

Titre: Conception d'une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à synthèse d'ouverture en bande Ku sur plateforme nanosatellitaire
Title:

Auteur: Émile Côté Pelletier
Author:

Date: 2021

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Côté Pelletier, É. (2021). Conception d'une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à synthèse d'ouverture en bande Ku sur plateforme nanosatellitaire [Master's thesis, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/6339/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/6339/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Conception d'une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à
synthèse d'ouverture en bande Ku sur plateforme nanosatellitaire**

ÉMILE CÔTÉ PELLETIER

Département de génie électrique

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

Génie électrique

Mai 2021

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

**Conception d'une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à
synthèse d'ouverture en bande Ku sur plateforme nanosatellitaire**

présenté par **Émile CÔTÉ PELLETIER**

en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Mohammad S. SHARAWI, président

Jean-Jacques LAURIN, membre et directeur de recherche

Ke WU, membre

DÉDICACE

*À une personne extraordinaire,
ma mère Christine*

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon directeur de recherche Jean-Jacques Laurin, professeur dans le département de génie électrique de Polytechnique Montréal. Ses précieux conseils, sa disponibilité et son encadrement m'ont guidé d'une manière admirable tout au long de mes travaux de recherches, et aussi durant mon cheminement universitaire.

J'aimerais aussi remercier le Dr. Guy Séguin de la compagnie INSARSAT, expert en radar à synthèse d'ouverture et domaine spatial, pour ses conseils qui ont éclairés le début des travaux de recherches.

Je remercie Chloé Lecourt-Mireault pour le travail remarquable accompli dans la conception de la source d'illumination, partie importante du projet de recherche. Les résultats finaux obtenus ne seraient pas aussi bons sans ses excellentes idées et son ingéniosité.

J'aimerais remercier les professeurs Ke Wu et Mohammad S. Sharawi, membres du jury, pour avoir accepté d'évaluer mon mémoire de maîtrise.

Je tiens à remercier les membres de l'équipe du Poly-Grames, Jules Gauthier, Maxime Thibault, Steve Dubé et Traian Antonescu, pour la fabrication, l'assemblage et les tests des prototypes réalisés dans le cadre de mon projet de recherche. Je leur remercie également pour leurs précieux conseils pratiques. Leur expertise et leur disponibilité m'ont permis de travailler dans un environnement agréable et stimulant.

Je souhaite remercier l'équipe de MDA, François Ménard, Virginie Dupessey et Yves Demers pour l'accès à leurs installations de test. Les essais de l'antenne finale du projet de recherche réalisés dans la chambre anéchoïque CATR demeureront des moments mémorables.

Je tiens à remercier ma famille et mes amis qui m'ont accompagné, soutenu et encouragé continuellement durant mes études.

Je remercie le CRSNG, le FRQNT et l'Agence spatiale canadienne pour leur soutien financier durant la réalisation du projet de recherche.

RÉSUMÉ

Les changements climatiques évoluent de plus en plus rapidement et ces phénomènes climatiques requièrent une fréquence de surveillance élevée. En effet, une prise de données régulière permet d'anticiper et de réagir aux problèmes reliés au climat instable. Les régions boréales sont particulièrement touchées. Les accumulations de neige parsemant ces zones représentent des apports d'eaux très importants pour la faune et les populations humaines environnantes. L'anticipation de ces quantités de neige est donc critique. Depuis plusieurs années, le développement des technologies radar sur plateforme satellite est en plein essor. Les missions de radar à synthèse d'ouverture (RSO) en orbite basse possèdent notamment beaucoup d'héritage dans le secteur spatial, car elles permettent une acquisition de mesures quotidiennes. Les missions RSO actuelles opèrent majoritairement dans les bandes de fréquence C (4 GHz à 8 GHz) et X (8 GHz à 12 GHz) pour l'observation des zones urbaines et agricoles ainsi que pour l'observation des voies de navigation maritimes. De nouvelles missions RSO en bande Ku (12 GHz à 18 GHz) sont en développement pour la télédétection des caractéristiques de la neige. Cette dernière technologie ne possède aucun héritage dans le domaine spatial à ce jour. Un second progrès dans le secteur spatial est la miniaturisation des plateformes satellitaires. Le CubeSat, considéré comme un nanosatellite, est une plateforme dont les dimensions mécaniques représentent des multiples d'une unité cubique 1U équivalente à 10 cm x 10 cm x 10 cm. Ils sont très populaires pour les projets de recherche académiques et gouvernementaux pour des raisons de coûts et des délais de développement, mais ils gagnent aussi en popularité dans l'industrie commerciale spatiale.

L'objectif de ce projet de recherche et de concevoir une antenne réseau réflecteur pour une mission de radar à synthèse d'ouverture en bande Ku pour l'étude des caractéristiques de la neige, et ce sur un satellite de type CubeSat 12U. L'application nécessite une opération double bande de fréquence centrée à 13.6 GHz et 17.2 GHz, et ce pour des polarisations linéaires horizontale et verticale. La plateforme nanosatellitaire présente des défis pour la conception de l'antenne. En effet, les dimensions du satellite limitent la quantité d'énergie emmagasinée, et de ce fait, limitent la puissance générée par le signal radar. Pour satisfaire

les requis de signal sur bruit RSO, une antenne à gain très élevé est donc nécessaire. La technologie réseau réflecteur à deux dimensions est proposée pour cette mission. L'avantage de cette antenne est de produire un gain élevé de façons similaires à une antenne réflecteur parabolique commune tout en conservant un faible volume, idéal pour un nanosatellite. De plus, ce type d'antenne est reconnu pour avoir de faibles pertes, contrairement aux antennes réseaux majoritairement utilisées pour les missions RSO. Afin d'amorcer la conception d'une telle antenne, des paramètres et des requis RSO sont établis. Ceux-ci sont basés sur une mission fictive en orbite basse à 400 km d'altitude au-dessus de la surface terrestre.

Une cellule unitaire simple bande double polarisation composant le réseau réflecteur est premièrement analysée afin de se familiariser avec les techniques de conception de ce type d'antenne. Cette dernière possède une plage de délai de plus de 380° à 17.2 GHz permettant le contrôle total du déphasage sur la surface de l'antenne réseau réflecteur, et ce aux deux polarisations. Une antenne prototype 15 cm x 15 cm est réalisée avec la méthode classique de sélection des cellules unitaires constituant le réseau réflecteur. Les diagrammes de rayonnement et les gains mesurés en chambre anéchoïque présentent d'excellents accords avec les simulations. Pour l'application RSO, une nouvelle cellule unitaire double bande opérant à 13.6 GHz et 17.2 GHz et double polarisation est développée. Ce dernier concept utilise la technique de contrôle de déphasage par longueur variable de ligne de transmission. Pour chaque fréquence et chaque polarisation, une plage de déphasage de 360° est atteinte. De plus, le couplage mutuel entre chaque structure composant la cellule unitaire permet de contrôle de phase indépendant pour chaque fréquence et polarisation sur la surface de l'antenne réseau réflecteur. Des pertes ohmiques maximales de 1.18 dB sont estimées par simulation. Un second prototype de 15 cm x 15 cm utilisant ces cellules unitaires est fabriqué. Les mesures en chambre anéchoïque concordent avec les performances des modèles de simulation. Pour chaque fréquence et polarisation, un faisceau principal orienté dans la direction normale à la surface réfléchissante a été mesuré. Une déviation maximale de 0.89 dB est observée pour les gains maximaux mesurés, soit à 17.2 GHz en polarisation verticale.

Une analyse des paramètres RSO est effectuée pour déterminer la taille minimale de l'antenne afin de satisfaire les requis de sensibilités radars pour une résolution spatiale de 50

m x 50 m au sol. Un concept d'antenne réseau réflecteur de taille 1.07 m x 0.34 m divisée en cinq panneaux est proposé. La cellule unitaire simple-bande double-polarisation est utilisée pour valider le concept. En début de mission, l'antenne est repliée sur les parois du satellite pour s'adapter au module de lancement de CubeSat. Par la suite, en orbite, l'antenne est complètement déployée mécaniquement. Le concept utilise une source d'illumination composée d'un réseau d'antennes imprimées. Un outil Matlab pour l'évaluation des performances du réseau réflecteurs est développé. L'algorithme prend en considération les angles d'incidence des ondes provenant de la source sur chaque élément unitaire constituant l'antenne et calcule les déphasages requis selon les ondes incidentes TE et TM. Les diagrammes de rayonnement sont par la suite évalués avec les ondes réfléchies TE et TM en tenant compte des délais générés par les cellules unitaires. Cet outil Matlab produit aussi les dessins de fabrication des panneaux du réseau réflecteur sous format DXF. L'antenne réseau réflecteur est fabriquée et installée sur une structure métallique représentant la plateforme CubeSat pour inclure les effets de diffraction durant les mesures. Les résultats mesurés démontrent d'excellentes concordances avec les prédictions évaluées avec l'algorithme développé. Il est important de mentionner que des niveaux de lobes secondaires et de contra-polarisation plus bas que les simulations ont été mesurés. Un gain de 35.99 dB au lieu de 37.36 dB est mesuré pour la polarisation horizontale et 34.47 dB au lieu de 36.73 dB pour la polarisation verticale. Les pertes de gains sont en partie causées par les dégradations du niveau de gain de la source d'illumination, mais aussi par de possibles erreurs de phases sur la surface du réseau réflecteur provenant des tolérances de fabrication et d'assemblage. Ces déviations des mesures se reflètent sur les performances RSO. Par conséquent, la sensibilité NESZ prédite par les résultats de l'antenne ne satisfont pas les requis RSO. Somme toute, le concept d'antenne réseau réflecteur sur plateforme CubeSat est prometteur et ouvre des opportunités intéressantes pour une mission de constellation RSO à plusieurs satellites en orbite basse.

ABSTRACT

Climate changes are evolving rapidly and require a continuous monitoring. In fact, regular data collection makes it possible to anticipate and react quickly to problems related to an unstable climate. The northern boreal regions are particularly affected. The accumulations of snow covering these areas represent very important water supplies for the surrounding fauna and human populations. Assessment of snow mass is therefore critical. For several years, the development of radar technologies on satellite platforms has been emerging. Synthetic Aperture Radar (SAR) missions in low orbit have a lot of legacy in the space sector, as they allow daily measurements of a specific area. Current SAR missions mainly operate in the C (4 GHz to 8 GHz) and X (8 GHz to 12 GHz) frequency bands for observation of urban and agricultural areas as well as for ocean maritime navigation. New Ku-band SAR missions (12 GHz to 18 GHz) are being developed for the remote sensing of snow characteristics. Up to now, this latest technology has no legacy in the space field. A second progress in the space sector is the miniaturization of satellite platforms. The CubeSat, considered as a nanosatellite, is a platform whose mechanical dimensions represent multiples of a 1U cubic unit equivalent to 10 cm x 10 cm x 10 cm. CubeSats are very popular for academic and government research projects due to low cost and development time, but they are also gaining popularity in the commercial space industry.

The objective of this research project is to design a reflectarray antenna for a Ku-band SAR mission on a 12U CubeSat satellite. Snow mass sensing requires dual frequency band operation centered at 13.6 GHz and 17.2 GHz, with horizontal and vertical linear polarizations in each band. The nanosatellite platform presents challenges for the design of the antenna. Indeed, the dimensions of the satellite limit the quantity of stored energy, hence the power generated by the radar signal. To meet SAR sensitivity requirements, a very high gain antenna is therefore necessary. A two-dimensional reflectarray technology is proposed for this mission. The advantage of this antenna is to produce very high gain in similar way as a common dish reflector antenna while maintaining low stowed volume during launch which is ideal for a nanosatellite. In addition, this type of antenna is recognized for having low

losses, unlike the direct radiating array antennas mainly used for SAR missions. In order to initiate the design of such an antenna, parameters and SAR requirements are established. These are based on a hypothetical but realistic mission in low orbit at an altitude of 400 km above Earth's surface.

A single-band dual-polarization reflectarray unit cell is first analyzed in order to become familiar with the design techniques of this type of antenna. The latter has a delay range of over 380° at 17.2 GHz, allowing full control of the electromagnetic field phases on the surface of the reflectarray antenna, at both polarizations. A 15 cm x 15 cm prototype antenna is realized using the conventional method of selecting unit cells constituting the reflectarray. The radiation patterns and the gains measured in an anechoic chamber show excellent agreement with the simulations. For the RSO application, a new dual-band reflectarray unit cell operating at 13.6 GHz and 17.2 GHz and dual polarization is developed. The latter concept uses the technique of phase shift control by variable length of transmission line. For each frequency and each polarization, a phase shift range of 360° is reached. In addition, the mutual coupling between each structure of the unit cell allows independent phase control for each frequency and polarization on the surface of the reflectarray antenna. Maximum ohmic losses of 1.18 dB are estimated by simulation. A second 15 cm x 15 cm prototype using these unit cells is manufactured. The measurements in an anechoic chamber agree well with the performance of the simulation models. For each frequency and polarization, a main beam oriented to the normal of the reflecting surface was measured. A maximum deviation of 0.89 dB is observed for the maximum measured gains, i.e. at 17.2 GHz in vertical polarization.

An analysis of SAR parameters is performed to determine the minimum size of the antenna in order to meet the radar sensitivity requirements for a spatial resolution of 50 m x 50 m on the ground. A reflectarray antenna concept of size 1.07 m x 0.34 m divided into five panels is proposed. The single-band dual-polarization unit cell is used to validate the concept. At the beginning of the mission, the antenna pannels are stowed around the satellite to fit into the CubeSat launch module. Subsequently, in orbit, the antenna is fully deployed mechanically. The concept uses a feed source that consists of an array of patch antennas. A Matlab tool to evaluate the reflectarray antenna performances is developed.

The algorithm takes into account the angles of incidence of the electromagnetic waves coming from the source on each unitary element constituting the antenna and calculates the phase shifts required according to the incident TE and TM waves. The radiation patterns are then evaluated with the reflected TE and TM waves, taking into account the delays generated by each individual unit cell. The same Matlab tool also produces manufacturing drawings for reflectarray panels in DXF format. The reflectarray antenna is fabricated and installed on a mockup structure representing the CubeSat platform to include diffraction effects during measurements. The measured results demonstrate excellent agreement with the predictions evaluated with the developed Matlab algorithm. It is noteworthy that sidelobe and cross-polarization levels lower than the simulations were measured. A gain of 35.99 dB instead of 37.36 dB is measured for horizontal polarization and 34.47 dB instead of 36.73 dB for vertical polarization. Gains losses are partly caused by degradations in gain level of the feed source, but also by possible phase errors on the surface of the reflectarray resulting from manufacturing and assembly tolerances. These deviations from the measured values are reflected in the RSO performances. Therefore, the NESZ sensitivity predicted by the antenna results do not meet the RSO requirements. Overall, the concept of a reflectarray antenna on a CubeSat platform is promising and opens up interesting opportunities for a low orbit SAR constellation mission.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	xi
LISTES DES TABLEAUX	xiv
LISTES DES FIGURES	xvi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxi
LISTE DES ANNEXES	xxii
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Définition du projet de recherche	2
1.2 Objectifs de recherche	2
1.3 Structure du mémoire	3
CHAPITRE 2 DÉFINITION DES CONCEPTS DE BASE	5
2.1 Concepts fondamentaux des antennes	5
2.1.1 Technologie réseau réflecteur	9
2.2 Radar à synthèse d'ouverture	16
2.2.1 Résolution géométrique	18
2.2.2 Définition du PRF	20
2.2.3 Sensibilité du RSO	21
2.2.4 Ambiguïtés radars	22

2.2.5	Télédétection de la neige en band Ku	24
CHAPITRE 3	REVUE DE LITTÉRATURE	27
3.1	Réseau réflecteur double bande, double polarisation	29
3.1.1	Réseau réflecteur double polarisé pour antenne de transmission en bandes Ku et Ka	29
3.1.2	Réseau réflecteur double bande avec polarisation arbitraire	32
3.1.3	Réseau réflecteur double bande Ku pour communication satellite . . .	34
3.1.4	Sommaire des trois concepts réseaux réflecteurs	36
3.2	Radar à synthèse d'ouverture pour télédétection de la neige	37
3.2.1	Mission CoReH20	37
3.2.2	Mission TSMM	40
CHAPITRE 4	DÉFINITION DES REQUIS D'ANTENNE RSO	44
4.1	Paramètres systèmes RSO	44
4.2	Dimensionnement de l'antenne réseau réflecteur	46
CHAPITRE 5	CONCEPTION DE CELLULE ÉLÉMENTAIRE	51
5.1	Cellule élémentaire simple bande	51
5.1.1	Adaptation de la cellule élémentaire simple bande	52
5.1.2	Réalisation d'un prototype réseau réflecteur simple bande	59
5.2	Cellule élémentaire double bande	63
5.2.1	Conception de la cellule élémentaire	64
5.2.2	Réalisation d'un prototype réseau réflecteur double bande	77
CHAPITRE 6	CONCEPTION RÉSEAU RÉFLECTEUR	85
6.1	Outil de calcul des performances réseau réflecteur	85
6.2	Réalisation de l'antenne réseau réflecteur	93
6.3	Mesures des performances de l'antenne réseau réflecteur	95
6.4	Estimation des performances RSO	102
CHAPITRE 7	CONCLUSION	106

RÉFÉRENCES	110
ANNEXES	116

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Comparaison des performances electromagnétiques des trois cellules élémentaires	37
Tableau 3.2	Requis de mission RSO pour CoReH2O et performances estimées des deux concepts A et B	40
Tableau 3.3	Requis de mission RSO pour TSM	43
Tableau 4.1	Paramètres et requis de mission RSO pour télédétection de neige . . .	45
Tableau 4.2	Paramètres de transmission des faisceaux en élévation de l'antenne système RSO	49
Tableau 4.3	Paramètres radars du système RSO pour l'évaluation du NESZ du faisceau # 1	50
Tableau 5.1	Paramètres géométriques de la cellule élémentaire simple bande double polarisation	55
Tableau 5.2	Performances simulées sur HFSS de la cellule unitaire simple bande double polarisation	59
Tableau 5.3	Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire simple	66
Tableau 5.4	Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire double	68
Tableau 5.5	Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire quadruple	72
Tableau 5.6	Paramètres géométriques de la cellule élémentaire double bande double polarisation	74
Tableau 5.7	Performances simulées sur HFSS de la cellule unitaire double bande et double polarisation	75
Tableau 5.8	Performances mesurées et simulées de l'antenne réseau réflecteur double bande double polarisation	83
Tableau 6.1	Comparaison des performances prototypes simple bande simulées par HFSS et l'outil Matlab	93
Tableau 6.2	Paramètres d'antennes mesurés et simulés du réseau réflecteur RSO .	99

Tableau 6.3	Mesures et prédictions des paramètres d'antenne pour évaluation des gains maximums	101
Tableau B.1	Efficacités simulées de l'antenne source	117

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Définition des paramètres d'antenne	7
Figure 2.2	Niveaux de gain COPOL, XPOL et le facteur XPD	8
Figure 2.3	Comparaison de systèmes réflecteurs à un réseau réflecteur [1]	9
Figure 2.4	Configuration d'une antenne réseau réflecteur	10
Figure 2.5	Exemple de requis de phase pour réseau réflecteur	11
Figure 2.6	Configuration de l'analyse périodique infinie d'une cellule élémentaire sur le logiciel HFSS	15
Figure 2.7	Paramètre géométrique d'une mission RSO	17
Figure 2.8	Pulse modulé pour transmission RSO	18
Figure 2.9	Diagramme temporel de transmission et réception RSO	20
Figure 2.10	Ambiguïtés en portée	23
Figure 2.11	Diffusion par volume de terrains enneigés pour deux quantités SWE en fonction de la fréquence (angle d'incidence $\theta_0 = 40^\circ$) et pour un système copolarisé VV [2]	26
Figure 3.1	Cellule élémentaire pour réseau réflecteur double bande double polari- sation en bandes Ku et Ka ©2017 IEEE [3]	30
Figure 3.2	Déphasage des ondes réfléchies en bande Ku a)-b) et Ka c)-d) selon la longueur des dipôles microrubans ©2017 IEEE [3]	31
Figure 3.3	Cellule élémentaire double bande pour application radar de suivi en bande Ku et Ka ©2017 IEEE [4]	33
Figure 3.4	Cellule élémentaire double bande pour application satellite en bande Ku à 12 GHz et 14 GHz ©2012 IEEE [5]	35
Figure 3.5	Cellule élémentaire double bande pour application satellite en bande Ku à 12 GHz et 14 GHz ©2012 IEEE [5]	35
Figure 3.6	Concepts satellites RSO pour la mission CoReH2O [2]	38
Figure 3.7	Génération multiple faisceau (à gauche) à l'aide de réseaux d'antennes cornets corrugués (à droite) [2]	39

