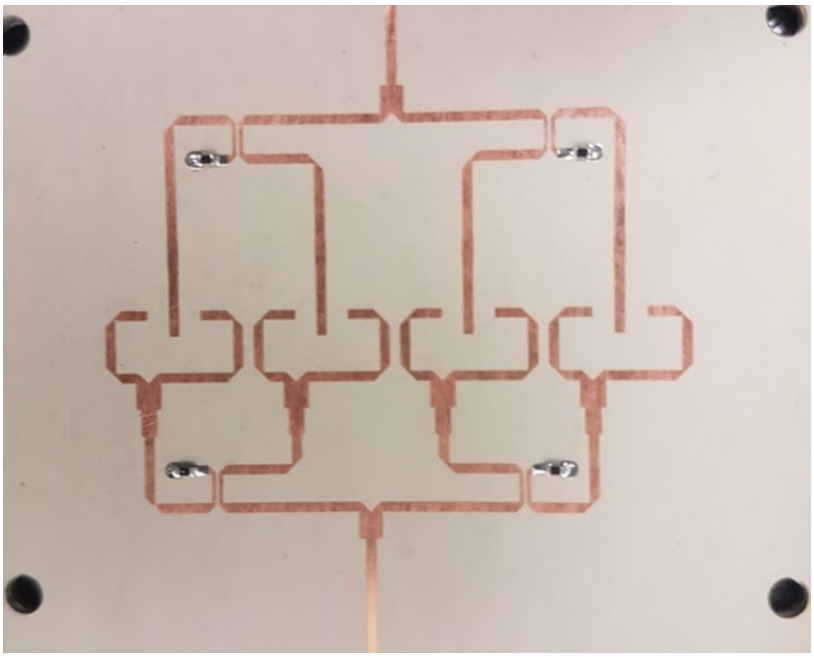


Figure 4.36 Agrandissement sur les lignes microruban de l'antenne réseau fabriquée

Les mêmes connecteurs que l'antenne *patch* prototype 2 sont réutilisés. L'analyseur réseau (VNA) peut donc être calibré à l'aide du même kit TRL qui a été présenté précédemment à la section 3.6. À la figure 4.37, un léger décalage vers les basses fréquences est visible pour la résonance de la polarisation horizontale. Pour la polarisation verticale, les paramètres S mesurés et simulés s'accordent bien. Les pertes de retour mesurées à 17.2 GHz sont de 12.51 dB pour la Pol-H et de 17.66 dB pour la Pol-V. L'isolation mesurée de 33.8 dB est excellente.

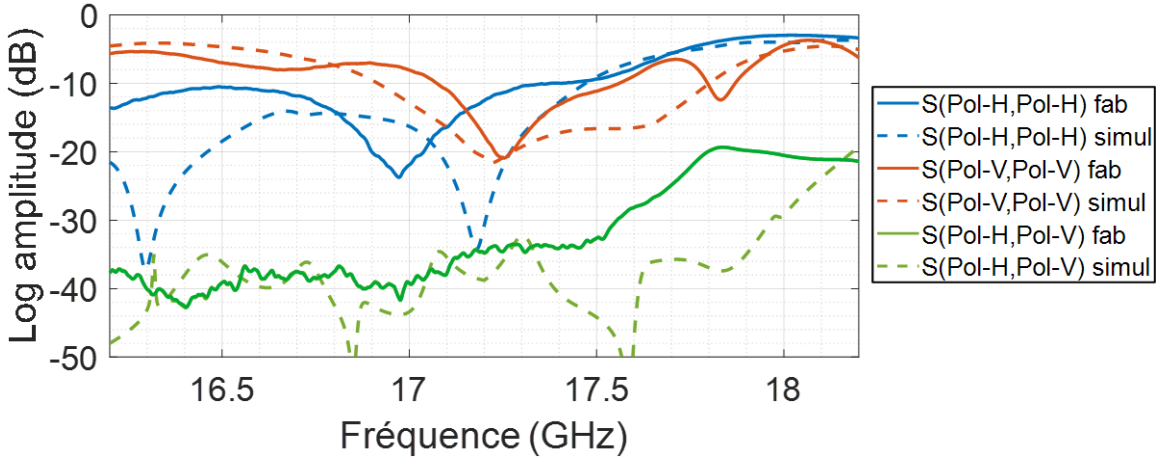


Figure 4.37 Paramètres S mesurés au VNA de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées sur HFSS.

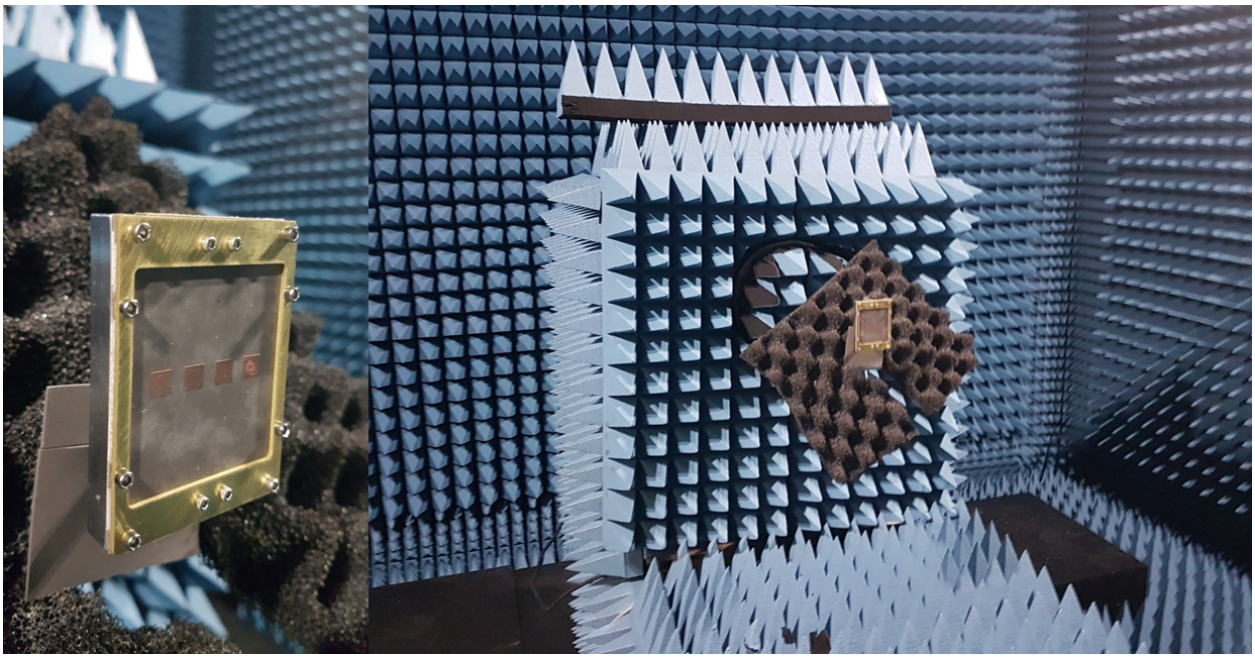


Figure 4.38 Photos de l'antenne réseau installée dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames

L'antenne réseau a été ensuite testée dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames. Une charge 50Ω a été installée au port non testé. Les champs lointains mesurés sont comparés aux simulations sur HFSS aux figures 4.39 et 4.40.

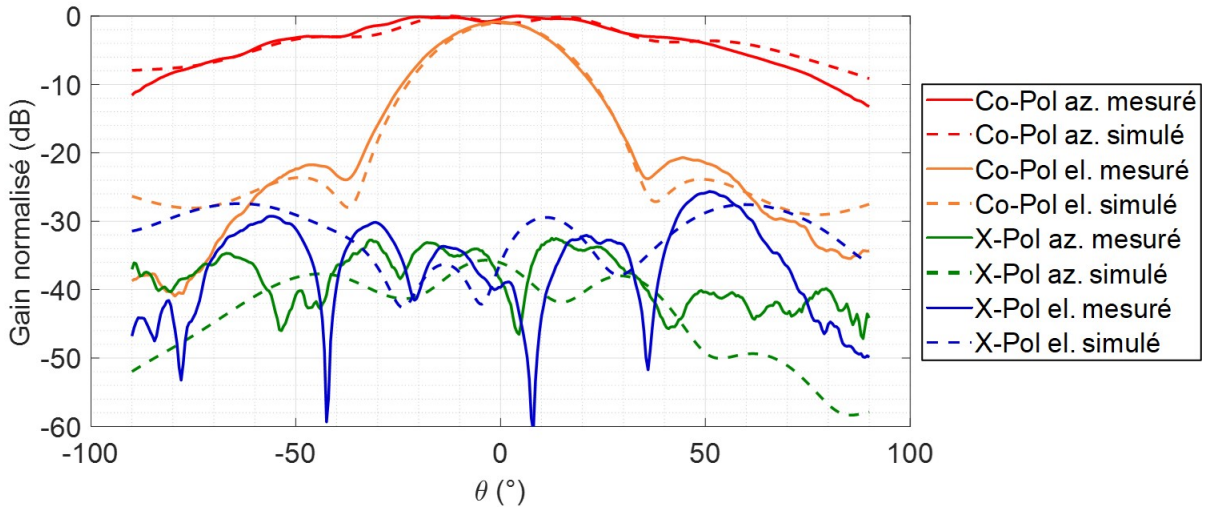


Figure 4.39 Champs lointains Pol-H mesurés normalisés de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées normalisés sur HFSS

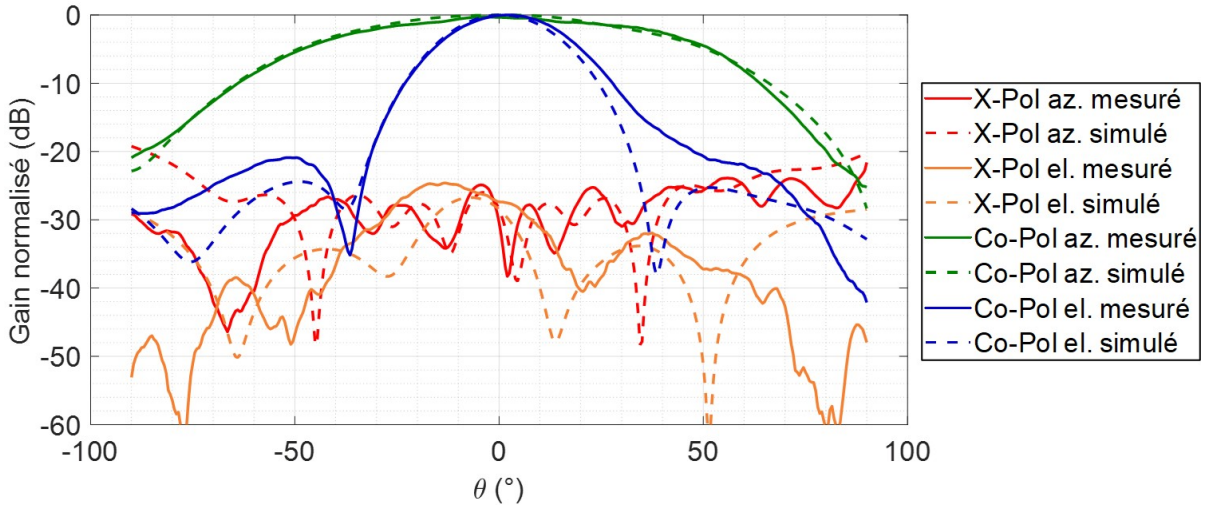


Figure 4.40 Champs lointains Pol-V mesurés normalisés de l'antenne réseau en comparaison avec les valeurs simulées normalisés sur HFSS

À ces graphiques, les données sont normalisées par rapport au maximum de leurs co-pol respectives. Le gain maximum mesuré est 10.05 dB (10.67 dB simulé) pour la Pol-H et est de 9.48 dB (10.84 dB simulé) pour la Pol-V. Pour la polarisation horizontale, l'accord entre les diagrammes est excellent. Somme toute, les données pour la polarisation verticale sont également bonnes.

Ces résultats sont très encourageants pour la suite du projet soit l'intégration avec le réseau réflecteur. En effet, grâce à la similitude entre les données mesurées et simulées, il est possible de s'attendre à ce que des efficacités d'illumination aussi bonnes que celles simulées soient obtenues.

CHAPITRE 5 INTÉGRATION ET TESTS DE L'ANTENNE RÉSEAU SOURCE AVEC LE RÉSEAU RÉFLECTEUR

La prochaine étape pour valider la fonctionnalité et les performances de l'antenne source conçue est d'intégrer celle-ci avec le réseau réflecteur développé par un étudiant à la maîtrise en génie électrique. Pour ce faire, la structure métallique du CubeSat sera d'abord incluse et simulée dans le modèle Feko afin de vérifier qu'elle ne détériore pas l'illumination sur le RR. Dans cette analyse, deux configurations de CubeSat seront comparées. Par la suite, le support de la source sur la maquette sera détaillé. Finalement, les performances mesurées de l'antenne complète en chambre anéchoïque seront présentées.

5.1 Impact de la structure du CubeSat

L'impact de la structure mécanique du CubeSat sur les performances électromagnétiques de la source est maintenant analysé. Les lobes secondaires de l'antenne réseau peuvent réfléchir sur les parois de la structure ce qui peut avoir pour effet d'altérer le diagramme de rayonnement et de modifier le champ proche au réseau réflecteur. La base métallique et l'élément absorbant installé à l'arrière de l'antenne limitent les risques d'interaction avec le CubeSat. Malgré cela, la diffraction possible sur les arêtes et les coins du CubeSat doit être caractérisée pour assurer le bon fonctionnement de la source lors des tests avec le réseau réflecteur. Pour ce faire, le CubeSat sera simulé dans le modèle Feko. Lorsque la taille d'un élément est nettement supérieure à la taille de l'antenne, des techniques spéciales de solution peuvent être utilisées dans Feko pour accélérer le temps de simulation tout en gardant une bonne approximation. Dans cette simulation, toutes les faces du CubeSat seront solutionnées à l'aide de la méthode de l'optique physique (OP) (*physical optics* en anglais). L'option supplémentaire «illuminé uniquement de devant» (*only illuminated from front*) est appropriée pour la structure du CubeSat.

Une équipe de deux étudiants en génie mécanique a été formée pour étudier l'aspect structurel et thermique de l'antenne. Leur analyse a permis d'identifier deux configurations de CubeSat pour cette mission présentée à la figure 5.1. La source développée au chapitre précédent est optimale pour ces deux configurations, car ces deux possibilités ont le même centre de phase pour l'antenne source. La principale différence est au niveau de la complexité du déploiement de la source qui est bien moindre dans la configuration A. Néanmoins, ces deux configurations de CubeSat sont simulées et les efficacités d'illumination obtenues sont comparées afin d'identifier la configuration optimale au niveau des performances électromagnétiques. Dans

les deux modèles, le satellite est inclus dans les simulations et le bras supportant l'antenne source est également inclus en OP dans la simulation de la configuration B. Dans le modèle de simulation d'optique physique, le satellite et le bras de support sont considérés des conducteurs électriques parfaits. Les panneaux du RR ne sont pas inclus dans les simulations. La source utilisée pour ces simulations correspond aux champs lointains de l'antenne réseau complète obtenus sur HFSS. Ceux-ci sont importés dans Feko en tant que source de champ lointain, comme présenté au chapitre précédent.