Figure 3.8	Topologie du satellite RSO pour la mission TSMM [6]	41
Figure 3.9	Réseau d'antennes guides d'onde à fentes double bande et double polarisation pour la mission RSO TSMM [6]	42
Figure 3.10	NESZ estimé à gauche et rapports des ambiguïtés RASR et AASR estimées à droite de la mission RSO TSMM [6]	43
Figure 4.1	Géométrie de la structure mécanique d'un CubeSAT 12U	46
Figure 4.2	Déploiement du concept d'antenne réseau réflecteur pour mission RSO	47
Figure 4.3	Diagramme fréquentiel d'interférence des faisceaux projetés au sol pour sélection du PRF	49
Figure 5.1	Topologie de la cellule élémentaire simple bande double polarisation ©2015 IEEE [7]	52
Figure 5.2	Modèle de simulation de la cellule élémentaire simple bande double polarisation	54
Figure 5.3	Plage dynamique de déphasage pour les éléments horizontaux	56
Figure 5.4	Pertes de réflexion pour les éléments horizontaux	56
Figure 5.5	Réflexion contra-polarisée pour les éléments horizontaux	57
Figure 5.6	Plage dynamique de déphasage pour les éléments verticaux	57
Figure 5.7	Pertes de réflexion pour les éléments verticaux	58
Figure 5.8	Réflexion contra-polarisée pour les éléments verticaux	58
Figure 5.9	Requis de déphasage à gauche et modèle de simulation HFSS du prototype réseau réflecteur simple bande à droite	61
Figure 5.10	Configuration de test en chambre anéchoïque à gauche et prototype réseau réflecteur simple bande fabriqué à droite	61
Figure 5.11	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur simple bande polarisation H à 17.2 GHz	62
Figure 5.12	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur simple bande polarisation V à 17.2 GHz	63
Figure 5.13	Topologie d'un élément simple polarisé V à 17.2 GHz	65
Figure 5.14	Configuration de simulation de la cellule élémentaire en tant qu'antenne périodique	66

Figure 5.15	Paramètres S d'un élément simple polarisé V à 17.2 GHz	67
Figure 5.16	Topologie d'un élément double polarisé V à 13.6 GHz et 17.2 GHz . .	68
Figure 5.17	Paramètres S d'un élément double polarisé V à 13.6 GHz et 17.2 GHz	69
Figure 5.18	Géométrie de la cellule élémentaire double bande double polarisation	70
Figure 5.19	Composition multi-couche de la cellule élémentaire double bande double polarisation	71
Figure 5.20	Paramètres S d'un élément quadruple polarisé H et V à 13.6 GHz et 17.2 GHz	73
Figure 5.21	Coefficients de couplage de la cellule double polarisé H et V et double bande	73
Figure 5.22	Plage dynamique de déphasage de l'élément polarisé H à 13.6 GHz . .	75
Figure 5.23	Plage dynamique de déphasage de l'élément polarisé V à 17.2 GHz . .	76
Figure 5.24	Pertes par réflexion selon les longueurs des lignes de transmission à angle d'incidence $\theta_0 = 0^\circ$	76
Figure 5.25	Requis de déphasage du prototype réseau réflecteur double bande double polarisation	78
Figure 5.26	Dessin de fabrication à gauche et prototype réseau réflecteur double bande fabriqué à droite	79
Figure 5.27	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation H à 13.6 GHz	81
Figure 5.28	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation V à 13.6 GHz	82
Figure 5.29	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation H à 17.2 GHz	82
Figure 5.30	Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation V à 17.2 GHz	83
Figure 5.31	Gain mesuré du du prototype réseau réflecteur double bande double polarisation selon la fréquence à $\theta = 0^\circ$	84
Figure 6.1	Modèle de simulation pour calculs des composantes de champs rapprochés	86
Figure 6.2	Convention des ondes parallèles et perpendiculaires au plan de réflexion	87

Figure 6.3	Angle d'incidences θ_0 et ϕ_0 pour calcul des performances d'antenne du réseau réflecteur	89
Figure 6.4	Comparaison des diagrammes de rayonnement pol. H du prototype simple bande calculés avec HFSS et le code Matlab	92
Figure 6.5	Comparaison des diagrammes de rayonnement pol. V du prototype simple bande calculés avec HFSS et le code Matlab	92
Figure 6.6	Illustration du fichier DXF pour fabrication de l'antenne réseau réflecteur RSO	94
Figure 6.7	Antenne réseau réflecteur fabriquée installée sur la structure émulant la forme du CubeSat 12U	95
Figure 6.8	Test de l'antenne réseau réflecteur en chambre anéchoïque compacte .	96
Figure 6.9	Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. H	97
Figure 6.10	Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. H rapproché	97
Figure 6.11	Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. V	98
Figure 6.12	Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. V rapproché	98
Figure 6.13	Gains mesurés de l'antenne réseau réflecteur selon la fréquence	101
Figure 6.14	Prédictions du NESZ pour les modes RSO VV, VH et HH de l'antenne réseau réflecteur	103
Figure 6.15	Prédictions du RASR pour les modes RSO VV et VH de l'antenne réseau réflecteur	103
Figure 6.16	Prédictions du AASR pour les modes RSO VV et VH de l'antenne réseau réflecteur	104
Figure A.1	Gains simulés du modèle HFSS de l'antenne cornet 3160-08 de ETS-Lindgren	116
Figure B.1	Gains simulés et mesurés de l'antenne réseau source en polarisation H à 17.2 GHz	118

Figure B.2	Gains simulés et mesurés de l'antenne réseau source en polarisation V à 17.2 GHz	118
Figure B.3	Gains de l'antenne réseau source selon la fréquence	119
Figure D.1	Diagramme de rayonnement en élévation pour réseau réflecteur à 13.6 GHz Pol. H avec dimensions du plan de masses différentes	132

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AASR	Ratio des ambiguïtés en azimut (<i>Azimuth ambiguities to signal ratio</i>)
AF	Facteur réseau (<i>Array factor</i>)
ASC	Agence spatiale canadienne
BWFN	Largeur de faisceau des premiers nuls (<i>Beamwidth first nuls</i>)
COPOL	Co-polarisation
DRA	Réseau à rayonnement direct (<i>Direct radiating array</i>)
DTAR	Ratio d'ambiguïtés totales distribuées (<i>Distributed total ambiguity ratio</i>)
DXF	<i>Drawing Exchange Format</i>
FE-BI	<i>Finite-Element Boundary-Integral</i>
FSS	Surface sélective en fréquence (<i>Frequency selective surface</i>)
HP	Polarisation horizontale (<i>Horizontal polarization</i>)
HPBW	Largeur de faisceau à mi-puissance (<i>Half power beamwidth</i>)
MOM-SD	Méthode des moments domaine spectral (<i>Method of Moments Spectral Domain</i>)
NESZ	Bruit équivalent à sigma zéro (<i>Noise equivalent to sigma zero</i>)
PRF	Fréquence de répétition du pulse (<i>Pulse repetition frequency</i>)
RASR	Ratio des ambiguïtés en portée (<i>Range ambiguities to signal ratio</i>)
RCS	Section de diffusion radar (<i>Radar cross section</i>)
RSO	Radar à synthèse d'ouverture
SLL	Niveau des lobes secondaires (<i>Side lobe level</i>)
SNR	Rapport signal à bruit (<i>Signal to noise ratio</i>)
SWE	Équivalent eau neige (<i>Snow water equivalent</i>)
TAR	Ratio d'ambiguïtés totales (<i>Total ambiguity ratio</i>)
VP	Polarisation verticale (<i>Vertical polarization</i>)
XPD	Discriminant de contra-polarisation (<i>Cross polar discrimination</i>)
XPOL	Contra-polarisation

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Performances antenne cornet source	116
Annexe B	Performances antenne réseau source	117
Annexe C	Code Matlab pour génération des dessins de fabrication DXF	120
Annexe D	Effet du plan de masse sur réflexion spéculaire	132

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Le réchauffement climatique mondial a un impact direct sur les cycles de gel et de dégel des régions boréales. La fonte de la neige de ces régions est un élément critique pour la survie de la faune et de la flore, mais aussi pour le développement de plusieurs populations humaines. Par exemple, ces effets sont amplifiés chez les communautés autochtones habitant dans les régions nordiques du Canada, car leurs déplacements, leur approvisionnement en nourriture et leur culture sont directement liés à ces conditions environnementales. Toutefois, les habitants des régions rurales et urbaines sont eux aussi affectés par la fonte de la neige puisqu'il s'agit d'un apport d'eau potable essentiel. La surveillance fréquente de la quantité de neige de ces régions est d'autant plus importante. L'héritage des systèmes radars sur plateforme satellitaire démontre qu'il est possible d'observer sur une base journalière un vaste territoire. Ces technologies, fonctionnant majoritairement dans les bandes de fréquences C (4 à 8 GHz) et X (8 à 12 GHz), sont conçues notamment pour la surveillance des zones agricoles et des voies de navigation maritimes. Toutefois, de récents progrès sur la télédétection des caractéristiques de la neige en bande Ku (12 à 18 GHz) influencent les propositions de missions spatiales de radar à synthèse d'ouverture (RSO) opérant dans cette bande de fréquence. De plus, depuis quelques années, l'avancement technologique des systèmes satellitaires est en plein essor. On observe une convergence vers les constellations de petits satellites en orbite basse qui peuvent s'avérer très intéressantes pour les missions RSO. Ces missions nécessitent le développement d'antennes et de systèmes radar pour atteindre les requis de télédétection. En effet, la miniaturisation des satellites rend la conception des antennes plus complexes. De nouvelles technologies font surface, par exemple les antennes réseaux-réfecteur qui utilisent les avantages des antennes réflecteurs communes tout en étant moins volumineuses et moins coûteuses. Celles-ci gagnent en popularité pour les applications de télécommunications satellitaire. Toutefois, leurs performances électromagnétiques en font aussi d'excellentes candidates pour les applications de télédétection radar.

1.1 Définition du projet de recherche

Ce projet de recherche s'effectue dans le cadre de l'initiative de financement "Vols et investigations-terrain en technologies et sciences spatiales (VITES)" de l'Agence spatiale canadienne (ASC). Le but de ce projet est d'étudier la réalisation de missions RSO d'observation terrestre sur des plateformes nanosatellites pour présenter de nouvelles possibilités beaucoup moins dispendieuses que les missions satellitaires actuelles. L'ASC est très intéressée par ce projet puisqu'elle consacre des efforts importants sur l'étude de la masse de neige depuis plusieurs années. Une mission RSO en bande Ku peut compléter la récente Mission de la Constellation RADARSAT (RCM) avec la surveillance de l'évolution de la neige dans les régions nordiques du Canada. De plus, la technologie des antennes réseau-réflexeur n'a pas beaucoup d'héritage dans le secteur spatial. Le projet est donc important stratégiquement pour positionner le Canada dans cette évolution technologique.

La formation d'une expertise en RSO au Centre de Recherche Poly-Grames à Polytechnique Montréal est un second objectif en parallèle à la réalisation de ce projet de recherche. Ce dernier est divisé en deux sous projet : la conception et l'optimisation d'une source d'illumination de l'antenne réseau-réflexeur, effectuées par une autre étudiante à la maîtrise à Polytechnique Montréal, et la conception de l'antenne réseau-réflexeur pour la mission RSO, présentée dans ce mémoire.

1.2 Objectifs de recherche

L'objectif de ce projet est de concevoir, réaliser et tester un prototype d'antenne réseau-réflexeur pour étudier la faisabilité d'une mission spatiale de radar à synthèse d'ouverture en bande Ku sur une plateforme nanosatellite de type CubeSat 12U. L'antenne réseau-réflexeur doit fonctionner dans deux bandes de fréquences centrées à 13.6 GHz et 17.2 GHz et fournir la possibilité d'opérer aux polarisations linéaires horizontale HP et verticale VP. Ces paramètres sont cruciaux pour la télédétection des caractéristiques de la neige en bande Ku [8]. La première étape du projet de recherche est de concevoir une cellule unitaire du réseau-réflexeur fournissant 360° de déphasage électrique pour chaque fréquence et chaque type de polarisation. Ces cellules unitaires doivent fournir un couplage mutuel très bas entre chaque

déphasage électrique pour assurer un contrôle des diagrammes de rayonnement indépendant. Par la suite, les patrons de directivité de l'antenne doivent être synthétisés pour satisfaire les requis de mission RSO. Pour ce faire, un calcul minutieux des requis de phases sur la surface du réseau-réfecteur est nécessaire pour maximiser le gain de l'antenne et minimiser le niveau de contra-polarisation, et ce à chaque fréquence et polarisation.

La conception de l'antenne doit aussi tenir compte de l'environnement spatial et des contraintes mécaniques liées à la mise en orbite du satellite CubeSat. En effet, lors du lancement, ces nanosatellites sont généralement installés dans un compartiment au volume restreint [9]. Ainsi, le concept proposé doit fournir la possibilité d'y intégrer un système mécanique de déploiement pour que l'antenne soit repliée sur le satellite pendant le lancement, puis déployée lorsque ce dernier est en opération.

1.3 Structure du mémoire

Le mémoire est divisé en cinq parties, soit la définition des concepts de base, la revue de littérature, l'analyse des requis RSO, la conception des cellules unitaires et la réalisation de l'antenne réseau-réfecteur. Ces sections seront résumées dans le chapitre final de conclusion.

La définition des concepts de base introduit le lecteur à la théorie des antennes et à au fonctionnement des réseaux-réfecteur par l'intermédiaire de la théorie des modes de Floquet. Une description des paramètres RSO est aussi abordée. Le chapitre suivant présente une revue de littérature sur les antennes réseaux-réfecteur pour application satellitaire, les cellules élémentaires pour réseau-réfecteur double bandes et les missions spatiales RSO en bande Ku pour télédétection de la masse de neige pour situer le projet de recherche dans le domaine scientifique. La détermination des requis de performances RSO de l'antenne à réaliser est présentée dans le Chapitre 5. Par la suite, le Chapitre 6 décrit le développement d'un élément unitaire du réseau-réfecteur double bandes et double polarisations linéaires, ainsi que la réalisation et les tests d'un prototype miniature d'antenne. La réalisation de l'antenne réseau-réfecteur est ensuite présentée en abordant la méthode de synthèse des diagrammes de rayonnement et le processus de sa fabrication. Les résultats de tests et l'analyse des performances RSO découlant des paramètres de l'antenne testés suivent dans le Chapitre 4.

Finalement, la conclusion identifie les apports du mémoire dans le domaine des technologies spatiales, les limites du concept présenté ainsi que les possibles projets futurs.

CHAPITRE 2 DÉFINITION DES CONCEPTS DE BASE

Ce chapitre porte sur les concepts de base nécessaires pour développer l'antenne réseau-réfecteur dans le but d'une mission RSO. Un bref survol de la théorie des antennes est premièrement présenté. Par la suite, le chapitre fournit une description en détail de l'architecture des réseaux-réfecteurs et de leurs avantages pour une utilisation sur plateforme satellitaire. Ce chapitre abordera finalement les concepts des radars à synthèse d'ouverture, un type de radar utilisant les décalages en fréquence Doppler pour l'acquisition d'image à haute résolution. Malgré leur complexité, il est important d'expliquer de façon précise les paramètres essentiels à une mission RSO, puisqu'ils contribuent à la définition de la géométrie de l'antenne. De plus, le principe de télédétection des caractéristiques de la neige en bande Ku sera brièvement présenté.

2.1 Concepts fondamentaux des antennes

Les antennes sont des systèmes permettant de focaliser des champs électromagnétiques dans une direction arbitraire à partir d'un signal électrique. Les types d'antennes sont très nombreux et leur géométrie ainsi que leur dimension dépendent du type d'application et aussi de leur fréquence d'opération. Pour des applications satellitaires, on retrouve généralement des systèmes antennes source-réfecteur ou bien des antennes réseaux à rayonnement direct (en anglais *direct radiating array* ou DRA). Ces types d'antennes génèrent habituellement des gains élevés, pour compenser l'atténuation du signal dû à la grande distance séparant le satellite et les terminaux sur Terre. Il est possible de caractériser les performances de celles-ci en analysant la taille de leur ouverture ainsi que leur fréquence d'opération. L'analyse des performances d'une antenne est généralement initiée par l'étude de sa directivité D . La directivité d'une antenne est sa capacité à diriger les signaux électromagnétiques dans une direction souhaitée. Elle se définit comme étant le rapport entre l'intensité de l'énergie rayonnée U dans la direction θ, ϕ et l'intensité moyenne de l'énergie rayonnée U_{moy} [10] :

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)/r^2}{U_{moy}/r^2} = \frac{\frac{1}{2}\Re([\mathbf{E}(\theta, \phi) \times \mathbf{H}^*(\theta, \phi)]) \cdot \hat{\mathbf{r}}}{P_r/4\pi r^2} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.1)$$

Où \mathbf{E} et \mathbf{H} sont respectivement les champs électrique et magnétique rayonnés par l'antenne, P_r la puissance rayonnée, $\hat{\mathbf{r}}$ le vecteur direction de propagation et r la distance de l'observateur par rapport à l'antenne. Pour des applications satellitaires, on s'intéresse particulièrement aux coupes de directivité $D(\theta, \phi)$ en azimut et en élévation, qu'on peut aussi qualifier de diagrammes de rayonnement. Dans le cadre de ce mémoire, la coupe en azimut correspond à un $\phi = 0^\circ$ et la coupe en élévation à un $\phi = 90^\circ$. De ces diagramme de rayonnement, il est possible d'y extraire différents paramètres caractérisant les performances d'une antenne. Ceux-ci sont illustrés dans la Figure 2.1. La largeur de faisceaux des premiers nuls BWFN (*Beamwidth between first nuls*) représente la largeur du lobe principal. Pour les antennes réflecteurs, il s'agit de la portion où la directivité est supérieure à la moitié de la directivité maximale. D'ailleurs, on y retrouve la directivité maximale D_{max} . La largeur de faisceau à mi-puissance HPBW (*Half power beamwidth*) est la région angulaire dans le lobe primaire où la moitié de la puissance est rayonnée. Un autre paramètre important pour l'analyse des performances RSO est le niveau des lobes secondaires SLL (*Side lobe level*). Il s'agit du niveau relatif des plus hauts lobes secondaires par rapport au niveau du lobe principal du diagramme de rayonnement. Les lobes secondaires sont néfastes au fonctionnement d'une mission spatiale puisqu'ils représentent une portion de puissance rayonnée non utilisée. Pour un radar, ces lobes sont aussi une source d'ambiguïtés. Le niveau des lobes secondaires SLL est généralement minimisé lors de la conception des antennes. Il est montré dans la section suivante que ce paramètre affecte la qualité des images détectées par le radar.