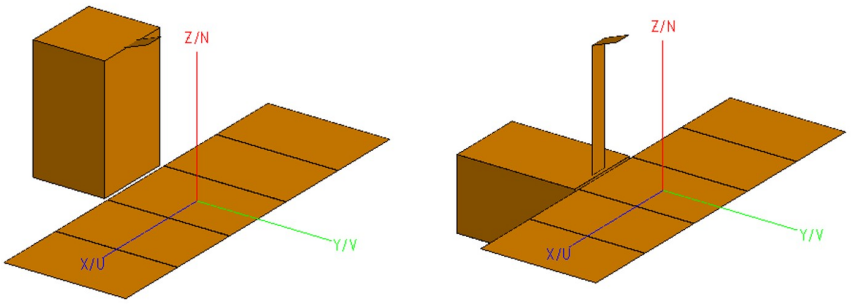


Figure 5.1 Configurations A (à gauche) et B (à droite) ayant le même centre de phase pour la source

Le nombre de triangles pour la simulation OP du CubeSat est affiché au tableau 5.1. Ce même tableau présente également les efficacités d'uniformité, de débordement et d'illumination simulées pour chaque polarisation pour les deux modèles. Les résultats de la simulation sans CubeSat (tableau 4.8) sont à nouveau présenté ici pour faciliter la comparaison. Dans les deux configurations et pour les deux polarisations, les efficacités d'illumination sont très similaires (avec une différence négligeable maximal de 0.5%).

Tableau 5.1 Comparaison des efficacités d'illumination de l'antenne réseau pour les deux configurations de CubeSat

Modèle	Nb Triangles	Polarisation	ϵ_t (%)	ϵ_s' (%)	ϵ_i (%)
Configuration A	282 640	Pol-H	80.1	79.1	**63.4**
		Pol-V	87.2	86.3	**75.3**
Configuration B	318 744	Pol-H	80.7	78.2	**63.1**
		Pol-V	87.40	86.0	**75.2**
Sans CubeSat	-	Pol-H	80.8	78.2	**63.6**
		Pol-V	87.4	86.0	**75.2**

Pour la simplicité de son mécanisme de déploiement, la configuration A est sélectionnée pour la maquette du satellite. L'impact des deux configurations sur les champs proches débordant et sur le RR est visible aux figures 5.2 à 5.5. Les champs obtenus sans CubeSat ont été présentés au chapitre précédent aux figures 4.31 à 4.32.

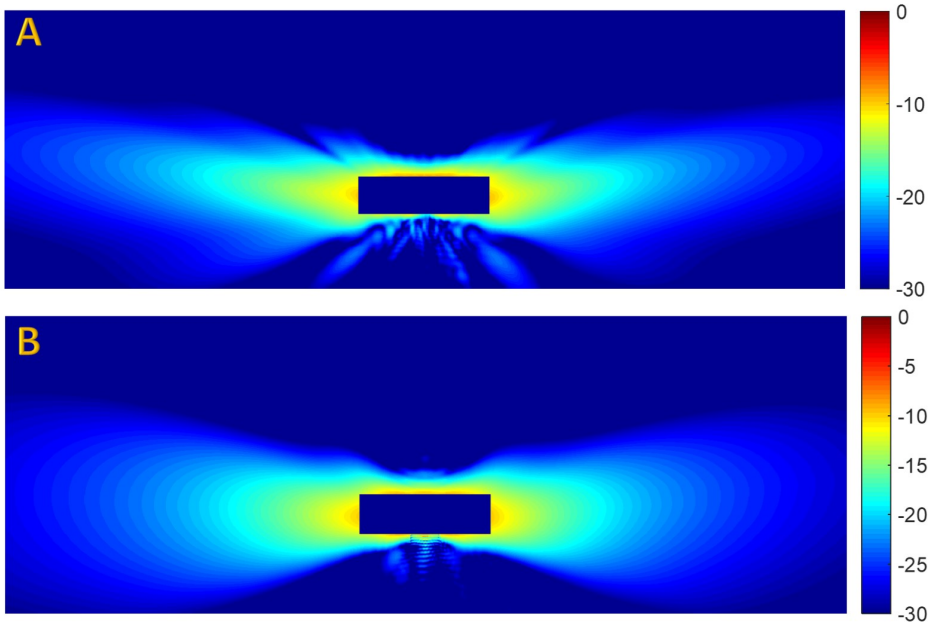


Figure 5.2 Comparaison du champ $||\mathbf{E}||$ normalisé débordant dans la région du RR Pol-H

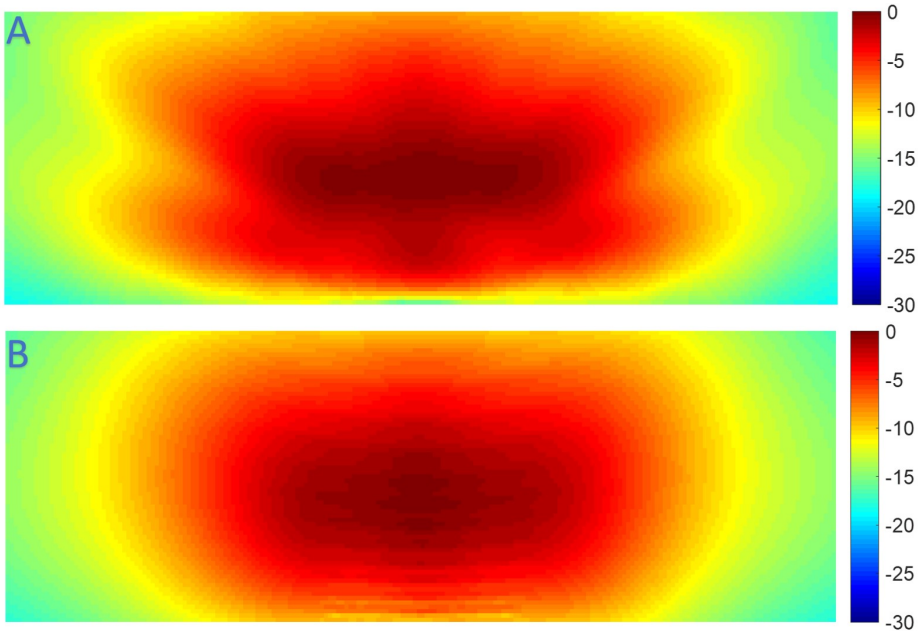


Figure 5.3 Comparaison du champ $|E_x|$ normalisé sur le RR Pol-H

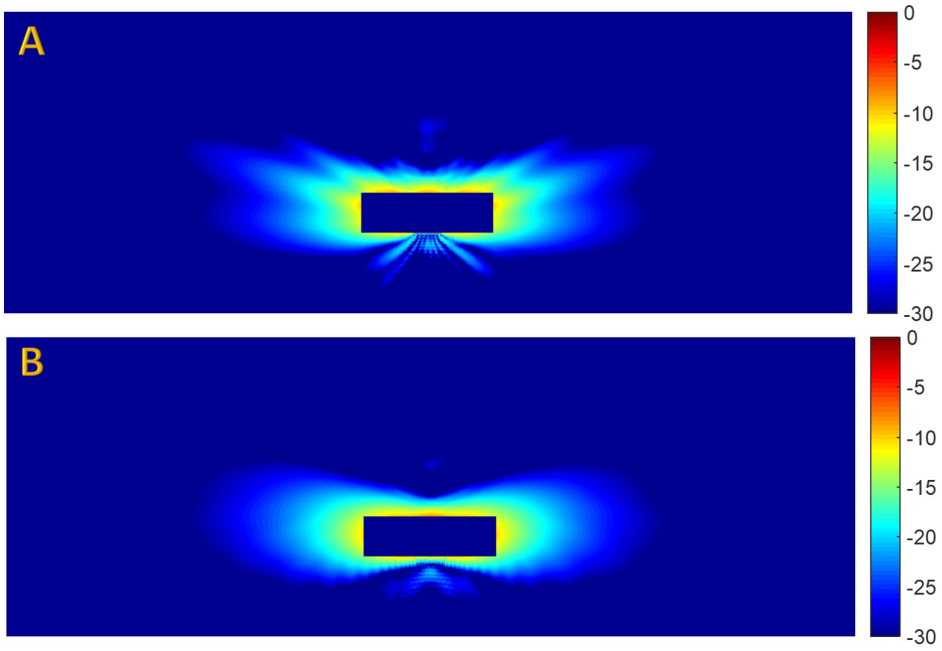


Figure 5.4 Comparaison du champ ||**E**|| normalisé débordant dans la région du RR Pol-V.