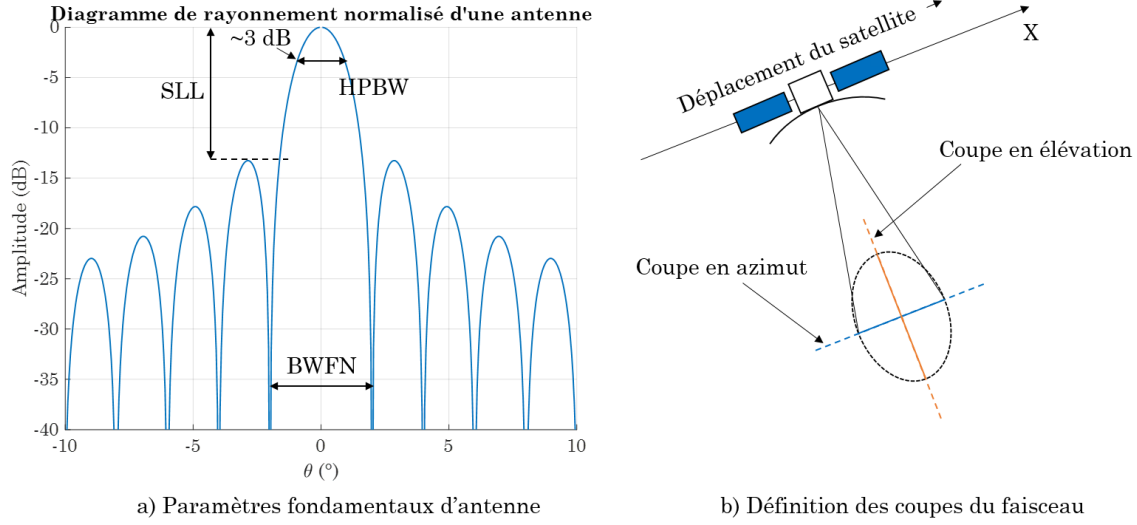


Figure 2.1 Définition des paramètres d'antenne

Plusieurs autres paramètres sont essentiels à la conception d'antennes. En effet, il est important de considérer qu'il s'agit d'un système réel qui possède des pertes. Son efficacité de rayonnement e_r dépend de plusieurs facteurs, tels que les pertes ohmiques des différents matériaux utilisés et les pertes par coefficient de réflexion. Ainsi, une certaine portion de la puissance totale P_{tot} fournie à l'antenne est soit dissipée en chaleur, ou bien réfléchiée. On appelle la portion de la puissance qui sera réellement rayonnée par l'antenne P_r .

$$P_r = e_r P_{tot} \quad (2.2)$$

Le gain de l'antenne est semblable à la directivité de l'antenne, mais en prenant considération des facteurs d'efficacité de rayonnement. Il est le paramètre principal utilisé lors de la définition des requis de système d'une mission. Le gain total est défini comme étant le rapport entre l'intensité de l'énergie rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{tot}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r / e_r} = e_r D(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

La polarisation du champ électrique rayonné est un autre facteur à prendre en considération lors de la conception de l'antenne. Il existe trois types de polarisation, soit linéaire,

circulaire et elliptique. La polarisation linéaire est soit horizontale HP ou verticale VP. Les polarisations circulaire et elliptique sont soit de sens de rotation droite ou gauche. Lors de l'alimentation d'une antenne pour émettre des champs électromagnétiques rayonnés en polarisation HP, par exemple, une portion de la puissance transmise est générée en champs électromagnétiques polarisés VP. Cela introduit les concepts de co-polarisation COPOL et de contra-polarisation XPOL. La co-polarisation est la composante des champs électromagnétiques rayonnés dans la polarisation souhaitée. La contra-polarisation est représentée par la composante orthogonale de la polarisation souhaitée. De ces deux paramètres, il est possible de définir le niveau de discrimination de contra-polarisation XPD (*Cross polar discrimination*) comme étant le rapport entre les niveaux de co-polarisation et de contra-polarisation. Lors de la réalisation de l'antenne, le XPD est généralement maximisé pour diminuer la quantité de puissance rayonnée dans la mauvaise polarisation. Le gain total de l'antenne peut être subdivisé en niveau de gain co-polarisé G_{COPOL} et contra-polarisé G_{XPOL} .

$$G_{COPOL}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{COPOL}(\theta, \phi)}{P_{tot}}, \quad G_{XPOL}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{XPOL}(\theta, \phi)}{P_{tot}} \quad (2.4)$$

$$XPD = \frac{G_{COPOL}(\theta, \phi)}{G_{XPOL}(\theta, \phi)} \quad (2.5)$$

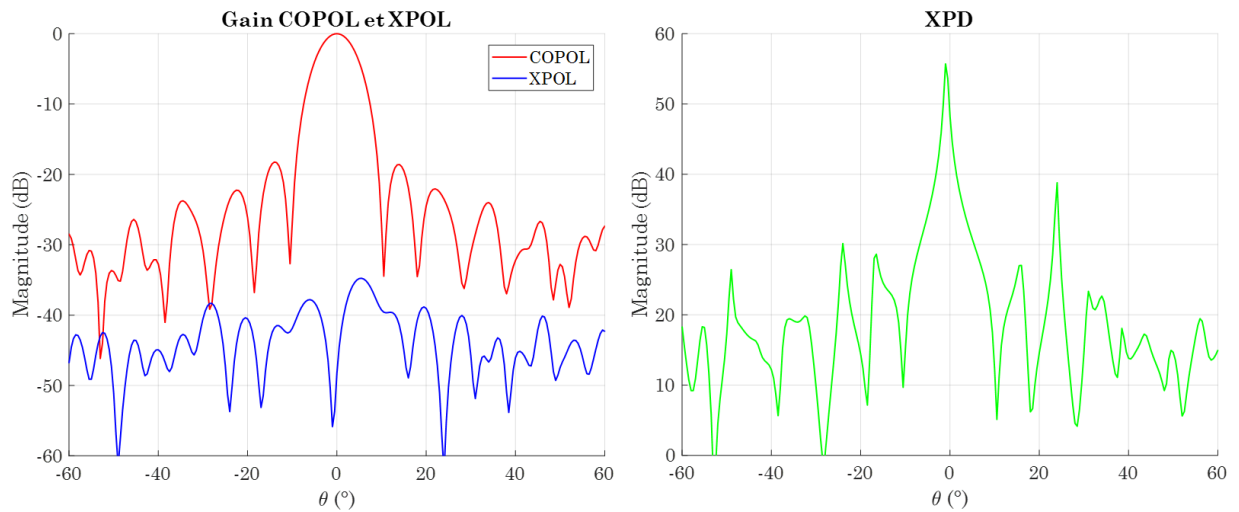


Figure 2.2 Niveaux de gain COPOL, XPOL et le facteur XPD

2.1.1 Technologie réseau réflecteur

L'antenne réseau réflecteur est une technologie hybride entre un système source-réflecteur et une antenne réseau. La Figure 2.3 illustre une comparaison entre un réseau réflecteur et un réflecteur parabolique. Comme un réflecteur, l'antenne réseau réfléchit les champs électromagnétiques émis par une source d'illumination, généralement une antenne cornet ou bien un réseau d'antennes imprimé. Lorsque la source est positionnée à la position focale d'un réflecteur parabolique, les rayons sont réfléchis vers la normale de l'antenne, comme l'illustration de gauche le démontre. Toutefois, en remplaçant le réflecteur parabolique par un réflecteur plan homogène, il est impossible de focaliser les rayons réfléchis dans une direction souhaitée. Dans ce cas-ci, il n'y a pas d'amélioration de la directivité de l'antenne, objectif principal d'une antenne réflecteur. En effet, le réflecteur plan ne corrige pas les délais spatiaux des ondes électromagnétiques provenant de la source pour créer des fronts d'onde plans après réflexion, comme le fait un réflecteur parabolique. Pour conserver les avantages d'une géométrie plane, il est nécessaire d'y introduire des déphasages pour compenser ces délais spatiaux. Le réseau-réflecteur est constitué d'un réseau d'éléments pour lesquels est possible de contrôler le déphasage local. Ainsi, la correction de phase sur la surface du réseau-réflecteur permet de générer des fronts d'onde plans à phase constante, focalisant les champs électromagnétiques dans une direction comme un réflecteur parabolique. Un exemple de configuration d'antenne réseau réflecteur est illustré à la Figure 2.4 tirée de [1].

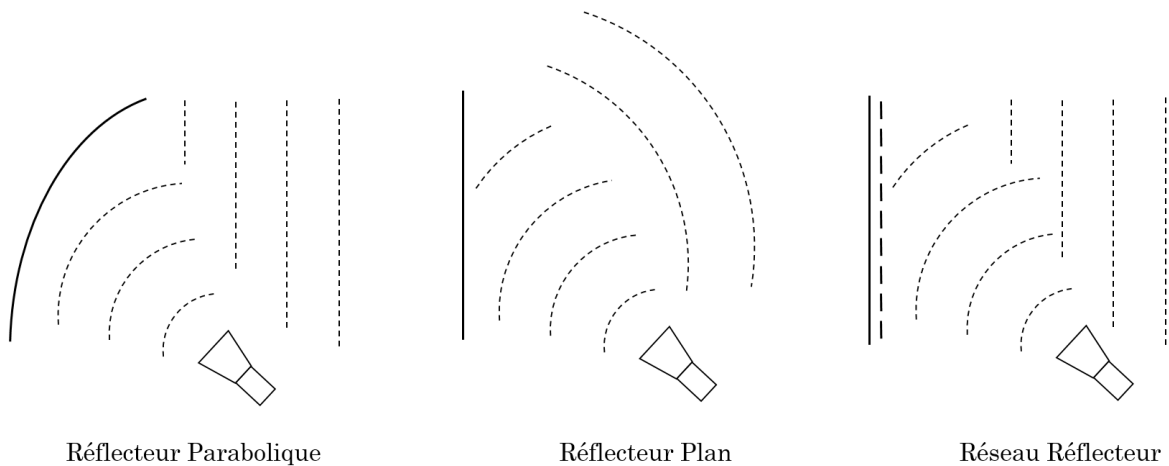


Figure 2.3 Comparaison de systèmes réflecteurs à un réseau réflecteur [1]

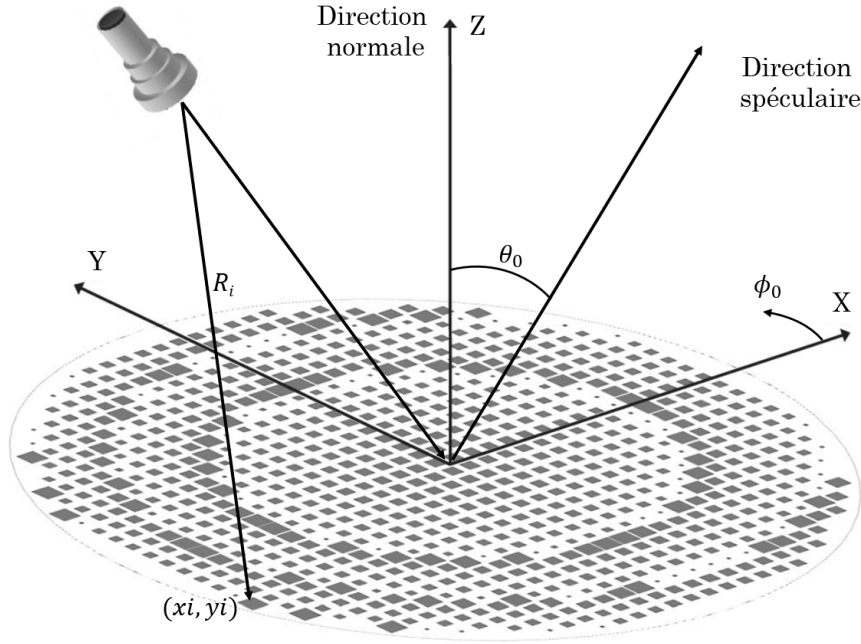


Figure 2.4 Configuration d'une antenne réseau réflecteur

Le déphasage requis Φ_i 2.6 pour chaque élément est calculé à partir de la distance relative R_i de l'élément par rapport à la position du centre de phase de la source d'illumination et à partir de la longueur d'onde de la fréquence d'opération du réseau-réflecteur [1].

$$\Phi_i = k_0(R_i - \sin \theta_0(x_i \cos \phi_0 + y_i \sin \phi_0)) + \Phi_0 \quad (2.6)$$

Ici, k_0 est le nombre d'onde, x_i et y_i sont les coordonnées relatives de l'élément i par rapport à la position projetée sur la surface du réseau réflecteur de la source d'illumination, θ_0 et ϕ_0 indiquent l'orientation du faisceau de l'antenne en coordonnées sphériques et finalement, Φ_0 est une constante. La Figure 2.5 présente deux exemples de requis de phase d'une antenne réseau-réflecteur à grille rectangulaire pour générer un faisceau dans la direction normale de la surface et un faisceau dans la direction spéculaire, c'est-à-dire à dans une orientation opposée équivalente à l'angle d'inclinaison de la source d'illumination.

Les performances d'un réseau réflecteur peuvent être analysées comme celles d'une antenne réflecteur. Lorsque l'amplitude du champ électrique est uniforme sur la surface, la

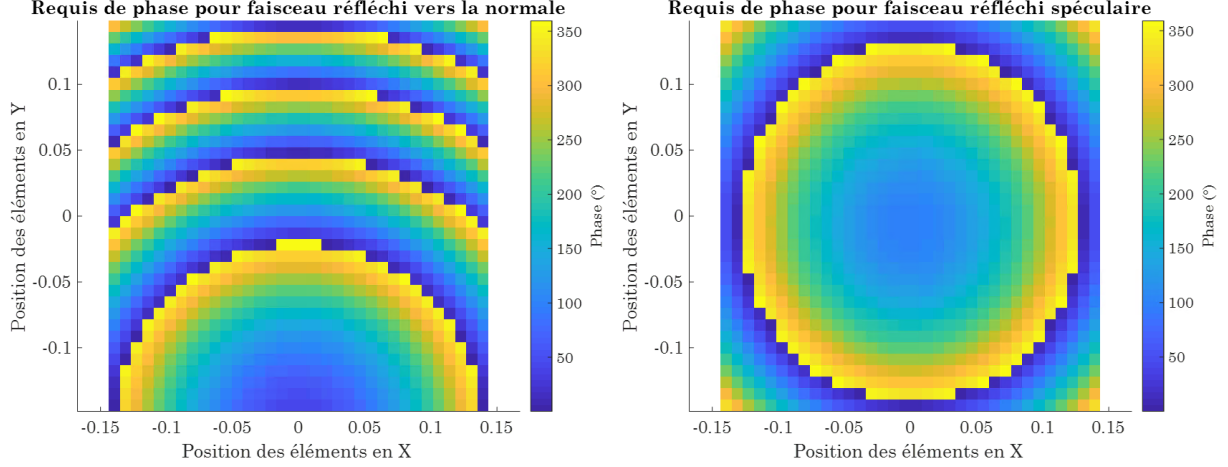


Figure 2.5 Exemple de requis de phase pour réseau réflecteur

directivité D_u d'une antenne à ouverture, comme un réflecteur, est proportionnelle à son aire physique A_p et inversement proportionnelle au carré de la longueur d'onde de la fréquence d'opération λ . Toutefois, le gain de l'antenne est propice à l'efficacité d'ouverture ε_{ap} en considérant l'aire effective A_e de rayonnement de la surface plutôt que son aire physique.

$$D_u = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_p \quad (2.7)$$

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_{ap} A_p = \varepsilon_{ap} D_u \quad (2.8)$$

$$\varepsilon_{ap} = e_r \varepsilon_t \varepsilon_s \varepsilon_{xp} \varepsilon_{ph} \quad (2.9)$$

Comme il est démontré ci-dessus, l'efficacité d'ouverture est un produit de plusieurs efficacités distinctes. Comme tous les autres types, les antennes à ouverture sont influencées par l'efficacité de rayonnement e_r vu précédemment. Par la suite, l'efficacité d'uniformité ε_t (*tapering*) dépend de l'uniformité de l'amplitude des champs électromagnétiques sur l'ouverture de l'antenne. Ce paramètre a un impact sur la directivité maximale, la largeur du faisceau HPBW et le niveau des lobes secondaires SLL. Par exemple, une uniformité parfaite ($\varepsilon_t = 1$) sur la surface maximise la directivité et minimise le HPBW du faisceau au dépens du niveau

des lobes secondaires qui augmente. Dans le cas contraire, il est possible de diminuer le niveau des lobes secondaire SLL en formant une configuration d'amplitude de champs non uniforme sur l'ouverture ($\varepsilon_t < 1$), par exemple une forme gaussienne où l'amplitude des champs est maximale au centre de la surface et atténuée aux bords. Cependant, la directivité maximale est diminuée, et le HPBW du faisceau plus large. Pour une antenne réflecteur, l'uniformité des champs sur sa surface est contrôlée par les performances de la source d'illumination. L'efficacité d'uniformité est définie comme suit.

$$\varepsilon_t = \frac{1}{A_p} \frac{|\iint_A E(A') dA'|^2}{\iint_A |E(A')|^2 dA'} \quad (2.10)$$

Pour les systèmes réflecteurs, une portion des champs électromagnétiques rayonnés par la source d'illumination n'est pas focalisée sur l'ouverture du réflecteur. Ainsi, une partie de la puissance est perdue par débordement. Lors de la conception d'une antenne réflecteur, un compromis doit être fait entre l'uniformité des champs électromagnétiques sur la surface et la quantité de puissance perdue qui n'est pas focalisée sur le réflecteur. L'efficacité de débordement ε_s (*spillover*) est définie comme étant le ratio entre la puissance rayonnée sur l'ouverture du réflecteur et la puissance perdue par débordement. La puissance est ici représentée par le vecteur de Poynting $\vec{P}(\vec{r})$ des champs rayonnés par la source.

$$\varepsilon_s = \frac{\iint_A \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}}{\iint_{sphere} \vec{P}(\vec{r}) \cdot d\vec{s}} \quad (2.11)$$

Finalement, d'autres contributeurs influencent l'efficacité d'ouverture d'une antenne. L'efficacité de contra-polarisation ε_{xp} caractérise les pertes de la puissance rayonnée dans la polarisation opposée. Elle peut être illustrée par le diagramme de rayonnement des niveaux de contra-polarisation XPOL montré précédemment. L'efficacité d'uniformité de phase ε_{ph} représente les pertes reliées à la non-uniformité de la phase des champs électromagnétiques sur l'ouverture de l'antenne. Pour un réseau-réflecteur, ce paramètre peut être minimisé par le contrôle des déphasages de chaque élément.

Il existe plusieurs façons de contrôler l'uniformité de la phase des champs électromagnétiques sur la surface d'un réseau-réfecteur. Les délais sont générés par les caractéristiques de réflexion des cellules unitaires. Les techniques d'ajustement de phase sont regroupées en trois types principaux.

- Ajustement de phase par la variation de longueur électrique d'une ligne de transmission
- Ajustement de phase par la variation des dimensions de l'élément unitaire
- Ajustement de phase par la rotation de l'élément unitaire (pour polarisations circulaire et elliptique).

En considérant chaque élément du réseau-réfecteur comme une source d'excitation d'amplitude I_{mn} et de phase ϕ_{mn} , il est aussi possible d'analyser les performances de rayonnement avec la théorie fondamentale des antennes réseaux. En effet, lorsqu'ils sont excités par un signal, les éléments unitaires du réseau-réfecteur produisent un diagramme de rayonnement $f(\theta, \phi)$. Ce dernier tient compte de l'environnement de rayonnement de l'élément et du couplage mutuel avec les éléments avoisinants. En sommant les diagrammes de rayonnement de chaque élément par rapport à leur amplitude et à leur phase respective, on retrouve le diagramme de rayonnement $F(\theta, \phi)$ d'une antenne réseau :

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N I_{mn} e^{j\phi_{mn}} f(\theta, \phi) e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_{mn}} \quad (2.12)$$

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) AF(\theta, \phi)$$

$$\vec{r} \cdot \vec{r}_{mn} = x_{mn} \sin \theta \cos \phi + y_{mn} \sin \theta \sin \phi + z_{mn} \cos \theta$$

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N I_{mn} e^{j\phi_{mn}} e^{jk_0 \vec{r} \cdot \vec{r}_{mn}} \quad (2.13)$$

Le facteur réseau $AF(\theta, \phi)$ est un paramètre propre à l'amplitude, à la phase et à la position de chacun des éléments, et est indépendant des performances de rayonnement de ceux-ci. Pour un réseau aux dimensions plus grandes que les éléments qui le constituent, le facteur réseau a beaucoup plus d'impact sur le diagramme de rayonnement final que le

$f(\theta, \phi)$ de chaque élément. Ainsi, pour le développement d'une antenne réseau, l'optimisation du facteur réseau est cruciale. Pour un réseau-rélecteur, les amplitudes I_{mn} sont généralement contrôlées par le diagramme de rayonnement et la position relative du centre de phase de la source d'illumination. Le seul paramètre de contrôle du facteur réseau est la phase d'excitation des éléments unitaires ϕ_{mn} qui peut être optimisée selon les trois techniques d'ajustement de phase proposées ci-haut. Dans le cadre de ce mémoire, deux types de cellules unitaires sont abordés, soient par variation de la longueur électrique d'une ligne de transmission et par variation des dimensions de l'élément unitaire. Les équations 2.13 et 2.12 ne prennent pas en considération les diffusions générées par les structures du satellite. De plus, ces mêmes équations approximent un facteur élément $f(\theta, \phi)$ identique pour tous les éléments du réseau rélecteur. Or, le diagramme de rayonnement de ces mêmes éléments peut légèrement différer selon leur position relative dans l'antenne réseau.

La conception des cellules élémentaires d'un réseau rélecteur peut être effectuée par l'analyse de ses performances dans un environnement périodique infini [1]. Dans cette analyse, des conditions aux frontières sont appliquées de telle sorte que la cellule élémentaire est entourée d'une répétition infinie d'éléments identiques. Une sélection de paires de frontières détermine la configuration de la grille infinie de la cellule. Elle peut soit être rectangulaire ou triangulaire. La Figure 2.6 illustre la configuration de conditions aux frontières pour une cellule élémentaire d'un réseau rélecteur à grille rectangulaire à partir du logiciel de simulation HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) [11].

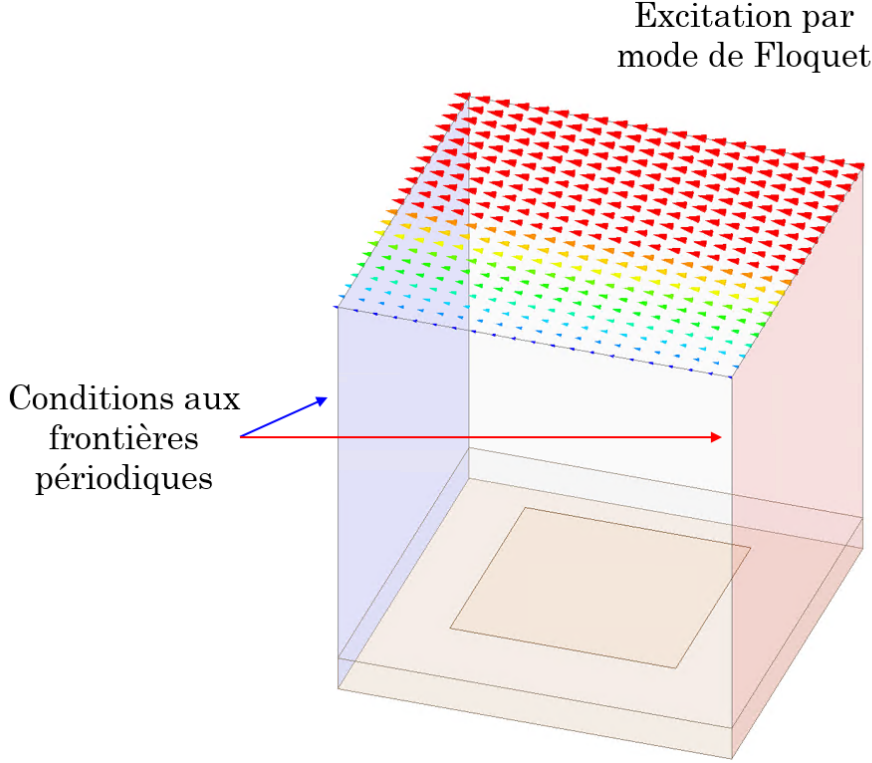


Figure 2.6 Configuration de l'analyse périodique infinie d'une cellule élémentaire sur le logiciel HFSS

La structure est excitée par des modes de Floquet pour simuler une onde plane incidente sur le réseau réflecteur. Les modes de Floquet constituent les fonctions de base pour l'analyse des performances électromagnétiques d'un réseau de sources infinies par la méthode de transformation par Fourier [12]. Pour l'étude des cellules élémentaires d'un réseau réflecteur, l'analyse par les modes de Floquet est possible grâce à l'approximation des conditions aux frontières périodiques infinies. L'avantage de cette méthode est que le couplage mutuel inter-élément est pris en compte lors des simulations. Ainsi, une antenne réseau de sources infinies peut être représentée par une superposition des modes de Floquet. Par exemple, les courants de surface périodiques $f(x - x_{mn}, y - y_{mn})$ orientés en \hat{x} d'un réseau infini rectangulaire à deux dimensions sont définis par la série de Floquet suivante :

$$\vec{I}(x, y) = \hat{x} \frac{4\pi^2}{ab} \sum_m \sum_n \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) e^{-j(k_{xmn}x + k_{ymn}y)} \quad (2.14)$$

Dans cette équation, a et b sont les espacements entre chaque élément périodique selon x et y respectivement, $\tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn})$ représentent les modes m, n de Floquet et k_{xmn}, k_{ymn} sont les constantes de propagation des mêmes modes. La même transformation est possible pour les courants de surface périodiques selon \hat{y} . Il existe une infinité de modes de Floquet pour un système périodique. Toutefois, ceux-ci ne sont pas tous capable de se propager et d'émettre des rayonnements électromagnétiques. Les deux modes de Floquet principaux pour une cellule périodique en grille rectangulaire sont les modes TE_{00} et TM_{00} . Un mode de Floquet peut se propager en une onde plane seulement si la condition suivante est respectée [12] :

$$(k_{xmn} - \frac{2m\pi}{a})^2 + (k_{ymn} - \frac{2n\pi}{b})^2 = k_0^2 \sin^2 \theta_0 \leq k_0^2 \quad (2.15)$$

Il est possible d'observer ici que la propagation de modes supérieurs de Floquet dépend de la distance entre chaque élément a et b ainsi que de l'angle d'incidence de l'onde plane θ_0 . Pour une grille rectangulaire, des espacements $a, b \leq \lambda_0/2$ empêchent des rayonnements électromagnétiques d'ordres supérieurs qui peuvent créer des lobes discordants dans le diagramme de rayonnement d'une antenne réseau. En effet, seulement les modes TE_{00} et TM_{00} peuvent se propager. Cependant, selon la géométrie et le type d'application de l'antenne réseau, il est possible d'utiliser des espacements interélément plus grands que $\lambda_0/2$ sans observer des lobes discordants si des angles d'incidence $\theta_0 < 90^\circ$ sont exploités.

2.2 Radar à synthèse d'ouverture

Le radar à synthèse d'ouverture (RSO) est une technologie radar pulsée utilisant le décalage Doppler pour améliorer la qualité des images des régions observées. En effet, qu'il soit en mouvement sur un avion ou en orbite sur un satellite, la vitesse relative de déplacement du capteur radar par rapport à une cible terrestre introduit un décalage de la fréquence de l'onde électromagnétique captée est exploité pour augmenter la résolution spatiale de l'image radar. Le développement d'une mission de radar à synthèse d'ouverture nécessite l'analyse de plusieurs paramètres provenant de différentes branches technologiques, telles que la mécanique orbitale du satellite, les performances de l'antenne et les caractéristiques des systèmes

électroniques de transmission-réception. La figure 2.7 illustre les paramètres géométriques d'une mission de radar à synthèse d'ouverture à visée latérale [13]. La zone d'observation instantanée du radar est délimitée par les largeurs de faisceau du diagramme de rayonnement de l'antenne en azimut Θ_{az} et en élévation Θ_{el} . Ces largeurs de faisceau d'opérations sont définies par rapport aux requis de résolution du radar. Elles sont principalement contrôlées par la longueur L et la largeur W de l'antenne. La distance de portée R_0 représente la distance euclidienne entre le porteur radar et le centre de la zone sondée. Cette distance dépend de la hauteur de l'orbite H et de l'angle d'incidence d'observation θ_0 .

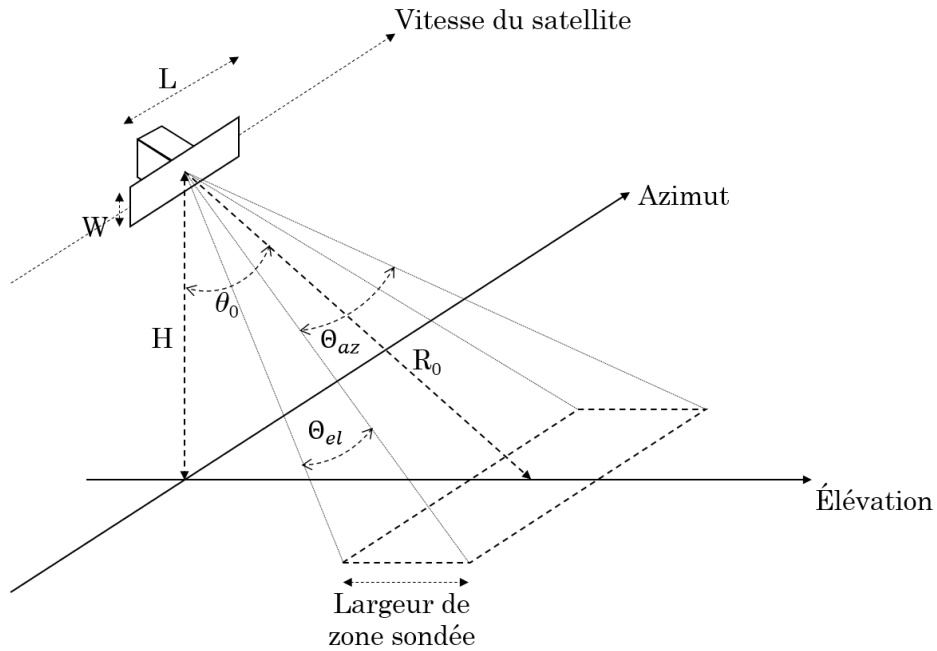


Figure 2.7 Paramètre géométrique d'une mission RSO

Il existe trois modes principaux d'opération pour un radar à synthèse d'ouverture. Le mode *Stripmap* est le plus commun. Il consiste à l'observation d'une zone terrestre en conservant l'angle d'incidence d'observation fixe. Le déplacement du porteur radar permet d'observer un couloir dans la direction azimutale. Le mode *ScanSAR* ajoute un balayage de l'orientation du faisceau en élévation pour augmenter la largeur de zone sondée en portée. Toutefois, la résolution azimutale est dégradée [14]. Dans le cas inverse, pour améliorer la résolution le long de l'azimut, il est possible d'utiliser le mode *Spotlight*. Il consiste à orienter le faisceau de l'antenne en azimut pour observer une certaine région avec un temps d'exposi-

tion augmentée. Ces deux derniers modes requièrent l'utilisation d'une antenne active pour pouvoir contrôler l'orientation du faisceau dynamiquement. À des fins de simplification, les paramètres RSO présentés ci-dessous demeurent valides pour le mode *Stripmap*.

2.2.1 Résolution géométrique

L'analyse de la résolution d'une image radar à synthèse d'ouverture se divise en deux cas, soit les résolutions géométriques en portée et en azimuth. La résolution géométrique en portée est orientée dans la direction de l'élévation de l'antenne radar. Cette résolution dépend des paramètres caractérisant le pulse transmis par le radar. Ceux-ci sont présentés à la Figure 2.8. On y observe le pulse généralement utilisé pour les RSO à visée latérale. Il s'agit d'un pulse à amplitude rectangulaire de durée τ_p dans lequel une modulation fréquentielle est instaurée à la fréquence porteuse. L'équation du pulse modulé est définie comme suit [15].

$$f(t) = \cos\left(\omega t + \frac{\alpha t^2}{2}\right) \text{rect}\left[\frac{t}{\tau_p}\right] \quad (2.16)$$

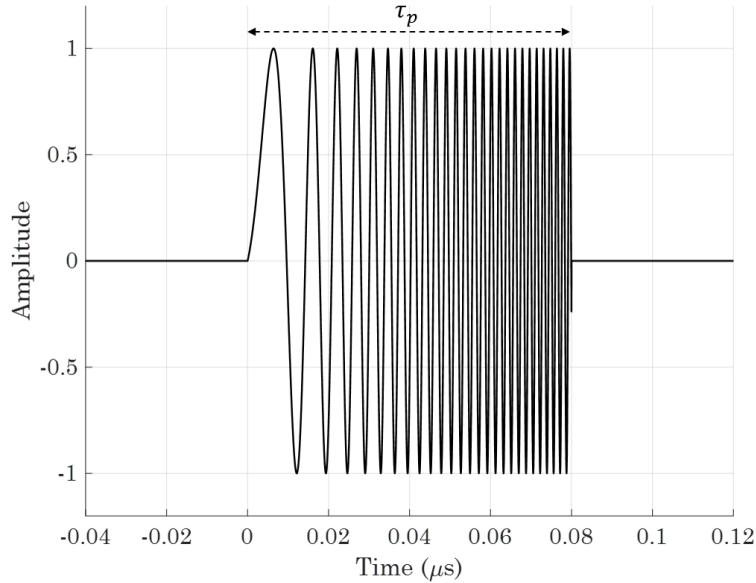


Figure 2.8 Pulse modulé pour transmission RSO

Le paramètre α est défini comme étant le taux pulsé et est équivalent à $\alpha\tau_p \approx 2\pi B$, où B est la largeur de bande du pulse modulé. Comme il est montré ci-dessous, la résolution radar en portée est inversement proportionnelle à la largeur de bande du signal pulsé. Pour un radar à visée latérale comme les RSO, la résolution en portée sur le sol δ_p peut être obtenue avec l'angle d'incidence d'observation θ_0 [13].

$$\delta_p = \frac{c}{2B \sin \Theta_0} \quad (2.17)$$

Pour un radar commun, la résolution géométrique en azimuth est la plus petite distance à laquelle il est possible de discriminer deux objets distincts. Ainsi, la résolution azimuthale est proportionnelle à la portée du radar et la largeur de faisceau ($\Delta x \approx r \frac{\lambda}{L}$, où la largeur de faisceau est approximée par le rapport de la longueur d'onde d'opération λ sur la longueur de l'antenne L). Par exemple, un satellite ayant une orbite d'environ 600 km d'altitude avec une largeur de faisceau en azimuth de 0.017 radian, approximativement 1° , possède une résolution en azimuth optimale de 10.2 km. Pour améliorer la résolution d'un tel radar, la longueur de l'antenne doit être beaucoup plus grande pour fournir une largeur de faisceau extrêmement petite. Toutefois, pour atteindre des résolutions de quelques mètres, il serait pratiquement impossible de mettre en orbite une antenne d'une si grande taille. Pour remédier à ce problème, le radar à synthèse d'ouverture ajoute un paramètre additionnel à l'empreinte azimuthale au sol, soit le décalage en fréquence Doppler. Le décalage Doppler, généré par la vitesse relative entre le porteur radar et sa cible, permet de distinguer la position de deux cibles dans le domaine fréquentiel. Ainsi, la résolution azimuthale d'un RSO est dépendante à la largeur de bande du processeur B_D pour le traitement de signal du décalage Doppler [13].

$$B_D = \frac{4V_S}{\lambda} \sin\left(\frac{\Theta_{az}}{2}\right) \quad (2.18)$$

Ici, V_S est la vitesse du porteur RSO par rapport à la cible. De l'équation 2.18, il est possible de déduire la résolution azimuthale d'un RSO est définie comme étant :

$$\delta_{az} = \frac{V_S}{B_D} = \frac{\lambda}{4 \sin(\Theta_{az}/2)} \cong \frac{\lambda}{2\Theta_{az}} = \frac{\lambda}{2\lambda/L} = \frac{L}{2} \quad (2.19)$$

Cette dernière équation reflète que la résolution géométrique en azimuth est proportionnelle à la longueur de l'antenne radar, si le processeur RSO traite une largeur de bande Doppler équivalente au HPBW du faisceau en azimuth de l'antenne. Selon le type d'application, il est possible d'utiliser une largeur de bande B_D plus étroite pour augmenter la résolution azimuthale δ_{az} .

2.2.2 Définition du PRF

La fréquence de répétition du pulse PRF (*Pulse repetition frequency*) est le nombre d'impulsions modulées en fréquence transmises par le radar à chaque seconde. La définition du PRF est très importante pour maximiser la fenêtre temporelle de réception des échos radar tout en évitant des signaux ambigus. Comme le démontre la Figure 2.9, l'écho du nadir, soit le point de la direction verticale ascendante sous le porteur radar, peut être d'amplitude élevée due à la grande réflectivité du sol à incidence normale.

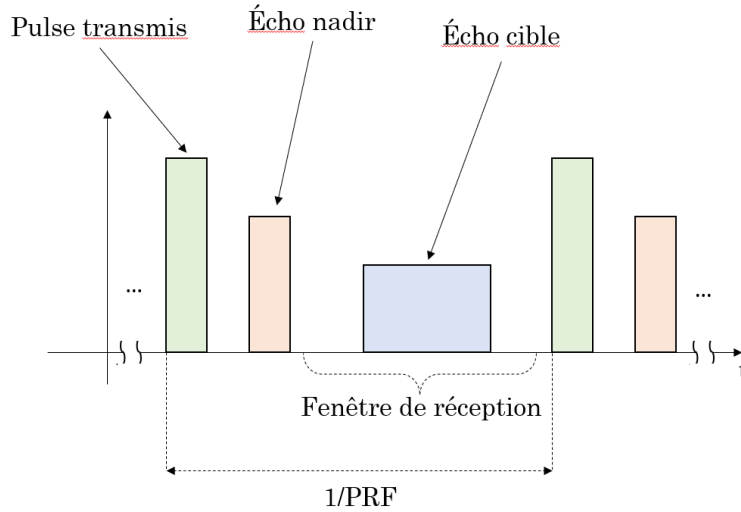


Figure 2.9 Diagramme temporel de transmission et réception RSO

Il est possible d'éviter l'écho du nadir optimisant la diagramme de rayonnement de l'antenne radar en formant un nul à l'angle d'illumination correspondant au nadir ou bien en sélectionnant un PRF où la fenêtre de transmission du pulse correspond au moment de la réception de ce signal [13].

$$\text{PRF} = \frac{nc}{2H} \quad (2.20)$$

Où n est un nombre entier, c la vitesse de propagation des ondes, soit la vitesse de la lumière dans l'atmosphère, et H la hauteur du satellite. Le PRF choisit doit aussi être plus grand que la largeur de bande Doppler B_D du processeur en azimuth pour éviter le chevauchement de spectre de fréquence des signaux captés. Le PRF doit aussi être choisi pour éviter plusieurs échos successifs dans une même fenêtre de réception. La fenêtre de réception est définie par la durée d'un aller-retour du pulse sur la largeur de zone sondée. Ces deux requis forment des limites inférieure et supérieure pour le choix du PRF [15].

$$B_D < \text{PRF} < \frac{cW}{2R_0\lambda \tan \theta_0} \quad (2.21)$$

En comptabilisant les équations systèmes pour le choix du PRF pour RSO, il est possible d'observer que le dimensionnement de l'antenne est étroitement lié au requis de résolution géométrique et aux limitations du niveau d'amplitude relative des signaux ambigus captés par le radar. L'aire minimale théorique d'une antenne RSO est défini par [15] :

$$A_{ant} = LW > \frac{4KV_S R_0 \lambda \tan \theta_0}{c} \quad (2.22)$$

Où K est un facteur de sécurité lors de la conception de l'antenne généralement compris dans une plage de 1 à 3 [16].

2.2.3 Sensibilité du RSO

La sensibilité d'un radar à synthèse d'ouverture représente la plus petite puissance que le système est capable de détecter pour obtenir une image radar de qualité. Le rapport signal à bruit SNR (*Signal to noise ratio*) est le ratio entre la puissance reçue P_r et la puissance du bruit P_n . Pour un système radar monostatique comme un RSO, le SNR est défini comme suit [13].

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^3 \sigma c}{4(4\pi)^3 R^3 k T^\circ F B V_S \sin \theta_0} \quad (2.23)$$

Où P_T est la puissance moyenne transmise ($P_T = P_{\text{pulse}} \cdot \tau_p \cdot \text{PRF}$), G_T et G_R les gains de l'antenne en transmission et en réception, σ la réflectivité de la cible, k la constante de Boltzmann, T° la température du système, F le facteur de bruit du récepteur et B la largeur de bande du pulse modulé en fréquence. Il est important de souligner que les gains en transmission et en réception peuvent différer pour des applications où les signaux transmis et reçus par le radar ont des polarisations différentes. Par exemple, dans le cas d'un RSO polarimétrique où l'antenne doit transmettre en polarisation horizontale HP et recevoir en polarisation verticale VP. La puissance reçue par le radar est dépendante à la réflectivité du terrain observé et peut varier fréquemment tout au long de son temps d'opération. La réflectivité du sol est caractérisée par la section efficace radar σ (en anglais *radar cross section* ou RCS). Il est donc plus courant de qualifier la sensibilité du radar par la réflectivité la plus faible qu'il est capable de détecter par rapport au bruit thermique. Ce paramètre est le bruit équivalent au sigma zéro NESZ (*Noise equivalent sigma zero*) [13]. Il représente la réflectivité perçue par le système radar pour un $\text{SNR} = 1$.

$$\text{NESZ} = \frac{4(4\pi)^3 R^3 k T^\circ F B V_S \sin \theta_0}{P_T G_T G_R \lambda^3 c} \quad (2.24)$$

2.2.4 Ambiguïtés radars

En opération, un satellite RSO transmet des pulses à puissance élevés à une fréquence déterminée par le PRF. La distance relative du capteur radar et l'historique des pulses transmis sont des facteurs qui influencent la réception de signaux indésirables. Ces signaux sont communément appelés ambiguïtés dans le domaine radar. Pour un RSO, il existe deux sources possibles d'ambiguïtés, soit les ambiguïtés en portée et les ambiguïtés en azimuth. Généralement, un système RSO est développé pour que la contribution des ambiguïtés soit très faible par rapport au signal capté, soit un ratio approximatif de -18 à -20 dB [17].