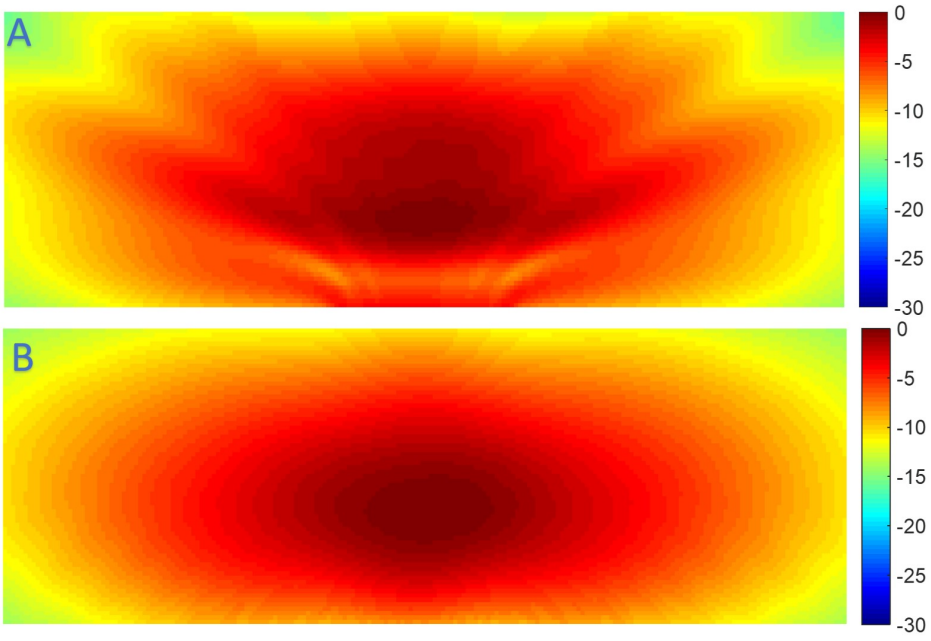


Figure 5.5 Comparaison du champ $|E_y|$ normalisé sur le RR Pol-V.

Même si la configuration A donne des efficacités d'illumination identiques à celles simulées sans CubeSat, les figures montrent une certaine distorsion des distributions de champ en

amplitude pour cette configuration. Avant de sélectionner cette configuration, une analyse des distributions de phase des deux polarisations a été réalisée pour vérifier l'impact de la structure sur celle-ci. Les résultats des simulations sont présentés aux figures 5.6 et 5.7.

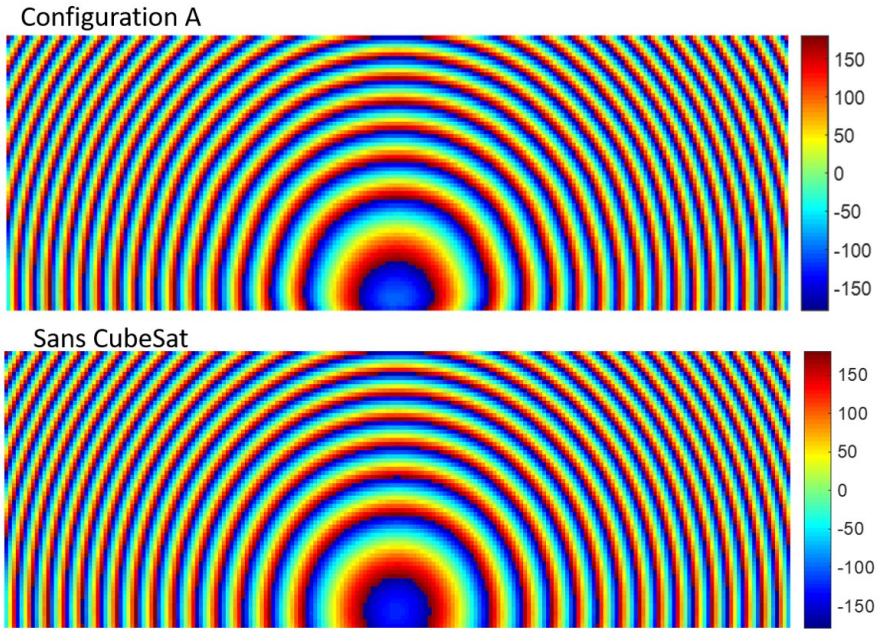


Figure 5.6 Comparaison du champ $\angle E_x$ sur le RR Pol-H avec et sans CubeSat

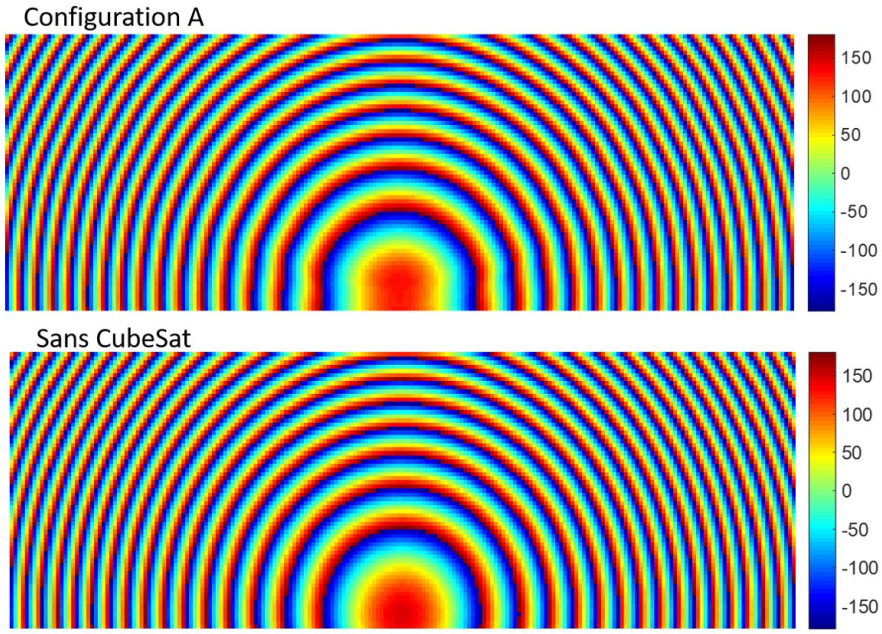


Figure 5.7 Comparaison du champ $\angle E_y$ sur le RR Pol-V avec et sans CubeSat

Pour les deux polarisations, la distorsion maximale est présente près de la jonction entre le CubeSat et le panneau central du RR. Même si cette distorsion est minime, ces distributions de phase (avec CubeSat configuration A) ont été transmis à l'étudiant responsable de la conception des éléments du RR pour permettre l'ajustement de ceux-ci en fonction des champs attendus pour la maquette configuration A.

Jusqu'ici, l'efficacité de débordement a été approximée en calculant celle-ci uniquement dans la région du RR (ϵ_s'). En réalité, les lobes secondaires et le lobe arrière de l'antenne peuvent ont également contribuer au débordement. Le calcul de la vraie valeur d'ϵ_s, est réalisé dans Post-Feko. Il correspond au ratio de la puissance transmisse à travers la surface du RR sur la puissance totale rayonnée par le champ lointain de la source.