Les ambiguïtés en portée sont dépendantes de la hauteur de l'orbite du porteur RSO H , de l'angle d'incidence d'observation θ_0 , la durée du pulse modulé τ_p et le PRF. Comme le démontre la figure 2.10, les ambiguïtés en portée sont générées par les échos en dehors de la région d'observation de l'antenne qui sont captés au même moment que le signal de la cible. Comme mentionné plus haut, l'écho indésirable avec la plus grande amplitude est celui provenant du nadir du satellite. Il est possible d'optimiser la forme du diagramme de rayonnement en élévation pour minimiser le niveau de ces signaux néfastes.

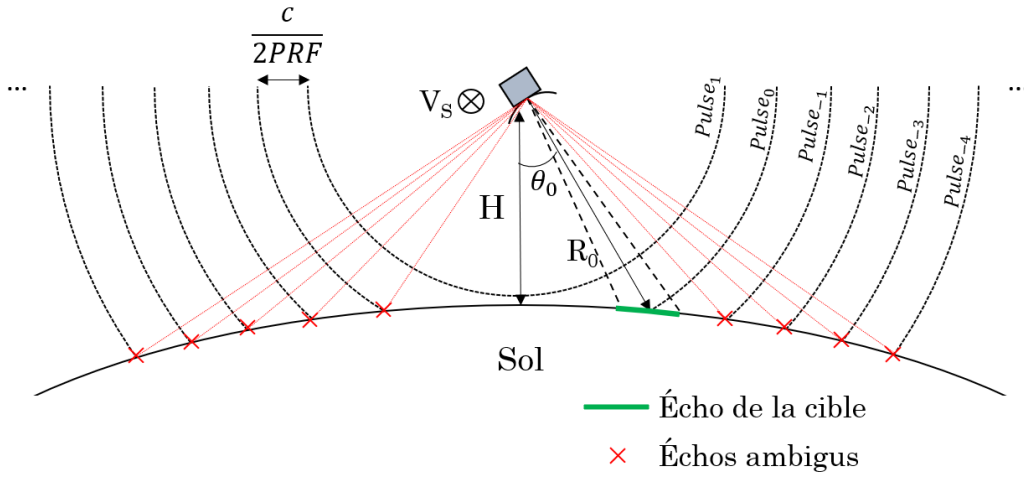


Figure 2.10 Ambiguïtés en portée

Le ratio des ambiguïtés en portée RASR (*Range ambiguities to signal ratio*) est défini comme étant la somme des puissances de tous les signaux contributeurs aux ambiguïtés en portée S_{ai} par rapport à la puissance de l'écho de la cible captée S_i [17].

$$\text{RASR} = \frac{S_a}{S} = \frac{\sum_{n=M, n \neq 0}^N \frac{\sigma_n G_T(\theta_n) G_R(\theta_n)}{\sin \theta_n R_n}}{\frac{\sigma_0 G_T(\theta_0) G_R(\theta_0)}{\sin \theta_0 R_0}} \quad (2.25)$$

Ici, R_n et σ_n sont respectivement la portée du radar et la réflectivité du sol correspondant à l'angle d'incidence θ_n . Le nombre d'échos ambigus $M + N$ à prendre en considération est défini selon l'orbite du porteur radar et l'angle d'incidence θ_0 . Les portées et les angles d'incidence sont présentés ci-dessous [17].

$$\text{Portée de l'ambiguïté } n, \quad R_n = R_0 + \frac{nc}{2\text{PRF}} \quad (2.26)$$

$$\text{Angle d'incidence de l'ambiguïté } n, \quad \theta_n = \arccos\left(\frac{R_n^2 + (r_e + H)^2 - r_e^2}{2R_n(r_e + H)}\right) \quad (2.27)$$

où r_e est la rayon de courbure de la Terre. Le RASR est une mesure qui se calcule généralement le long de la largeur de fauchée du satellite RSO.

Les ambiguïtés en azimuth sont victimes du même phénomène que les ambiguïtés en portée. Toutefois, les signaux indésirables des pulses subséquents émergent dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel tel qu'en portée. Ces signaux représentent les diagrammes de rayonnement en azimuth de l'antenne qui se répètent à des intervalles de PRF. Certaines régions des faisceaux en azimuth interfèrent avec le spectre fréquentiel du signal désiré dans la largeur de bande B_D du processeur en azimuth. Ce phénomène démontre la nécessité de minimiser le niveau des lobes secondaires d'une antenne. Ainsi, le ratio des ambiguïtés en azimuth AASR (*Azimuth ambiguities to signal ratio*) est défini comme étant la somme des densités de puissance des signaux contributeurs aux ambiguïtés en azimuth par rapport à la densité de puissance du signal désiré dans la bande de traitement B_D [17], [15].

$$\text{AASR} = \frac{\sum_{m=-\inf, m \neq 0}^{m=\inf} \int_{-B_D/2}^{B_D/2} G_T(f + m\text{PRF})G_R(f + m\text{PRF}) df}{\int_{-B_D/2}^{B_D/2} G_T(f)G_R(f) df} \quad (2.28)$$

2.2.5 Télédétection de la neige en band Ku

Les types d'applications de télédétection radar sont dépendants de la fréquence d'opération. En effet, les ondes électromagnétiques à basse fréquence ont tendance à se propager plus en profondeur dans le sol. L'absorption des champs électromagnétiques est influencée par la permittivité diélectrique des milieux de propagation. Dans le cas contraire, les ondes à haute fréquence ont tendance à être réfléchies en présence de discontinuités diélectriques. Lorsque la longueur d'onde est de dimensions similaires à l'objet ciblé, ce dernier se comporte comme une source de rayonnement et réfléchit les ondes électromagnétiques dans plusieurs directions.

D'un point de vue macroscopique, la neige est un mélange d'air et de particules de glace [18]. Pour certaines fréquences, ces particules de glace réfléchissent des ondes électromagnétiques d'une manière quasi isotropique. La concentration des particules de glace dans le volume de neige influence le niveau d'énergie rayonnée au moment de la diffusion. On identifie le phénomène de télédétection de la neige comme étant une diffusion par volume. La concentration de particule de glace de la neige est traduite par l'équivalent eau-neige SWE (*snow water equivalent*). Par définition, le SWE représente la quantité d'eau emmagasinée dans un volume de neige par unité d'aire, majoritairement exprimé en mm [2]. En d'autres mots, le SWE est la hauteur d'un cylindre d'eau qui se formerait suite à la fonte complète d'une accumulation de neige cylindrique ayant le même diamètre [19]. Cette caractéristique du volume de neige est étroitement reliée à ses propriétés diélectriques. Comme le démontre la Figure 2.11 tirée de [2], le niveau de diffusion par volume de la neige augmente en fonction de la fréquence. Il est aussi important d'observer que le niveau de diffusion par volume augmente avec la quantité équivalente d'eau dans la neige. En effet, cela indique qu'il y a une plus grande concentration de particules de glace, et que le niveau de diffusion est amplifié en conséquence. Les niveaux de diffusion provenant du sol démontrent aussi qu'il y a présence d'un phénomène d'absorption plus important en bande Ku pour un SWE de 250 mm par rapport à un SWE de 80 mm. Ces comportements influencent le choix des fréquences d'opérations des missions RSO pour l'observation de la neige. Une mission double bande est nécessaire pour extraire le plus d'information possible des diffusions radars de la neige au même moment pour suivre l'évolution des changements climatiques. Le bas et le haut de la bande Ku, soit 13.6 GHz et 17.2 GHz, sont utilisés pour la télédétection de la neige ayant des granularités différentes [6].

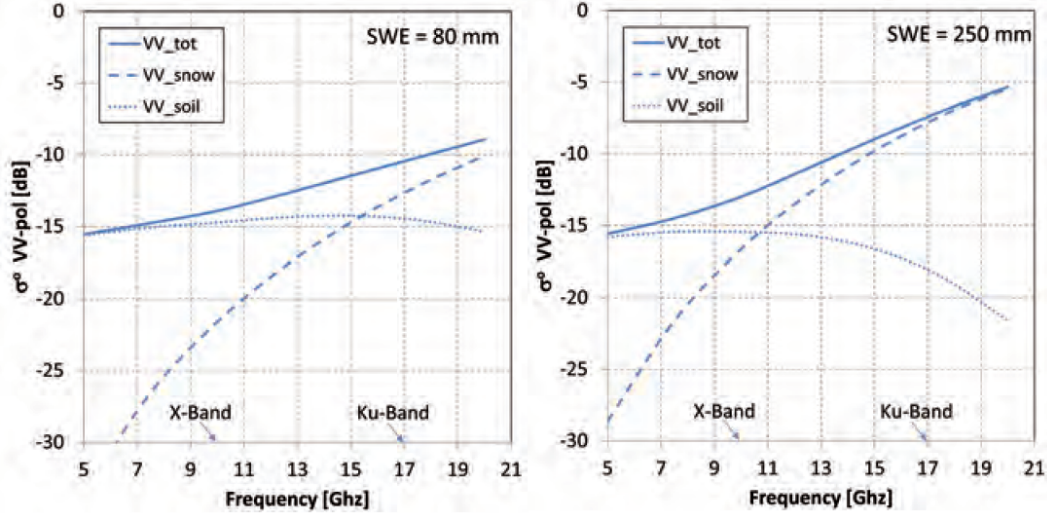


Figure 2.11 Diffusion par volume de terrains enneigés pour deux quantités SWE en fonction de la fréquence (angle d'incidence $\theta_0 = 40^\circ$) et pour un système copolarisé VV [2]

La Figure 2.11 tirée de [2] démontre que les diffusions d'onde électromagnétique captées par le radar sont des sommes de diffusions de plusieurs contributeurs. En effet, lors de la télédétection des terrains enneigés, le niveau de puissance capté par le radar est la somme de la diffusion de l'interface air-neige σ_{an} , la diffusion par volume de la neige σ_n , la diffusion de l'interface neige-sol σ_{ns} et la diffusion du sol σ_s [8].

$$\sigma_{tot} = \sigma_{an} + \sigma_n + \sigma_{ns} + \sigma_s \quad (2.29)$$

Chacune de ces diffusions possède une sensibilité plus élevée pour certaines bandes de fréquences d'opérations. Par exemple, les diffusions de l'interface air-neige sont beaucoup plus sensibles à haute fréquence comme la bande Ka, alors que les diffusions de l'interface neige-sol et du sol sont plus sensibles aux bandes de fréquences X et C dû à leurs longueurs d'onde qui pénètrent plus en profondeur dans les milieux diélectriques comme la neige. Ainsi, pour isoler ces propriétés, la télédétection de la neige nécessite des données radars complémentaires provenant de missions RSO aux fréquences d'opérations distinctes. D'autres techniques intéressantes emploient des constellations de satellites RSO pour la suppression des ambiguïtés [20].

CHAPITRE 3 REVUE DE LITTÉRATURE

Cette revue de littérature a pour objectif d'identifier les technologies existantes et les projets de recherches et développement en cours dans le domaine des antennes réseaux-rélecteurs et des RSO en bande Ku. Les fréquences d'opération 13.6 GHz et 17.6 GHz nécessaires pour la mission RSO en bande Ku représentent un défi pour la conception d'un système réseau-rélecteur. En effet, cela demande la conception d'un réseau rélecteur simple bande à très large bande ou double bande avec un couplage minimisé entre les éléments multibandes. Pour une application simple bande, le ratio fréquentiel de 1 : 1.26 implique une largeur de bande de centrée à 15.4 GHz d'au moins 24%. La largeur de bande des réseaux rélecteurs est influencée par plusieurs facteurs, dont les délais de propagation entre la source d'illumination et les cellules élémentaires, ainsi que la largeur de bande intrinsèque de chaque élément. La largeur de bande d'un réseau rélecteur est définie comme étant la largeur de bande pour laquelle la directivité maximale dégrade de 1 dB [1]. La majorité des réseaux-rélecteur ont une largeur de bande maximale de 10%. L'application double bande est donc préférée. Plusieurs concepts ont vu le jour pour implémenter des systèmes double bande, notamment l'intégration d'une surface sélective en fréquence FSS (*frequency selective surface*) au réseau rélecteur. Ces surfaces sont généralement composées d'un réseau périodique de cellules unitaires imprimées sur un substrat diélectrique. Contrairement au réseau rélecteur, les FSS permettent la transmission des ondes électromagnétiques pour une certaine bande de fréquence et réfléchissent les ondes en dehors de cette même bande [21]. Il peut aussi y avoir plusieurs bandes de transmission. D'un autre point de vue, le comportement des FSS est similaire aux filtres passe-bande. Ainsi, une structure *réseau rélecteur - FSS - réseau rélecteur - plan réfléchissant* permet une application double bande où le contrôle des délais de phase sont indépendant pour chaque fréquence [22]. En augmentant le nombre de paires FSS - réseau rélecteurs, il est même possible d'accomplir des systèmes quadruple bandes [23]. Toutefois, l'ajout d'une structure filtre dans le réseau rélecteur augmente le volume de l'antenne. Il s'agit d'un paramètre critique pour la conception d'une mission spatiale sur une plateforme nanosatellitaire.

Les applications double bandes de fréquences peuvent être conçues en optimisant les performances des cellules unitaires composant le réseau réflecteur. En effet, il est possible d'y introduire des résonances à différentes fréquences pour pouvoir contrôler les délais de phase indépendamment [24]. Trois types de cellules élémentaires de réseau réflecteur double bande sont analysés en détail dans ce chapitre. Les mécanismes de résonance de ces cellules unitaires à différentes fréquences et leur contrôle de déphasage des ondes réfléchies sont comparés. Une attention particulière est portée sur le couplage mutuel entre les éléments multibandes pour identifier les effets de déphasage sur les bandes de fréquences voisines.

Le développement des antennes pour mission RSO est en plein essor [25]. Diverses technologies sont utilisées pour réaliser des antennes respectant les requis radars. En effet, les avancées de conception d'antenne RSO divergent des DRA utilisant des antennes imprimées comme les missions RADARSAT-2 [26] et RCM [27]. En effet, des prouesses technologiques sont en développement, telles que des réseaux de guide d'ondes à fentes double bande pour mission en bande X et C [28] ainsi que des réseaux réflecteurs pour RSO en bande Ka [29]. De plus, des techniques d'optimisation des performances RSO à l'aide d'une synthèse des diagrammes de rayonnement en azimuth et en élévation sont employés [30], [31]. En effet, la conception de telles antennes est influencée par les critères radar des missions. Deux propositions de missions spatiales RSO pour la télédétection des propriétés de la neige en bande Ku sont présentées. Ces missions sont toujours en développement. L'application RSO en bande Ku ne possède aucun héritage dans le domaine spatial. Dans ce chapitre, les paramètres radar de chaque mission sont passés en revue. Les technologies antennes utilisées dans les concepts RSO en bande Ku présentés sont évidemment étudiées. Ces caractéristiques servent à la définition des paramètres de mission du projet de recherche pour amorcer la conception de l'antenne RSO.

3.1 Réseau réflecteur double bande, double polarisation

3.1.1 Réseau réflecteur double polarisé pour antenne de transmission en bandes Ku et Ka

Le réseau réflecteur présenté dans [3] est conçu pour une mission d'antenne satellite de télécommunication dans les bandes de transmission Ku de 11 GHz à 13 GHz et Ka de 19 GHz à 20 GHz. La cellule élémentaire utilisée dans ce réseau réflecteur est composée de deux couches de substrats diélectriques DiClad 880 et AD255C. Le concept détaillé de la cellule élémentaire est illustré à la Figure 3.1. Le niveau inférieur comporte un quintuplet de dipôles microruban pour chaque polarisation horizontale et verticale. Le niveau supérieur est composé de seulement trois dipôles imprimés aussi pour chaque polarisation horizontale et verticale. La longueur des dipôles du niveau inférieur l_A détermine le délai de phase des ondes électromagnétiques réfléchies dans la bande Ku. Le délai des ondes réfléchies dans la bande Ka est contrôlé par la longueur des dipôles microrubans de la couche supérieure l_B . Cela permet un contrôle de phase indépendant pour chaque fréquence et polarisation sur la surface du réseau réflecteur. En effet, pour le type de mission mentionné dans l'article, les deux sources d'illumination utilisées pour les bandes Ku et Ka sont positionnées à des endroits différents. Les sources du système réseau réflecteur possèdent donc deux centres de phase ce qui demande des requis de délai de phases différent sur la surface du réflecteur pour chaque bande de fréquence.

Les paires d'éléments imprimés orientées en X et en Y sont espacées d'une demi-période P_X et P_Y pour optimiser l'espace sur la surface du réseau réflecteur afin de conserver des espacements périodiques suffisamment petits pour éviter le rayonnement des lobes discordants. Une périodicité de 10 mm est utilisée pour la cellule élémentaire, soit 0.43λ à 13 GHz et 0.66λ à 20 GHz. La symétrie des dipôles microrubans du concept permet de conserver un niveau de rayonnement contra-polarisé très bas. Les dimensions des dipôles microrubans ont été déterminés à partir d'une analyse paramétrique selon une méthode de simulation électromagnétique MOM-SD pour accomplir une plage de phase dynamique d'au moins 360° . La linéarité du contrôle de phase à partir de la longueur des éléments a aussi été un facteur lors de l'analyse paramétrique. Après simulation, il est possible d'observer sur l'axe des ordonnées

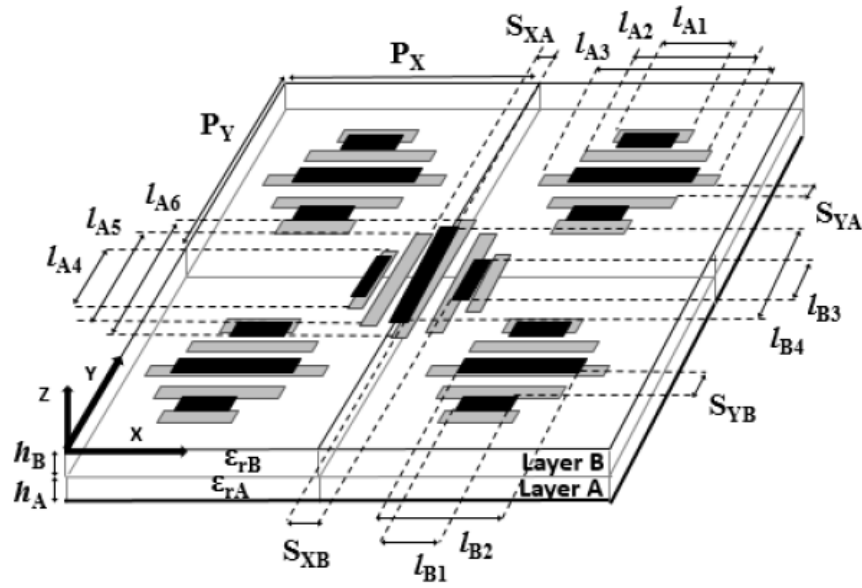


Figure 3.1 Cellule élémentaire pour réseau réflecteur double bande double polarisation en bandes Ku et Ka ©2017 IEEE [3]

à la Figure 3.2 que les éléments de la couche supérieure atteignent une plage dynamique de déphasage de 400° en bande Ka sans affecter le déphasage des ondes réfléchies en bande Ku. En prêtant attention à l'axe des abscisses de la même figure, on observe que la longueur des dipôles de la couche inférieure permet aussi une plage dynamique de déphasage d'environ 400° en bande Ku. Toutefois, les figures c) et d) démontrent que ces éléments affectent le déphasage des ondes réfléchies en bande Ka. Il s'agit d'un couplage mutuel entre les éléments des deux couches, et ce dernier n'est pas négligeable lors de la conception du réseau-réflecteur. Cela ajoute une complexité supplémentaire lors du choix des cellules unitaires. En effet, la longueur des éléments de la couche inférieure est premièrement déterminée selon les requis de phase en bande Ku sur la surface réflecteur. Par la suite, la longueur des éléments du niveau supérieur sont déterminés selon le requis de phase en bande Ka en plus de prendre en considération le déphasage des éléments inférieurs.

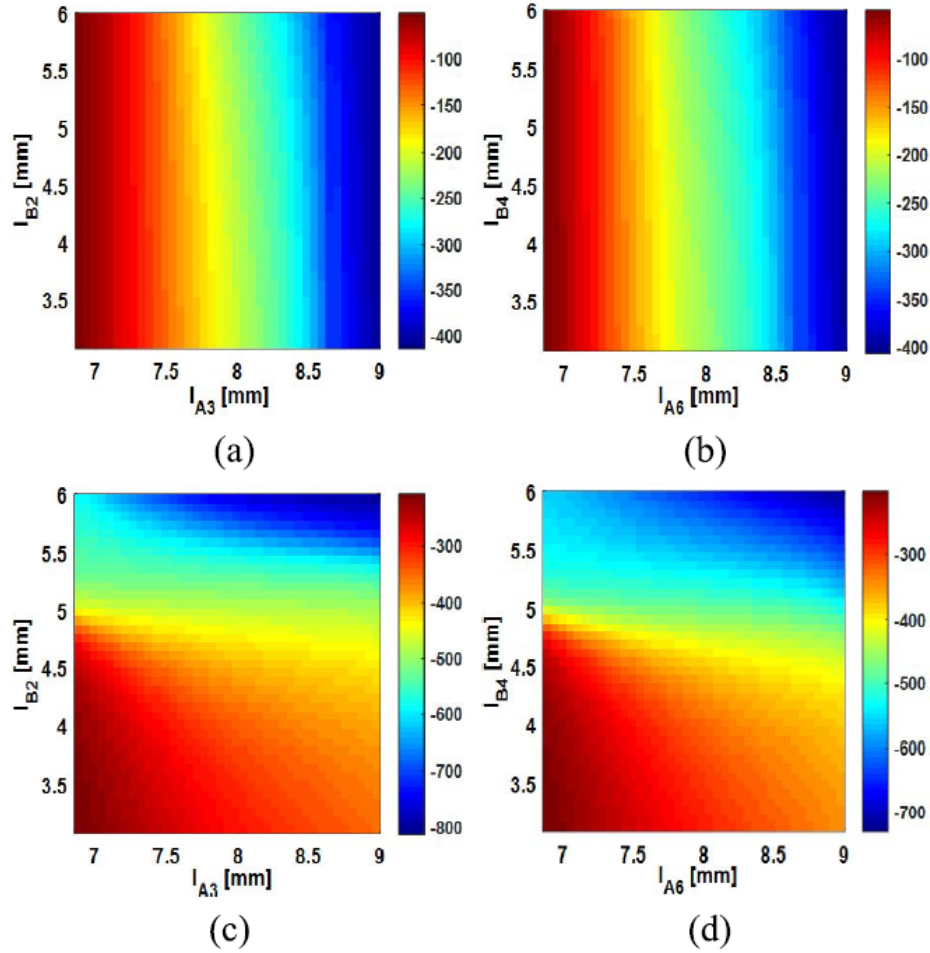


Figure 3.2 Déphasage des ondes réfléchies en bande Ku a)-b) et Ka c)-d) selon la longueur des dipôles microrubans ©2017 IEEE [3]

Un prototype de 250mm x 250mm totalisant 625 éléments est fabriqué. Le choix de la longueur des dipôles est effectué à partir d'une routine itérative de recherche de zéro d'une méthode MOM-SD [7]. Cette méthode de calcul prend en considération la périodicité des éléments et l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique sur chacun d'eux. En bande Ku, les mesures démontrent une bonne similitude avec les simulations, autant pour les niveaux de COPOL et SLL que les niveaux de XPOL. Toutefois une diminution de 1.2 dB dans le gain mesuré en HPOL et VPOL est observée. Pour les diagrammes de rayonnement mesurés en bande Ka, une diminution de 4 dB est observée en plus d'une détérioration des niveaux des lobes secondaires et de la XPOL. Une analyse approfondie des matériaux composant le réseau réflecteur prototype démontre que les permittivités relatives réelles sont légèrement

différentes des valeurs fournies par les fabricants, soient $\varepsilon_r = 2.70$ au lieu de $\varepsilon_r = 2.55$ pour le AD255C et $\varepsilon_r = 2.30$ au lieu de $\varepsilon_r = 2.17$ pour le DiClad 880. De plus, une mesure de la longueur des dipôles mesurées démontre que tous les éléments sont $50 \mu\text{m}$ plus gros. Une rétrosimulation tenant compte de ces variations prouve que les différences observées dans les mesures sont causées par les différences des paramètres électriques des matériaux.

3.1.2 Réseau réflecteur double bande avec polarisation arbitraire

Le concept présenté dans l'article [4] est le développement d'une cellule de réseau réflecteur double bande pour une application de radar de suivi. L'antenne consiste en un système Cassegrain où les réflecteurs primaire et secondaire sont conçus à l'aide de la technologie réseau réflecteur. Les bandes de fréquence d'opération sont Ku et Ka, où les fréquences centrales sont 16 GHz et 35 GHz respectivement. La topologie de la cellule élémentaire est illustrée à la Figure 3.3. L'élément du réflecteur utilise une topologie double couche en utilisant des substrats diélectriques RT/Duroid 5880 avec une couche adhésive FR4 entre les deux niveaux. Contrairement à [3], les éléments des bandes Ku et Ka sont répartis sur les deux couches. La périodicité des éléments est aussi légèrement différente de la dernière cellule analysée. À cause du ratio des deux fréquences d'opération de 1 : 2.19, il est possible de répartir quatre éléments de la bande supérieure pour un seul élément de la bande inférieure. La périodicité est de 0.43λ à 16 GHz et 0.47λ à 35 GHz évitant le rayonnement des lobes discordants. Le déphasage des ondes électromagnétiques réfléchies en bande Ku est contrôlé à l'aide de la taille des croix microrubans sd et su . Pour les ondes réfléchies en bande Ka, le déphasage est contrôlé par la taille des éléments circulaires $r1$ et ru .

Le logiciel de simulation électromagnétique commercial *CST Microwave Studio* [32] est utilisé pour déterminer les performances de la cellule unitaire. Les conditions périodiques infinies sont utilisées. La variation des dimensions de ces éléments permet d'obtenir une plage dynamique de déphasage de plus de 360° . De plus un couplage mutuel très bas est observé par simulation. En effet, la variation de la taille des éléments d'une bande induit une variation de moins de 15° dans l'autre bande de fréquence. Ce contrôle indépendant provient des anneaux imprimés de rayon rb qui bloque les courants induits par les croix imprimées

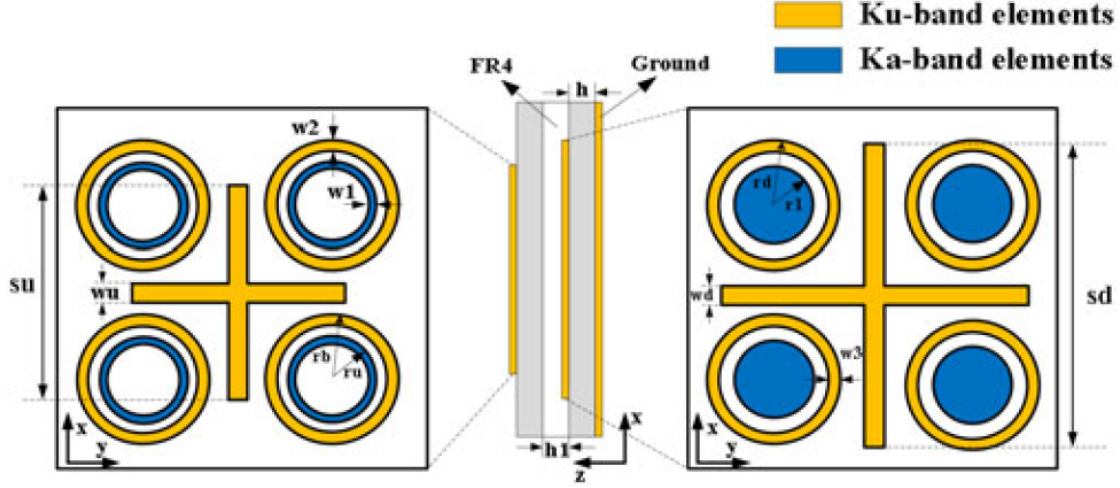


Figure 3.3 Cellule élémentaire double bande pour application radar de suivi en bande Ku et Ka ©2017 IEEE [4]

vers les anneaux résonants en bande Ka, et vice-versa. à 16 GHz et 35 GHz, les courants sont majoritairement concentrés sur les anneaux Ku. Ainsi, les déphasages en bande Ku et Ka peuvent être contrôlés indépendamment. Toutefois, cette cellule élémentaire ne permet pas de découpler le contrôle de phase de deux polarisations orthogonales.

Les requis de phase d'un réseau réflecteur de type de Cassegrain sont similaires à un système usuel possédant un seul réflecteur. Pour obtenir un faisceau à la normale de l'antenne, les requis de phases sont déterminés à partir de [4] :

$$\Phi_{Pi} = k_0(|F_2M_i|) + \Phi_0 \quad (3.1)$$

$$\Phi_{Sj} = k_0(|F_2S_j| - |F_1S_j|) + \Phi_0 \quad (3.2)$$

Où Φ_{Pi} est le requis de phase de l'élément i sur le réflecteur principal, Φ_{Sj} est le requis de phase de l'élément j sur le réflecteur secondaire, $|F_2M_i|$ est la distance euclidienne entre l'élément i sur le réflecteur principal et le point focal F_2 , $|F_1S_j|$ et $|F_2S_j|$ représentent les distances euclidiennes entre l'élément j sur le réflecteur secondaire et les points focaux F_2 et F_1 respectivement. Les équations ci-dessus sont similaires à l'équation 2.6. Un prototype d'antenne Cassegrain réseau réflecteur est fabriquée. L'antenne est de géométrie circulaire

avec un réflecteur principal de 170mm de diamètre et un réflecteur secondaire de 48mm de diamètre. Les simulations et les mesures de l'antenne prototype démontrent un excellent accord de performances de rayonnement malgré une légère augmentation des SLL dans le plan H pour les deux bandes. L'efficacité de rayonnement de l'antenne est de 33.17% à 16 GHz et 18.53% à 35 GHz. Ces niveaux bas d'efficacité de rayonnement sont causés par la géométrie du système Cassegrain. En effet, la taille du réflecteur secondaire par rapport au réflecteur principal cause un ombrage d'environ 8%. De plus, la proximité des réflecteurs et la proximité de la source sous-entendent que chaque élément est dans la région approché de la source. Or, les équations 3.1 et 3.2 prennent en considération que les éléments sont dans la région éloignée de rayonnement de la source. Des erreurs de phase peuvent donc subvenir sur la surface des réseaux réflecteurs.

3.1.3 Réseau réflecteur double bande Ku pour communication satellite

L'antenne présentée dans [5] est un réseau réflecteur développé pour une application de communication satellite double bandes Ku. Les deux bandes de fréquence centrées à 12 GHz et 14 GHz représentent un défi de conception à cause de leur proximité. La cellule élémentaire du réseau réflecteur proposé est illustrée à la Figure 3.4. Les structures résonantes sont imprimées sur un substrat diélectrique simple couche à permittivité électrique relative de $\epsilon_r = 2.2$. La cellule est composée d'une croix et d'un anneau rectangulaire sous-divisé en quatre sections. Le déphasage de l'onde réfléchie à 12 GHz est contrôlé par la taille de la croix imprimée L_1 alors que le déphasage de l'onde réfléchie à 14 GHz est contrôlé par la taille de l'anneau rectangulaire L_2 . La période choisie pour la cellule élémentaire est de $D = 11.5mm$, soit 0.46λ à 12 GHz et 0.54λ à 14 GHz. Ici, l'anneau rectangulaire semble se comporter comme un élément dipôle replié avec une période spatiale deux fois plus petite que l'élément à 12 GHz.

Pour chaque élément résonant, une plage dynamique de moins de 360° est atteinte à 12 GHz et à 14 GHz. La variation de la taille d'une seule structure ne permet effectivement pas d'atteindre une plage dynamique suffisante pour un contrôle de phase parfait sur la surface du réseau réflecteur [1]. Toutefois, un couplage mutuel très bas est atteint entre

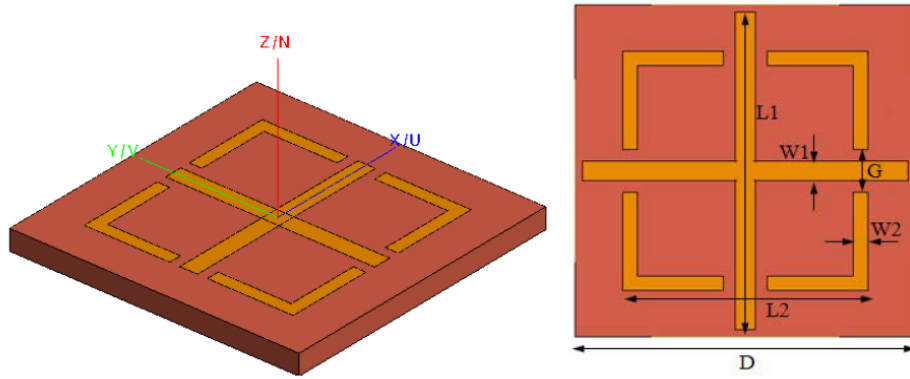


Figure 3.4 Cellule élémentaire double bande pour application satellite en bande Ku à 12 GHz et 14 GHz ©2012 IEEE [5]

les deux structures résonnantes. En effet, la variation de la taille de chacun des éléments n'influence pas le contrôle de phase de l'onde réfléchie dans la fréquence adjacente. Ainsi, un contrôle indépendant de la phase sur la surface du réseau réflecteur est possible pour les deux fréquences distinctes. La phase de l'onde réfléchie à 12 GHz et 14 GHz selon la taille des éléments résonants est illustrée à la Figure 3.5.

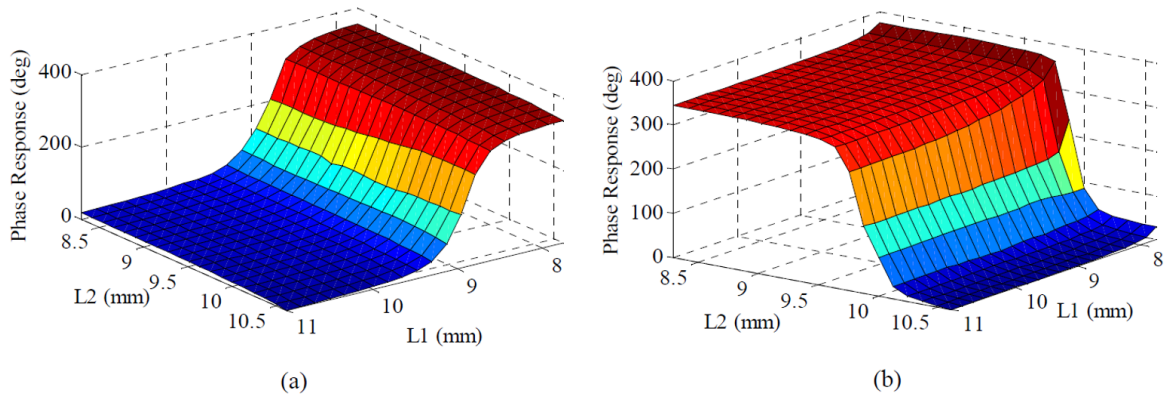


Figure 3.5 Cellule élémentaire double bande pour application satellite en bande Ku à 12 GHz et 14 GHz ©2012 IEEE [5]

Un réseau réflecteur de 15x15 éléments est réalisé dans le logiciel de simulation électromagnétique FEKO. À des fins de simplicité de simulation, une configuration avec source d'illumination centrée est utilisée. Des plans de symétrie électrique et magnétique sont aussi ajoutés lors de la simulation pour diminuer le nombre de discrétisations spatiales de la mé-

thode de calcul matriciel du logiciel afin d'accélérer le temps de simulation. La directivité de l'antenne est maximale aux fréquences 12 GHz et 14.3 GHz. Le décalage de 300 MHz dans la bande de fréquence supérieure est causé par le couplage mutuel interélément des anneaux rectangulaires sous-divisés. En effet, leur proximité fait en sorte que le comportement des structures de taille distinctes dans le réseau réflecteur dévie de l'approximation périodique infinie utilisée lors du développement de la cellule unitaire à 14 GHz. Ce phénomène n'est pas observé à 12 GHz puisque la distance entre les croix imprimées de tailles différentes est plus grande, faisant en sorte que le couplage mutuel interélément est diminué.

3.1.4 Sommaire des trois concepts réseaux réflecteurs

Les trois concepts de cellules élémentaires pour réseau réflecteur double bande présentés ci-haut possèdent plusieurs similarités. Les trois cellules sont fabriquées à partir d'un substrat diélectrique à faible permittivité relative. Cela à pour effet d'augmenter la largeur de bande d'opérations en plus de diminuer le couplage interélément [33]. Ces cellules élémentaires démontrent aussi leur faisabilité pour une mission satellitaire en offrant un volume final très faible. En effet, les applications double bandes sont possibles en utilisant qu'un maximum de deux couches de substrats diélectriques. Les cellules double couches présentées dans [3] et [4] ont une épaisseur totalisant $3.93mm$ et $1.17mm$ respectivement. La cellule élémentaire de [5] à une seule couche diélectrique possède une épaisseur de $0.787mm$. Il s'agit d'un paramètre idéal pour la conception d'antenne pour plateforme nanosatellitaire facilitant les mécanismes de déploiement mécaniques [34].

Le Tableau 3.1 résume les performances électromagnétiques des cellules élémentaires. La technique de contrôle du déphasage de l'onde réfléchie est identique pour les trois concepts, soit la variation de la taille des structures résonantes. Malgré le fonctionnement à double bande avec petit ratio fréquentiel de 1 : 1.17, la cellule élémentaire de [5] est la seule parmi les trois concepts qui ne parvient pas à fournir une plage dynamique de déphasage de plus de 360° . Une seule structure résonante est utilisée pour le contrôle du déphasage par bande de fréquence. De multiples résonances sont nécessaires pour atteindre une plage dynamique de 360° et plus. Toutefois, introduire des structures imprimées additionnelles à ce concept

peut augmenter les chances de couplage entre les éléments double bandes. Parmi les trois concepts, la cellule élémentaire de [3] est la seule capable de fournir un contrôle de phase indépendant à chaque bande de fréquence et pour chaque polarisation linéaire en utilisant 4 structures distinctes. Toutefois, ce concept est aussi accompagné d'un signe de couplage mutuel où les éléments résonants à la bande de fréquence du bas affectent le déphasage des ondes réfléchies de la bande de fréquence plus élevée.

Tableau 3.1 Comparaison des performances électromagnétiques des trois cellules élémentaires

Concepts cellules élémentaires	Fréquences centrales (GHz)		Ratio fréquentiel	Plage dynamique de déphasage		Contrôle indépendant de polarisation	Signe de couplage mutuel entre structure double bande
	Basse	Haute		Basse	Haute		
[3]	12	19.5	1 : 1.63	>400°	>400°	Oui	Oui
[4]	16	35	1 : 2.19	>360°	>360°	Non	Non
[5]	12	14	1 : 1.17	<360°	<360°	Non	Non

Il est aussi possible d'observer que plus le ratio fréquentiel entre les deux bandes d'opération du réseau réflecteur est plus petit, plus il est difficile d'atteindre une plage dynamique de contrôle de phase suffisante tout en conservant un couplage mutuel bas. Ainsi, comme mentionné initialement, le ratio fréquentiel de 1 : 1.26 dans le cadre du projet de recherche constitue un défi de conception. Des paramètres critiques doivent être considérés, comme le type de contrôle de phase de la cellule, la proximité des structures indépendantes et le mécanisme de réduction de couplage entre elles.