Tableau 5.2 Comparaison de l'efficacité d'illumination de l'antenne réseau avec CubeSat configuration A (avec ϵ_s)

Polarisation	ϵ_t (%)	ϵ_s (%)	ϵ_i (%)
Pol-H	80.8	69.2	55.91
Pol-V	87.4	83.9	73.3

La diminution de l'efficacité d'illumination était prévisible, car l'approximation ϵ_s' était surestimée. Pour déterminer la provenance du débordement prédominant, trois portions du champ lointain sont analysées. Ces séparations sont visibles à la figure 5.8.

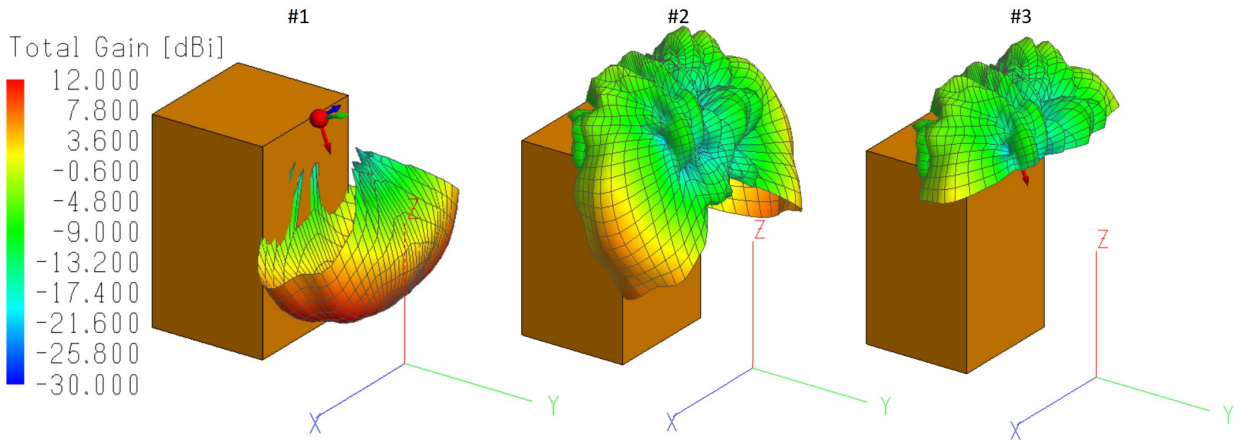


Figure 5.8 Lobe principal ainsi que les lobes secondaires et arrière pour la Pol-H avec CubeSat

La première portion (de $-45°<\theta< 45°$ selon le système de coordonnées de la source) correspond au lobe principal de l'antenne. La deuxième portion correspond au champ lointain sans la portion #1 et inclus donc les lobes secondaires et le lobe arrière. La troisième portion correspond uniquement à la partie arrière du champ lointain.

Le tableau 5.3 présente les pourcentages de puissance rayonnée associée aux trois portions du champ lointain qui viennent d'être définis. Pour la polarisation horizontale, la portion #3 contribue très peu au débordement alors que le pourcentage associé à la portion #2 est beaucoup plus élevé. La région de $\pm 90°<\theta< \pm 45°$ est donc responsable de 23.5% du débordement ce qui explique la diminution de l'efficacité de débordement ϵ_s. Pour la polarisation verticale, le pourcentage de puissance rayonnée à l'extérieur de la portion #1 est plus faible que pour la Pol-H ce qui explique pourquoi ϵ_s est moins diminué dans cette polarisation.

Tableau 5.3 Pourcentage de la puissance rayonnée associé à certaines portions du champ lointain avec CubeSat configuration A

Polarisation	#1	#2	#3
Pol-H	68.4%	31.6%	8.1%
Pol-V	82.1%	17.9%	1.5%

5.2 Conception de la maquette et du support pour la source

L'antenne source et les panneaux du réseau réflecteur ont été intégrés ensemble sur une maquette du satellite CubeSat. Le modèle 3D de cet assemblage est présenté à la figure 5.9. Cette maquette est ensuite fixée à la chambre de test via le bloc d'assemblage situé à l'arrière des panneaux. L'optimisation de la source a été réalisée pour un centre de phase fixe ainsi qu'un angle précis. Le support pour celle-ci a été conçu pour atteindre cette précision tout en laissant un degré de liberté sur certains paramètres. En effet, une penture avec couple variable a été sélectionnée pour permettre l'ajustement de l'angle de la source au besoin. Il s'agit du modèle 249920 de la compagnie Essentra Access Solutions. Un contrôle sur la hauteur de la source est possible en ajoutant des blocs de support supplémentaires sous la penture. La source peut également être avancée ou reculée (selon l'axe y) avec les fentes sous le bloc de support. Le bloc orange à la figure 5.9 permet l'interface mécanique entre la penture et l'antenne source. Lors des tests, la face frontale du CubeSat (visible en bleu turquoise) a été recouverte d'une feuille de métal mince pour reproduire la configuration A analysée précédemment.

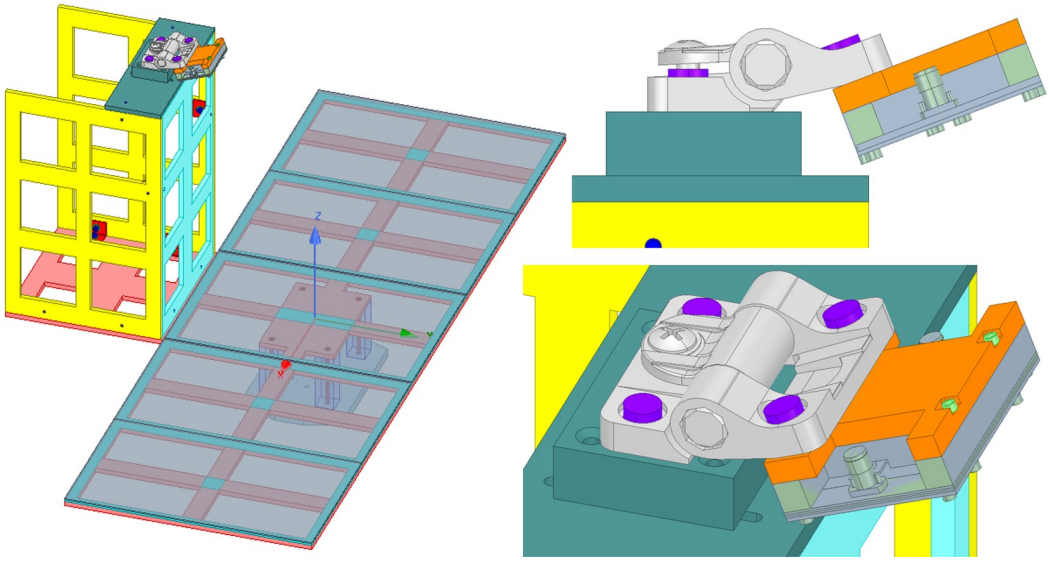


Figure 5.9 Maquette de la structure pour les tests avec agrandissement sur le support de l'antenne source

Le support de l'antenne source ainsi que la maquette avec l'antenne complète fabriquée sont visibles à la figure 5.10. Ces photos ont été prises au centre de recherche Poly-Grames où les premiers tests d'intégration ont été réalisés.