3.2 Radar à synthèse d'ouverture pour télédétection de la neige

3.2.1 Mission CoReH2O

La mission CoReH2O est un concept de radar à synthèse d'ouverture développée par l'Agence spatiale européenne [2]. Il s'agira du premier satellite RSO en bande Ku lancé dans l'espace. Les fréquences d'opération pour la mission RSO sont centrées à 9.6 GHz et 17.2 GHz pour l'observation des caractéristiques de la neige et de la glace [35]. Pour surveiller l'évolution climatique des zones enneigées et glacées précisément, les mesures radars aux deux fréquences doivent être réalisées à des intervalles de moins d'une heure [2], d'où la nécessité

d'une mission RSO double bande. La mission est divisée en deux phases où deux orbites différentes sont utilisées, soit la première à 666 km et la dernière à 645 km. Deux concepts de mission sont étudiés. Ceux-ci sont réalisés en parallèle par deux consortiums, soit EADS Astrium DE et Thalès Alenia Space IT. Parmi ces propositions, on observe des différences sur l'architecture haute fréquence du système RSO, comprenant l'électronique et les antennes, mais aussi sur la prise de mesures radars, par exemple le nombre de faisceaux requis pour la largeur de fauchée au sol. Les concepts satellites RSO sont illustrés à la Figure 3.6 tirée de [2].

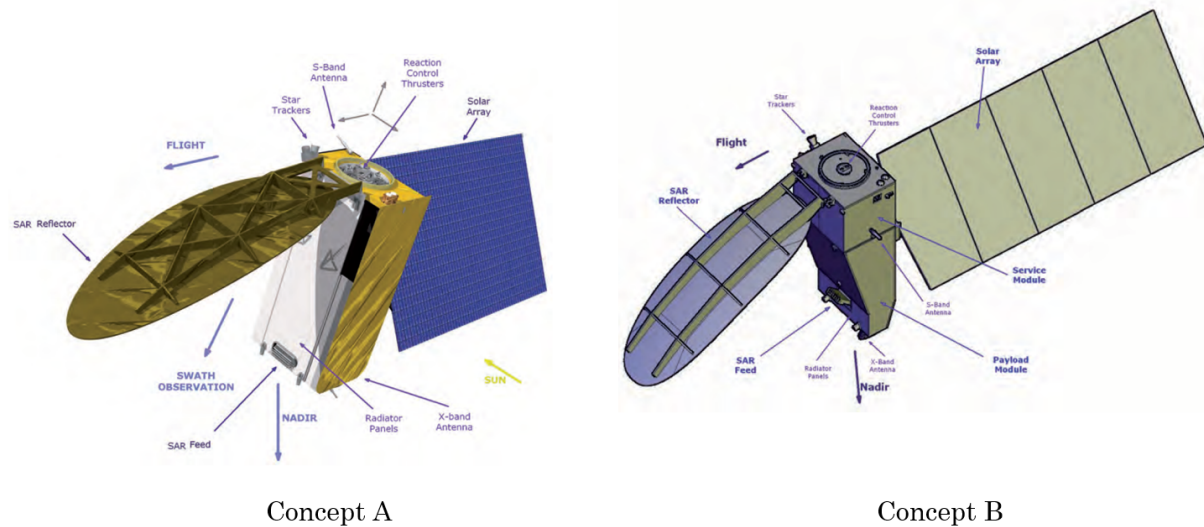


Figure 3.6 Concepts satellites RSO pour la mission CoReH2O [2]

Les deux concepts utilisent une antenne réflecteur pour l'acquisition des échos radars au sol. Les réflecteurs sont de type parabolique avec contour elliptique fabriqués à partir d'une stratification de fibres de carbone, de plastique renforcé et d'aluminium à des fins de rigidité, de faible poids et de stabilité thermique. L'ouverture de l'antenne est de 4.2 m x 1.7 m pour le concept A et 4.3 m x 1.8 m pour le concept B. Chaque satellite possède deux réseaux de sources d'illumination en bande X et bande Ku pour la génération de multiple faisceau en élévation. Les sources de type antenne cornet corrugué sont optimisées pour chacune des fréquences, en plus de fonctionner en polarisation horizontale et verticale. En effet, les paramètres d'optimisation des sources sont le niveau de SLL pour diminuer l'amplitude des

ambiguïtés, le niveau de contra-polarisation ainsi que le chevauchement des faisceaux élévation. Le processus de génération des divers faisceaux, présenté à la Figure 3.7 tirée de [2], est identique pour les deux concepts. Les réseaux de distribution pour générer les faisceaux sont équipés d'interrupteurs (*switch* en anglais) pour alimenter un nombre spécifique de cornets parmi les antennes sources disponibles [36]. Chaque faisceau rayonné par le réflecteur est donc incliné en élévation selon la position du centre de phase de chaque sous-section d'antennes cornets alimentées. Pour le concept A, sept faisceaux sont générés pour couvrir une fauchée totale de plus de 100 km, tandis que six faisceaux sont générés pour le concept B pour la même fauchée. En bande Ku, des directivités maximales de 49.7 dBi pour le concept A et 48.8 dBi pour le concept B sont atteintes [37] [38].

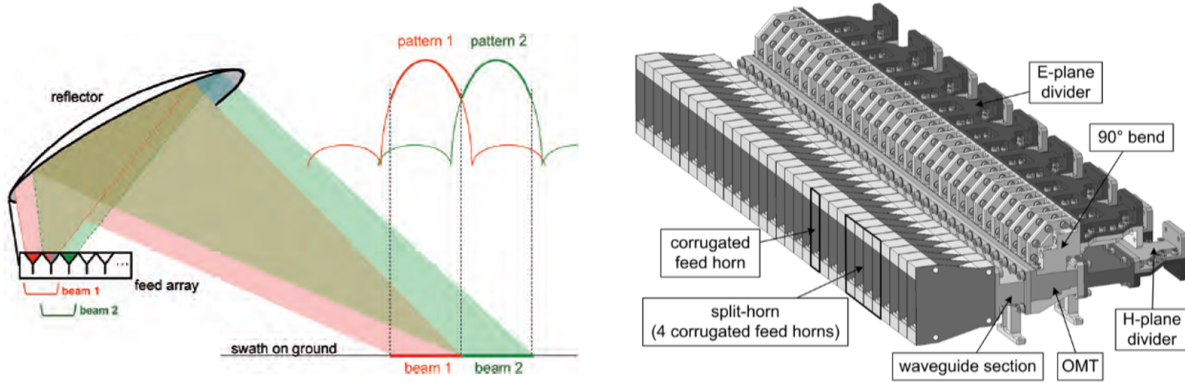


Figure 3.7 Génération multiple faisceau (à gauche) à l'aide de réseaux d'antennes cornets corrugués (à droite) [2]

Les requis de mission RSO des deux concepts CoReH2O et les prédictions des performances radars sont présentés au Tableau 3.2. Pour satisfaire les requis de la mission, le concept A génère une puissance moyenne de 230 W en bande X et 196 W en bande Ku pour un rapport cyclique de 10.0%. Le rapport cyclique est ratio entre la durée du pulse et le délai de répétition du pulse défini par $\tau_p \cdot \text{PRF}$. Le concept B fournit une puissance moyenne de 310 W en bande X et 380 W en bande Ku pour rapport cyclique de 16.3%. Selon les différents faisceaux générés par le radar, des fréquences de répétition du pulse de 6300 Hz à 6790 Hz sont utilisées pour le concept A et 5570 Hz à 6710 Hz sont utilisées pour le concept B. Bien que l'électronique haute fréquence des deux systèmes est capable d'opérer

avec une largeur de bande d'au moins 20 MHz, des largeurs de bande plus petites pour le signal pulsé sont suffisantes pour satisfaire les résolutions spatiales nécessaires à la mission. En effet, des largeurs de bandes inférieures à 5 MHz permettent des résolutions spatiales $\delta_{az} \times \delta_p$ inférieures au requis de 50 m x 50 m. Les largeurs de bande du signal pulsé varient selon l'angle d'incidence des multiples faisceaux en élévation pour obtenir une certaine résolution géométrique projetée au sol. La puissance moyenne et les largeurs de bandes des deux concepts permettent aussi de satisfaire les requis de sensibilité du système NESZ pour chaque bande de fréquence, et ce pour tous les faisceaux générés selon l'élévation. Le ratio total des ambiguïtés TAR (*Total ambiguity ratio*) demandé pour la mission correspond à la somme des ambiguïtés en portée et des ambiguïtés en azimuth par rapport à la puissance du signal désiré. Il s'agit plus spécifiquement de la somme des équations 2.25 et 2.28 pour chaque point au sol. Les deux concepts rencontrent le requis de TAR d'au plus de -20 dB pour tous les faisceaux. Les largeurs de faisceaux en élévation permettent d'atteindre une largeur de fauchée de plus de 100 km en utilisant une plage d'angle d'incidence de moins de 10° pour les deux concepts.

Tableau 3.2 Requis de mission RSO pour CoReH2O et performances estimées des deux concepts A et B

Paramètres	Requis de mission		Concept A		Concept B	
	VV	VH	VV	VH	VV	VH
NESZ, bande X	≤ -23 dB	≤ -27 dB	-28 dB	-27.8 dB	-28.9 dB	-29.3 dB
NESZ, bande Ku	≤ -20 dB	≤ -25 dB	-25.5 dB	-25.8 dB	-24.9 dB	-25.3 dB
TAR	≤ -20 dB		-21.5 dB		-20.1 dB	
Angle d'incidence	30.0° à 45.0°		36.1° à 45.0°		38.8° à 44.8°	
Largeur de fauchée	≥ 100 km		101.4 km		100.1 km	
Résolution spatiale	≤ 50 m x 50 m		48.6 m x 48.7 m		48.4 m x 49.2 m	

3.2.2 Mission TSMM

La mission de masse de neige terrestre TSMM (*Terrestrial Snow Mass Mission*) est développée par l'Agence spatiale canadienne et une équipe contractuelle formée de Airbus, C-CORE, Magellan et H2O Geomatics [6]. Il s'agit d'une mission RSO principalement pour

la télédétection des caractéristiques de la neige. Un second objectif est la télédétection des propriétés de la glace et des vents en mer. Les fréquences utilisées sont 13.5 GHz et 17.2 GHz pour les mesures de SWE par la diffusion de volume des microstructures de la neige. Des mesures effectuées en bande Ka, soit 18.7 GHz et 31.4 GHz, par la mission MetOp-SG sont anticipées pour ajouter un niveau de compréhension plus élevé aux données SWE prises par la mission TSMM. La topologie du satellite proposé pour la mission est illustrée à la Figure 3.8 tirée de [6]. La forme prisme triangulaire du satellite permet de répartir efficacement les sous-systèmes. Les deux côtés du satellite ne pointant pas vers la terre sont constitués des panneaux solaires et du radiateur pour dissiper la chaleur du satellite. La troisième face du satellite orientée vers la terre est constituée de l'antenne RSO. Il s'agit d'une antenne de type DRA qui contient une série de guides d'ondes à fentes fonctionnant aux fréquences 13.5 GHz et 17.2 GHz, et ce pour des polarisations linéaires horizontale et verticale. Comme il est observé à la Figure 3.9 tirée de [6], une paire de guides d'ondes à fentes est utilisée pour rayonner des ondes électromagnétiques en polarisation horizontale et verticale. Le guide d'onde à fentes pour la polarisation horizontale est conçu avec un guide d'onde strié (*ridged waveguide*) pour assurer la propagation des modes fondamentaux à 13.5 GHz et 17.2 GHz.

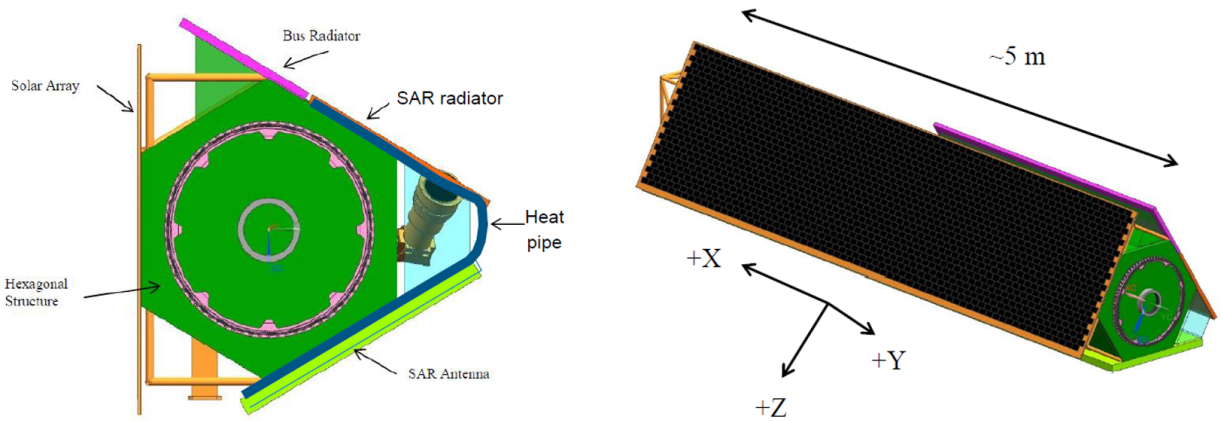


Figure 3.8 Topologie du satellite RSO pour la mission TSMM [6]

L'antenne réseau RSO comprend 64 rangées de guides d'onde à fentes double bande et double polarisation qui sont divisées en six colonnes avec 32 centres de phase indépendants en élévation. Cette configuration permet de générer 18 faisceaux en élévation pour obtenir une largeur de fauchée totalisant 506 km au sol. Des angles d'incidence de 23° à 50° sont

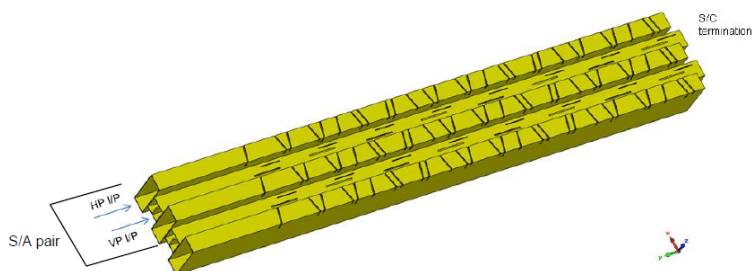


Figure 3.9 Réseau d'antennes guides d'onde à fentes double bande et double polarisation pour la mission RSO TSMM [6]

nécessaire pour obtenir cette fauchée. Les paramètres RSO pour la mission TSMM sont résumés au Tableau 3.3. Les performances estimées sont atteintes avec un PRF variant de 3450 Hz à 3600 Hz, une puissance moyenne de 288 W, soit une puissance maximale pulsée de 2880 W avec un rapport cyclique de 10%. Comme CoReH2O, des largeurs de bandes du signal pulsé plus petites que 20 MHz sont suffisantes pour atteindre les requis de résolution spatiale au sol. En effet, des requis de résolution de 250 m x 250 m sont évalués pour la mesure des caractéristiques de la neige au sol. Toutefois, le système RSO est capable d'entrer en mode haute résolution avec des résolutions au sol de 50m/25m. Les performances RSO estimées sont illustrées à la Figure 3.10 tirée de [6]. Les requis de ratios d'ambiguïtés en portée et en azimuth DTAR (*Distributed target Ambiguity Ratio* mentionné ici) de moins de -20 dB sont satisfaits pour tous les 18 faisceaux en élévation. Malgré un seul faisceau marginal à 17.2 GHz, les requis de NESZ sont aussi respectés. Cette mission RSO est toujours en développement, et représente un point de repère important pour le projet de recherche décrit dans ce mémoire.

Tableau 3.3 Requis de mission RSO pour TSMM

Paramètres	Requis de mission
Fréquences	13.5 GHz & 17.2 GHz
Polarisation	VV & VH
Résolution spatiale	250 m x 250 m
Angle d'incidence	23° à 50°
NESZ à 13.5 GHz	≤ -26 dB
NESZ à 17.2 GHz	≤ -25 dB
DTAR	≤ -20 dB

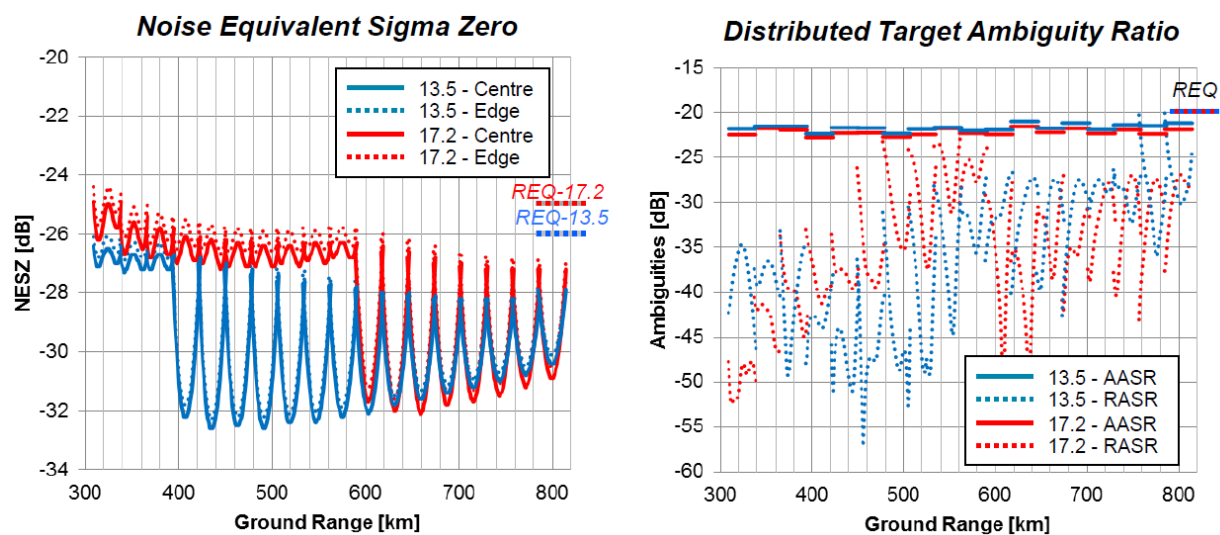


Figure 3.10 NESZ estimé à gauche et rapports des ambiguïtés RASR et AASR estimées à droite de la mission RSO TSMM [6]

CHAPITRE 4 DÉFINITION DES REQUIS D'ANTENNE RSO

Ce chapitre présente l'analyse du système radar à synthèse d'ouverture pour initialiser le développement de l'antenne. Des paramètres orbitaux du nanosatellite et des requis de mission sont premièrement définis. Ces caractéristiques systèmes servent au choix des dimensions de l'antenne nécessaires pour atteindre les spécifications de mission. Les dimensions de la plateforme CubeSAT de 12U sélectionnée pour la mission sont aussi pris en considération pour le dimensionnement de l'antenne RSO. Une topologie d'antenne réseau réflecteur avec possibilité de déploiement mécanique est finalement proposée.

4.1 Paramètres systèmes RSO

Les paramètres orbitaux et les requis de mission RSO sont établis à l'aide du consultant le Dr Guy Séguin de la compagnie INSARSAT Inc. Ceux-ci sont résumés au Tableau 4.1. L'altitude du nanosatellite est établie selon l'orbite de la station spatiale internationale, soit environ 400 km au-dessus de la surface terrestre. En effet, la station est équipée d'un système de lancement de satellite CubeSat à bord. Un angle d'incidence de 20° est sélectionné avec une largeur de fauchée minimale de 20 km. Toutefois, une largeur de fauchée accessible de 160 km est préférée si une application à multiple faisceau en élévation est développée. Un des désavantages d'une plateforme nanosatellitaire de type CubeSat est sa capacité à pouvoir emmagasiner suffisamment d'énergie. En effet, le volume du satellite limite le nombre de batteries en orbite. Un projet de développement dirigé par NASA démontre la possibilité d'utiliser un système opérant à 100 W sur un CubeSat 3U [39]. Ainsi, une puissance moyenne de 100 W est estimée pour les paramètres de missions RSO. En effet, un CubeSat 12U étant plus volumineux est capable de produire plus de puissance.

Tableau 4.1 Paramètres et requis de mission RSO pour télédétection de neige

Paramètres	Requis pour mission RSO
Fréquence	17.2 GHz & 13.6 GHz
Polarisation	VV & VH
Altitude du satellite	400 km
Largeur de fauchée	20 km
Fauchée accessible	160 km
Angle d'incidence	20°
Puissance moyenne	100 W
NESZ	-17 dB
RASR	-20 dB
AASR	-20 dB
Résolution spatiale	50 m x 50 m

Similairement à CoReH20 [2] et au mode haute résolution de TSMM [6], un requis de résolution spatiale de 50 m x 50 m est appliqué. Selon l'équation 2.17, on retrouve une largeur de bande de signal pulsé minimale de 8.77 MHz. Pour un angle d'incidence de 20°, une largeur de bande de $B = 9$ MHz est sélectionnée pour la résolution spatiale. La vitesse du satellite sur une orbite circulaire est définie par [17] :

$$V_{sat} = \sqrt{\frac{g_T M_T}{r_T + H_s}} \quad (4.1)$$

où $g_T = 6.674 \times 10^{-11} m^3 kg^{-1} s^{-2}$ est la constante gravitationnelle, $M_T = 5.972 \times 10^{24} kg$ la masse de la Terre, $r_T = 6371 km$ est le rayon de la Terre et H_s est l'altitude du satellite en orbite. On retrouve une vitesse de $V_{sat} = 7669 m/s$.