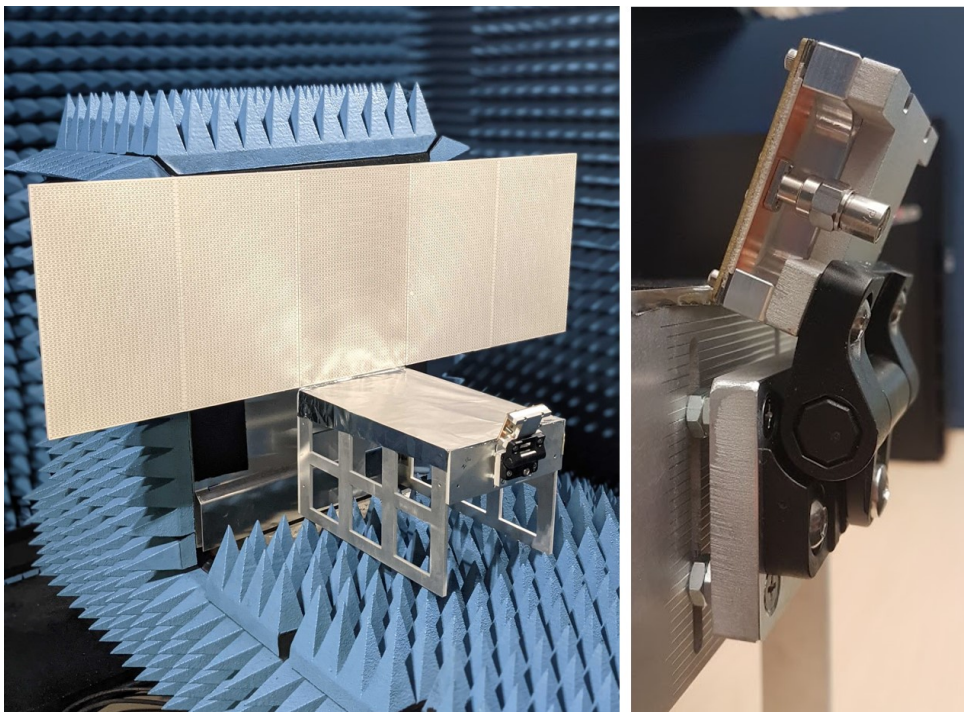


Figure 5.10 Maquette de l'antenne complète dans la chambre anéchoïque du Poly-Grames.

5.3 Fabrication et résultats de l'antenne complète

Le développement de l'antenne réseau réflecteur est le sujet de la maîtrise d'un autre étudiant en génie électrique. Les étapes de conception des panneaux du RR sont présentées dans le mémoire d'Émile Côté Pelletier [11]. Le prototype fabriqué et assemblé est visible à la figure 5.10 à la section précédente.

Malheureusement, la chambre anéchoïque du Poly-Grames n'est pas adaptée pour les dimensions de notre maquette. Il a donc été convenu que les tests finaux de l'antenne seront réalisés dans la chambre anéchoïque de la compagnie MDA. La maquette installée chez MDA est visible à la figure 5.11.

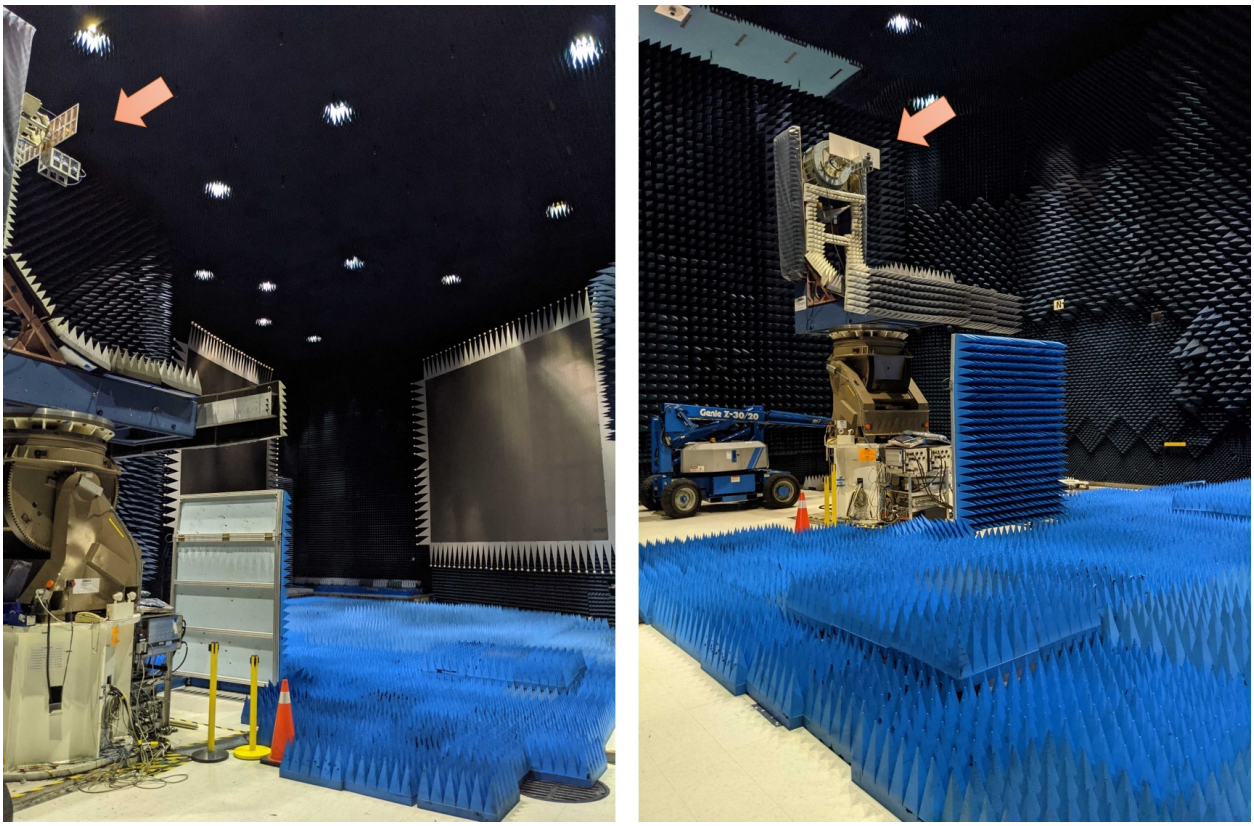


Figure 5.11 Maquette assemblée dans la chambre anéchoïque MDA

Les performances mesurées dans la chambre de test de MDA (les figures 5.12 et 5.13) présentent un très bon accord avec les résultats simulés par Émile Côté Pelletier. Dans les deux polarisations, le niveau des lobes secondaires est inférieur et donc meilleur à ce qui avait été simulé. Même constatation au niveau de la contrapolarisation mesuré qui est même meilleur que les performances simulées pour la polarisation horizontale. Par contre, le gain mesuré

pour la Pol-H est de 35.99 dB et 34.27 dB pour la pol-V. Ces valeurs sont inférieures aux valeurs simulées de 37.2 dB pour la Pol-H et de 36.6 dB pour la Pol-V qui était requise pour atteindre les requis d'une mission RSO hypothétique (couvert dans le mémoire d'Émile Côté Pelletier [11]).

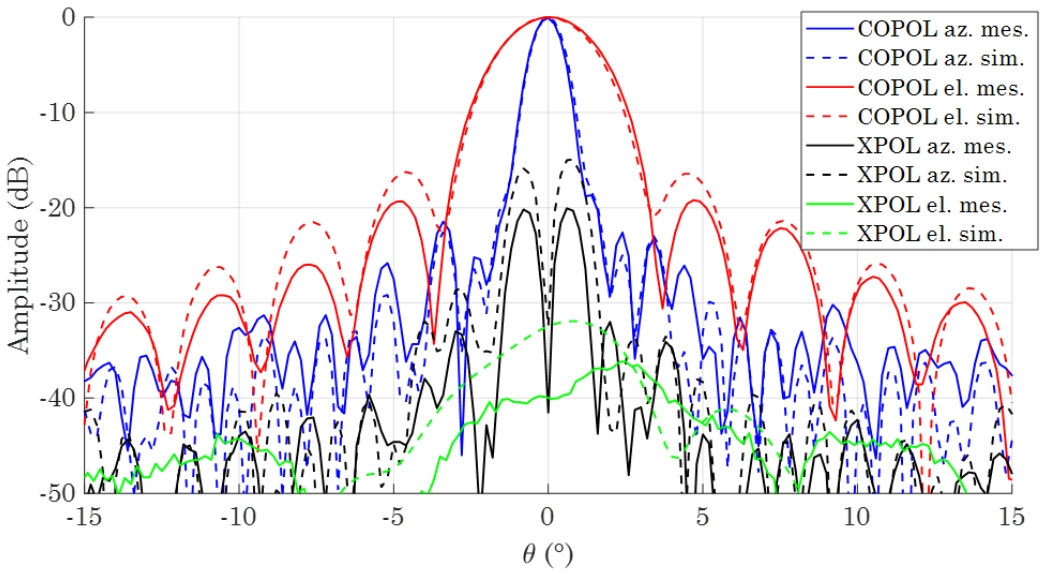


Figure 5.12 Comparaison des résultats normalisés mesurés et simulés du diagramme de rayonnement de l'antenne RR, Pol-H [11].

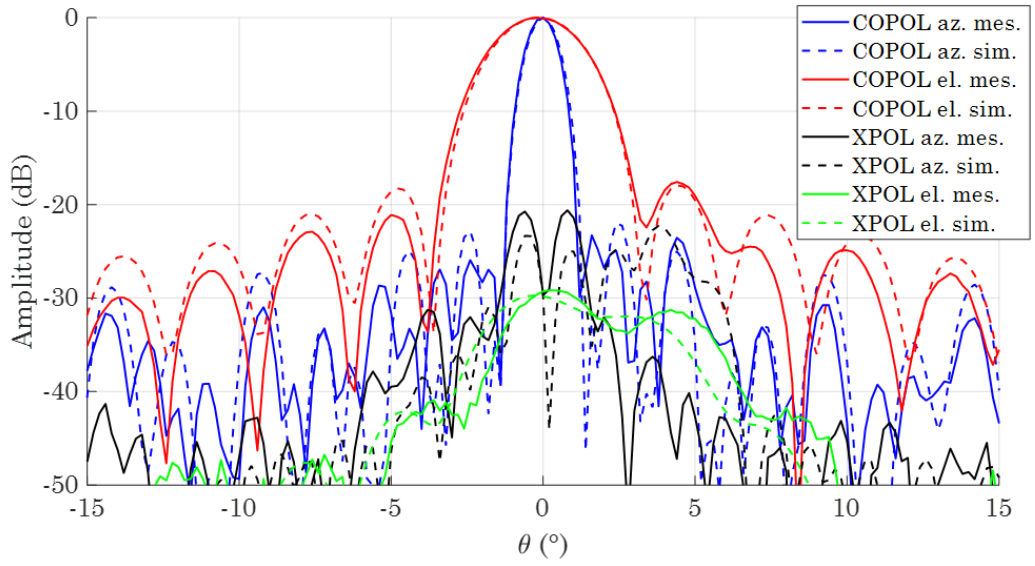


Figure 5.13 Comparaison des résultats normalisés mesurés et simulés du diagramme de rayonnement de l'antenne RR, Pol-V [11].

CHAPITRE 6 CONCLUSION

Le but de cette recherche a été de développer l'antenne source d'un réseau réflecteur rectangulaire. En plus de respecter les contraintes associées à une plateforme CubeSat 12U, cette antenne devait fonctionner à 17.2 GHz à double polarisation linéaire. Ces requis d'antenne ont été sélectionnés pour répondre à une application de mesure de la composition de la neige à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (RSO). Toutefois, il n'y a pas encore eu de démonstration ni d'études de faisabilité sur une mission spatiale de RSO pour CubeSat avec la technologie des réseaux réflecteurs (RR). Pour ce type d'application, l'isolation entre les polarisations est une caractéristique cruciale pour assurer la pureté de la polarisation des signaux. De cet aspect découle également le requis d'un faible niveau de contrapolarisation dans les champs lointains de l'antenne source. Finalement, cette source doit fournir une illumination optimale sur le réseau réflecteur à l'aide d'un compromis entre l'efficacité d'uniformité et l'efficacité de débordement.

6.1 Synthèse des travaux

Les antennes microruban (MSA) sont couramment utilisées dans les missions CubeSat pour leur format compact et leur faible coût de fabrication. Une version plus complexe de l'antenne MSA est l'antenne *patch* microruban à fentes couplées (APMFC) dont les *patchs* rayonnantes sont fabriquées sur un substrat différent de celui soutenant les lignes de transmissions. Ce type d'antenne offre plusieurs avantages dont le développement des circuits d'alimentations pour les deux polarisations, directement sur le substrat des lignes de transmission, et ce sans risque d'interférence avec les *patchs* grâce au plan de masse situé entre les deux substrats.

Cette recherche s'est donc d'abord intéressé au développement d'une antenne APMFC unitaire. Deux prototypes ont été réalisés avec des épaisseurs de substrat inférieur différentes. Le premier prototype, dont le substrat des lignes de transmission avait une épaisseur de 0.254 mm, s'est avéré être très sensibles aux erreurs de fabrications dues à la mince largeur des lignes 50Ω (0.25 mm). Le modèle HFSS utilisé contenait également plusieurs erreurs qui ont été corrigées lors de la conception du deuxième prototype, dont l'épaisseur du substrat inférieur a été augmentée à 0.635 mm. Pour ce deuxième prototype d'antenne *patch* unitaire, les paramètres S simulés et mesurés ne concordent pas sauf pour l'isolation qui est supérieure à 40 dB dans les deux cas. Des pertes de retour de 18.70 dB étaient simulées pour la polarisation horizontale alors que valeur mesurée est de 15.01 dB. Pour la polarisation verticale, les deux résonnances sont plus éloignées que prévu ce qui élimine la résonnance à 17.2 GHz.

Ceci explique les résultats discordants des pertes de retour simulée de 21.41 dB et une valeur mesurée de 4.28 dB. Les résultats mesurés en chambre anéchoïque sont plus optimistes. En effet, les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés concordent très bien avec un faible niveau de contrapolarisation.

Par la suite, la géométrie du réseau réflecteur a été analysée pour en découler les requis de largeur de faisceau. Avec la comparaison des techniques de synthèse, le ratio d'amplitude optimal a été calculé. Les simulations des champs proches obtenus sur le réseau réflecteur ainsi que les calculs des efficacités d'illumination ont permis de fixer l'angle de la source (21°) et le ratio d'amplitude (0.5761 ou -4.79 dB). Le réseau est formé de 4 éléments en élévation tous distanciés de $\lambda_0/2$ (8.72 mm). L'analyse du couplage mutuel entre les éléments adjacents du réseau a permis de conclure qu'un niveau négligeable de pertes est lié au couplage mutuel. En effet, à 17.2 GHz le couplage moyen pour la polarisation horizontale et verticale est de -17.24 dB et de -15.85 dB, respectivement. Le circuit d'alimentation conçu, formé de coupleurs et d'un diviseur de puissance, fournit un ratio d'excitation souhaité de 4.78dB avec une phase plutôt constante avec une petite différence de 2.17°. Tout comme pour l'antenne unitaire APMFC prototype 2, une base avec un élément absorbant au fond est ajouté à l'arrière de l'antenne pour minimiser la radiation arrière et diminuer également la contrapolarisation. Une comparaison avec et sans la base permet de vérifier que celle-ci n'affecte pas les paramètres S même si l'efficacité de rayonnement est diminuée au prix d'une directivité améliorée et d'un meilleur gain. L'efficacité d'illumination optimale simulée avec le CubeSat est de 55.91% pour la Pol-H et de 73.3% pour la Pol-V.

Toutes ces étapes ont mené à la conception et à la fabrication d'une antenne réseau. Les pertes de retour mesurées à 17.2 GHz sont de 12.51 dB (la valeur simulée était de 30.73 dB) pour la Pol-H et de 17.66 dB (valeur simulée de 20.75 dB) pour la Pol-V. L'isolation mesurée de 33.8 dB est excellente et très similaire à la valeur simulée de 38.78 dB. La dernière étape de l'analyse de l'antenne réseau a été la mesure des champs lointains en chambre anéchoïque.Pour la polarisation horizontale, le gain maximal mesuré est de 10.05 dB alors que la valeur simulée est de 10.67 dB. Dans cette polarisation, l'efficacité de rayonnement simulée de est 76.84%. Pour la polarisation verticale, le gain maximal mesuré est de 9.48 dB (10.84 dB simulé) et l'efficacité de rayonnement simulée est de 69.7%. Pour les deux polarisations, l'accord entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés est bon.

Finalement, cette antenne source a été intégrée avec la maquette du satellite ainsi qu'avec les panneaux du réseau réflecteurs conçus par un autre étudiant à la maîtrise. Les mesures prises dans la chambre anéchoïque de la compagnie MDA présentent un très bon accord avec les résultats simulés. Le niveau des lobes secondaires et de la contrapolarisation mesurés sont

même meilleurs que les performances simulées, et ce plus spécifiquement pour la polarisation horizontale. Les gains mesurés de l'antenne complète sont de 35.99 dB pour la Pol-H et de 34.27 dB pour la Pol-V et ils sont inférieurs aux valeurs simulées et attendues de 37.2 dB et 36.6 dB, respectivement.

6.2 Limitations de la solution proposée

Malgré les très bonnes performances obtenues, l'antenne source développée comporte quelques limitations. Un inconvénient majeur des antennes MSA et APMFC, sélectionnées comme topologie pour l'antenne source, est la limite de tenue en puissance des lignes microruban. Ce type d'antenne a été sélectionné en posant l'hypothèse que cet inconvénient ne serait pas limitatif pour un radar RSO, mais une analyse approfondie serait nécessaire pour confirmer celle-ci. Également, les pertes de l'antenne source limitent le gain de l'antenne complète. Ceci est très limitatif pour une application RSO où le gain de l'antenne est directement lié aux performances et aux éléments qui pourront être imagée par le radar.

6.3 Améliorations futures

Pour la continuité du projet, des améliorations futures ont été identifiées. D'abord, l'antenne source pourrait être modifiée pour inclure les autres fréquences d'intérêts pour la mesure de la composition d'eau dans la neige soit 9.65 GHz et 13.6 GHz [21]. L'efficacité de débordement (surtout pour la Pol-H) pourrait être améliorée en développant une antenne réseau 4x2 qui aurait un faisceau plus étroit en azimut et qui diminuerait la puissance rayonnée sur les côtés de l'antenne. Également, il serait intéressant d'analyser la possibilité d'avoir plusieurs antennes sources ou encore la possibilité d'avoir un faisceau reconfigurable qui permettrait de couvrir une plus grande fauchée au sol. Finalement, une autre topologie d'antenne pourrait être sélectionnée telle qu'une antenne cornet ou une antenne guide d'onde à fentes pour limiter les pertes de l'antenne source et tenter de retrouver des performances RSO à l'intérieur des requis.

RÉFÉRENCES

[1] A. Moreira *et al.*, "A tutorial on synthetic aperture radar," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, vol. 1, n°. 1, p. 6–43, 2013.

[2] R. E. Hodges *et al.*, "A deployable high-gain antenna bound for mars : Developing a new folded-panel reflectarray for the first cubesat mission to mars." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, n°. 2, p. 39–49, 2017.

[3] M. A. Moharram et A. A. Kishk, "Optimum feeds for reflectarray antenna : Synthesis and design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n°. 2, p. 469–483, 2016.

[4] D. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, n°. 12, p. 1439–1446, 1986.

[5] V. Rathi, G. Kumar et K. P. Ray, "Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, n°. 8, p. 1196–1198, 1996.

[6] Tzung-Wern Chiou et Kin-Lu Wong, "Broad-band dual-polarized single microstrip patch antenna with high isolation and low cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n°. 3, p. 399–401, 2002.

[7] H. Saeidi-Manesh et G. Zhang, "Low cross-polarization, high-isolation microstrip patch antenna array for multi-mission applications," *IEEE Access*, vol. 7, p. 5026–5033, 2019.

[8] P. Silvester et P. Benedek, "Microstrip discontinuity capacitances for right-angle bends, t junctions, and crossings," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, n°. 5, p. 341–346, 1973.

[9] R. Chadha et K. C. Gupta, "Compensation of discontinuities in planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, n°. 12, p. 2151–2156, 1982.

[10] A. Keysight. (2009) Mclin (microstrip coupled lines). [En ligne]. Disponible : https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5912185

[11] E. Cote Pelletier, "Conception d'une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à synthèse d'ouverture en bande ku sur une plateforme nanosatellitaire," Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montreal, 2021.

[12] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3e éd. Wiley, 2012.

[13] Y. Rahmat-Samii, V. Manohar et J. M. Kovitz, “For satellites, think small, dream big : A review of recent antenna developments for cubts.” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, n°. 2, p. 22–30, 2017.

[14] H. Rott *et al.*, “Cold regions hydrology high-resolution observatory for snow and cold land processes,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, n°. 5, p. 752–765, 2010.

[15] C. Derksen *et al.*, “A dual-frequency ku-band radar mission concept for seasonal snow,” dans *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2019, p. 5742–5744.

[16] T. Fuegen *et al.*, “Dual-polarized ku-band multi-feed cluster for the coreh2o mission,” dans *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 3411–3415.

[17] P. Cecchini *et al.*, “Design and validation of a x/ ku band feed system for scansar antenna,” dans *2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015, p. 1086–1089.

[18] A. Fourmault *et al.*, “Rcm sar antenna capabilities,” dans *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics the American Electromagnetics Conference*, 2010, p. 1–4.

[19] S. Gao *et al.*, “Advanced antennas for small satellites,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, n°. 3, p. 391–403, 2018.

[20] J. Huang et J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. NJ/IEEE Press/Wiley0, 2008.

[21] R. Rincon *et al.*, “Tri-frequency synthetic aperture radar for the measurements of snow water equivalent,” dans *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2019, p. 8653–8655.

[22] R. E. Hodges *et al.*, “Isara - integrated solar array and reflectarray cubesat deployable ka-band antenna,” dans *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, p. 2141–2142.

[23] M. J. Veljovic et A. K. Skrivervik, “Circularly polarized axially corrugated feed horn for cubesat reflectarray applications,” dans *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, p. 1–4.

[24] C. Mao *et al.*, “X/ka-band dual-polarized digital beamforming synthetic aperture radar,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, n°. 11, p. 4400–4407, 2017.

[25] D. M. Pozar, “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline,” *Electronics Letters*, vol. 21, n°. 2, p. 49–50, 1985.

[26] D. M. Pozar et S. D. Targonski, “Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas,” *Electronics Letters*, vol. 27, n°. 13, p. 1129–1131, 1991.

[27] A. Adrian et D. H. Schaubert, “Dual aperture-coupled microstrip antenna for dual or circular polarisation,” *Electronics Letters*, vol. 23, n°. 23, p. 1226–1228, 1987.

[28] H. Saeidi-Manesh et G. Zhang, “High-isolation, low cross-polarization, dual- polarization, hybrid feed microstrip patch array antenna for mpar application,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n°. 5, p. 2326–2332, 2018.

[29] A. Bashiri et K. Forooraghi, “Dual band dual polarized conformai microstrip array for base stations,” dans *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2016, p. 1640–1644.

[30] S. Lee, S. Kim et J. Choi, “Dual-band dual-polarized proximity fed patch antenna for 28 ghz/39 ghz 5g millimeter-wave communications,” dans *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, p. 1–5.

[31] H. Saeidi-Manesh et G. Zhang, “Dual-polarised hybrid feed microstrip patch antenna for multifunction application,” *Electronics Letters*, vol. 55, n°. 12, p. 679–681, 2019.

[32] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4e éd. Wiley, 2011.

[33] P. S. Systems, “About pumpkin space systems.” [En ligne]. Disponible : https://www.pumpkinspace.com/about-us.html

[34] P. S. Corporation, “Canisterized satellite dispenser.” [En ligne]. Disponible : https://www.planetarysystemscorp.com/product/canisterized-satellite-dispenser/