4.2 Dimensionnement de l'antenne réseau réflecteur

À partir de l'équation 2.22, il est maintenant possible de fixer la limite inférieure théorique de l'aire de l'ouverture de l'antenne RSO. On retrouve $A_{ant} > 0.2763 \text{ m}^2$ à 17.2 GHz et $A_{ant} > 0.3494 \text{ m}^2$ à 13.6 GHz. Toutefois, la taille de l'antenne est aussi limitée par les dimensions du satellite CubeSAT et les possibilités de déploiement mécanique. La structure mécanique CubeSat 12U de Pumpkin Space System [40] est utilisée pour le développement du concept. La Figure 4.1 illustre les dimensions de la structure mécanique. La structure CubeSat 12U est équipée avec des interfaces mécaniques adaptées à la capsule de lancement. Ainsi, il est important de libérer l'accès à ces rails lors du lancement (identifié par l'interface de lancement à la Figure). En considérant une antenne réseau réflecteur ayant la capacité de se replier en plusieurs panneaux et que chaque panneau à une aire de surface équivalente aux faces de la structure, un nombre minimum de cinq panneaux est nécessaire pour satisfaire les requis RSO.

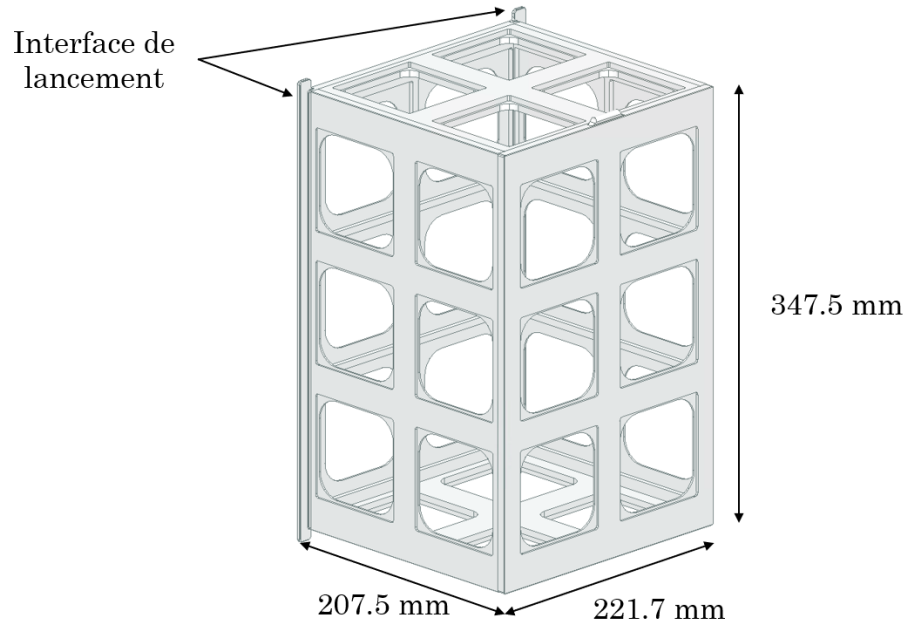


Figure 4.1 Géométrie de la structure mécanique d'un CubeSAT 12U

Un modèle comprenant une antenne réseau réflecteur divisée en 5 panneaux est présenté à la Figure 4.2. On y remarque aussi le processus de déploiement mécanique qui débute par le satellite en mode replié jusqu'à une antenne complètement ouverte prête à l'opération. Le concept utilise des charnières mécaniques entre chaque panneau donc l'ouverture peut être activée électriquement ou même par l'effet de température [41]. La possibilité d'inclure des panneaux solaires derrière l'antenne est aussi illustrée. Cette configuration *réseau réflecteur - cellules solaires* est actuellement présente sur le CubeSat ISARA [42]. La source d'illumination est un réseau d'antennes imprimées. Le modèle présenté à la Figure 4.2 fait objet d'illustration du déploiement mécanique et ne représente pas le concept final pour la mission RSO. La taille de l'antenne réseau réflecteur proposée est de 1.039 m x 0.337 m totalisant une surface de 0.35 m². Il est à noter que la topologie du déploiement de l'antenne n'obstrue pas l'interface mécanique de lancement de la structure du satellite.

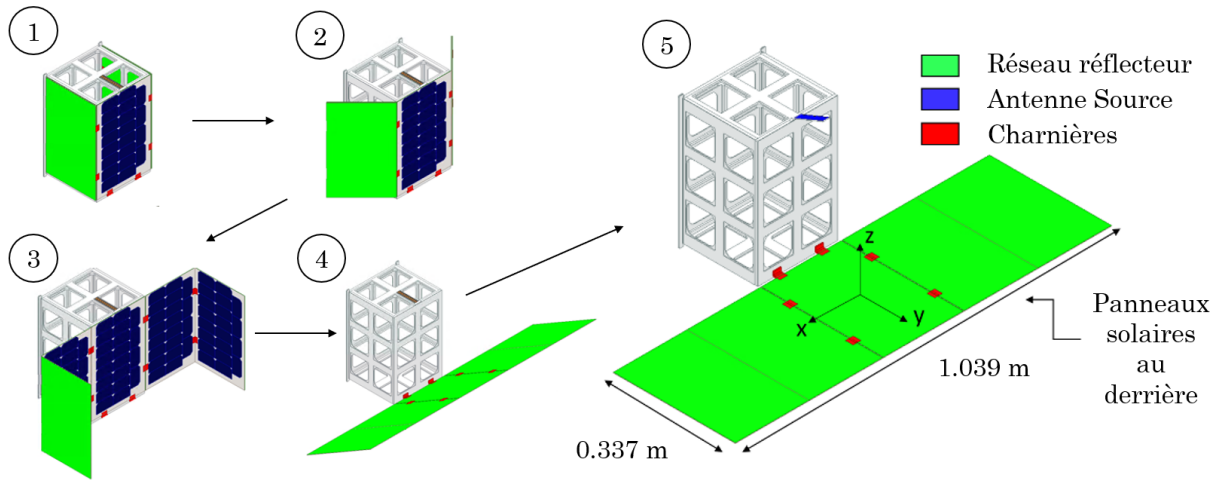


Figure 4.2 Déploiement du concept d'antenne réseau réflecteur pour mission RSO

Selon l'équation 2.7, une antenne à ouverture de 0.35 m² peut fournir une directivité maximale de 41.6 dB à 17.2 GHz et 39.6 dB à 13.6 GHz. Cependant, il est important de prendre en considération les efficacités d'illumination. Une antenne réseau réflecteur utilisant une source d'illumination optimisée peut atteindre une efficacité approximative de 60% [43], impliquant une diminution de -2.2 dB sous forme logarithmique. En sachant qu'une antenne

source est optimisée pour le concept illustré à la Figure 4.2, des gains d'antenne de 39.4 dB à 17.2 GHz et 37.4 dB à 13.6 GHz sont estimés pour l'analyse RSO.

Pour atteindre une fauchée accessible de 160 km, huit faisceaux en élévation produisant une largeur de fauchée de 20 km au sol sont nécessaires. L'augmentation de l'angle d'incidence réduit la largeur de bande du signal pulsé nécessaire pour le requis de résolution spatiale. De plus, chaque faisceau doit utiliser des PRF différents pour éviter des interférences de transmission, puisque la même antenne est utilisée pour la transmission et la réception des impulsions. Les interférences des impulsions sont retrouvées à partir de [17]

$$\begin{aligned} \frac{\text{Frac}(\frac{2R_N\text{PRF}}{c})}{\text{PRF}} &< \tau_p + \tau_{rp} \\ \frac{\text{Frac}(\frac{2R_F\text{PRF}}{c})}{\text{PRF}} &< \frac{1}{\text{PRF}} - \tau_{rp} \end{aligned} \quad (4.2)$$

où R_N et R_F représente les distances de portée limite du faisceau. La fonction $\text{Frac}()$ est le résiduel de la fraction. La sélection du PRF est facilitée à l'aide du diagramme fréquentiel illustré à la Figure 4.3. Les fauchées des faisceaux sont distribuées sur l'échelle du PRF afin d'éviter les interférences représentées par les régions bleues sur le graphique. Un rapport cyclique $\tau_p \cdot \text{PRF}$ de 10% est utilisé, similairement aux missions CoReH2O et TSMM. Les PRF sélectionnées varient de 5850 Hz à 6150 Hz. Les paramètres des huit faisceaux nécessaires à la fauchée de 160 km sont résumés au Tableau 4.2. L'interférence du nadir n'est pas prise en considération puisqu'elle est atténuée par l'effet du diagramme de rayonnement à deux sens (transmission et réception) de l'antenne RSO [2].

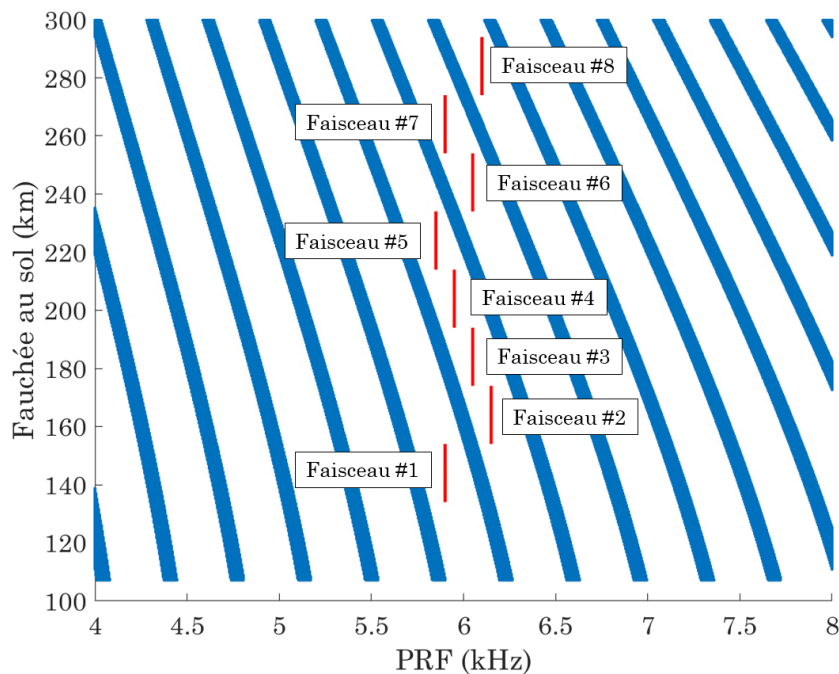


Figure 4.3 Diagramme fréquentiel d'interférence des faisceaux projetés au sol pour sélection du PRF

Tableau 4.2 Paramètres de transmission des faisceaux en élévation de l'antenne système RSO

Faisceau	Angle d'incidence	Largeur de Faisceau	Largeur de bande du signal pulsé	PRF
1	20.0°	2.5°	9 MHz	5900 Hz
2	22.3°	2.5°	9 MHz	6150 Hz
3	24.7°	2.4°	9 MHz	6050 Hz
4	27.0°	2.3°	8 MHz	5950 Hz
5	29.2°	2.2°	8 MHz	5850 Hz
6	31.4°	2.1°	7 MHz	6050 Hz
7	33.4°	2.0°	7 MHz	5900 Hz
8	35.4°	1.9°	7 MHz	6100 Hz

L'Analyse RSO se concentre seulement sur le premier faisceau à angle d'incidence de 20°. Un budget de puissance est défini pour prédire le NESZ du système radar à partir de

l'équation 2.24. Les paramètres radars utilisés pour l'analyse sont décrits au Tableau 4.3. Des NESZ optimaux de -22.24 dB et -23.18 dB sont estimés aux fréquences 13.6 GHz et 17.2 GHz respectivement. Une figure de bruit de 0 dB est considérée puisque les caractéristiques du récepteur sont inconnues. Ce facteur est inclus dans la marge du NESZ par rapport au requis maximum de -17 dB, en plus de l'effet des diagrammes de rayonnement en transmission et en réception nécessaires pour la largeur de fauchée requise de 20 km.

Tableau 4.3 Paramètres radars du système RSO pour l'évaluation du NESZ du faisceau # 1

Paramètres	Freq 13.6 GHz	Freq 17.2 GHz	Commentaires
R_0	425.67 km		Distance en portée pour angle d'incidence à 20°
T°	290 °K		Température du système
F	0 dB		Figure de bruit du récepteur
B	9 MHz		Largeur de bande du signal pulsé
V_S	7669 m/s		Vitesse du satellite
θ_0	20°		Angle d'incidence
P_T	100 W		Puissance de transmission moyenne
P_{pk}	1000 W		Puissance maximale pulsée
G_T, G_R	37.4 dB	39.4 dB	Gain d'antenne en transmission et réception
λ	0.0220 m	0.0174 m	Longueur d'onde
c	299 792 458 m/s		Vitesse de la lumière
NESZ	-22.24 dB	-23.18 dB	NESZ optimal (requis < -17 dB)

CHAPITRE 5 CONCEPTION DE CELLULE ÉLÉMENTAIRE

Ce chapitre présente deux concepts de cellule unitaire pour réseau réflecteur en bande Ku. La première cellule unitaire est développée pour apprivoiser les outils de simulations électromagnétiques utilisant les conditions aux frontières périodiques infinies et les méthodes de fabrication d'un réseau réflecteur. Il s'agit d'une cellule unitaire double polarisation linéaire à 17.2 GHz. Le second concept est une cellule élémentaire développée dans le cadre de ce projet de recherche permettant le contrôle de phase indépendant pour chaque polarisation linéaire à 13.6 GHz et 17.2 GHz. Les deux cellules ont été analysées à l'aide du logiciel de simulation HFSS [11]. Pour chaque concept, un prototype d'antenne réseau réflecteur de 15 cm x 15 cm est simulé à partir du même outil de simulation. Les deux prototypes ont été fabriqués, et leurs performances ont été caractérisées à partir de tests réalisés dans une chambre anéchoïque.

5.1 Cellule élémentaire simple bande

Pour se familiariser avec les outils de conception d'un réseau réflecteur, une première cellule élémentaire est analysée. Pour faciliter le processus de développement de la cellule, une seule fréquence d'opération est exploitée, soit 17.2 GHz. Toutefois, l'objectif est toujours d'obtenir un contrôle de phase indépendant pour chaque polarisation linéaire. Le développement débute avec une cellule élémentaire déjà existante tirée de [7]. Celle-ci est illustrée à la Figure 5.1. La topologie est similaire à la cellule présentée au Chapitre 3. L'élément est constitué d'une structure double couche de substrats diélectriques. Pour chaque polarisation, quatre dipôles imprimés avec longueurs variables servent au contrôle de la phase de l'onde électromagnétique réfléchie. Les éléments imprimés sont disposés de façon à optimiser la surface du réseau réflecteur et maximiser plage de longueur pour le contrôle de phase. Ainsi, les éléments orthogonaux X et Y sont décalés d'une demi-période. De plus, la symétrie du concept assure un niveau très bas de contra-polarisation.

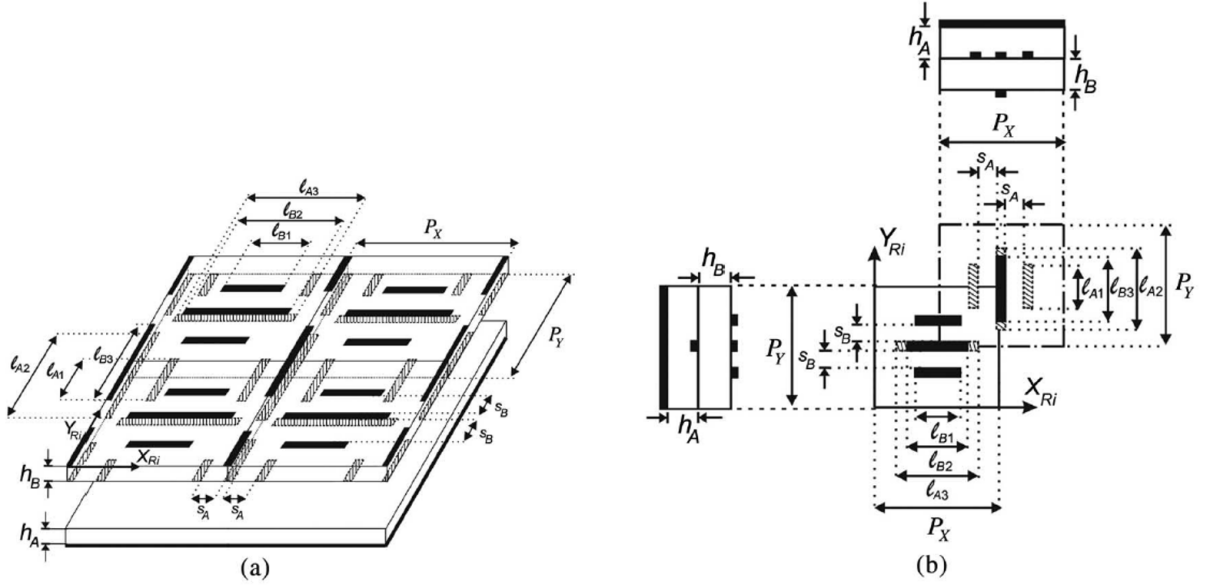


Figure 5.1 Topologie de la cellule élémentaire simple bande double polarisation ©2015 IEEE [7]

La proposition initiale de cette cellule élémentaire est pour une application satellitaire de télécommunication en bande Ku à 12.6 GHz. Les paramètres géométriques de la cellule dans [7] permettent d'obtenir une plage dynamique de déphasage de plus de 600° avec une périodicité de $P_X = P_Y = 12mm$, soit $0.5\lambda_0$ à la fréquence d'opération centrale. La simplicité du concept et les excellentes performances électromagnétiques en font un candidat idéal pour la familiarisation du processus de développement d'un réseau réflecteur.

5.1.1 Adaptation de la cellule élémentaire simple bande

La cellule élémentaire du réseau réflecteur présentée dans [7] est développée pour opérer à 12.6 GHz. Pour que le même concept fonctionne à 17.2 GHz, les paramètres géométriques de la cellule élémentaire doivent être ajustés pour atteindre une plage dynamique de déphasage suffisante. Le logiciel de simulation électromagnétique par éléments finis HFSS est utilisé pour analyser les performances électromagnétiques de la cellule réseau réflecteur. Les conditions aux frontières périodiques infinies font aussi part des simulations. Avec un port d'excitation de Floquet émulant une onde plane incidente sur le réseau réflecteur, le logiciel de simulation extrait une matrice de paramètres S représentant les paramètres de transmis-

sion et de réflexion des modes de Floquet TE_{mn} et TM_{mn} sous forme complexe. Le standard matriciel de HFSS pour les modes de Floquet TE_{00} et TM_{00} est défini par :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{TE_{00},TE_{00}} & \Gamma_{TE_{00},TM_{00}} \\ \Gamma_{TM_{00},TE_{00}} & \Gamma_{TM_{00},TM_{00}} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Ainsi, pour une onde plane incidente se propageant dans le plan $\phi_0 = 0^\circ$, le mode TE_{00} correspond à la composante de polarisation du champ E selon l'axe Y et le mode TM_{00} correspond à la composante de polarisation incluant des composantes de champ E selon X et selon Z . Cette convention est utilisée tout au long du mémoire.

Le réseau réflecteur utilisant la cellule élémentaire présentée dans [7] génère un faisceau d'antenne pointant dans la direction spéculaire par rapport à la source d'illumination. Ici, pour valider le concept adapté de la cellule élémentaire, le faisceau du réseau réflecteur pointe dans la direction normale de l'antenne. Il est donc possible que des réflexions spéculaires soient observées dans le diagramme de rayonnement en élévation de l'antenne. La périodicité des cellules composant le réseau réflecteur est un paramètre critique la synthèse du faisceau d'antenne. Il est mentionné dans [44] qu'une périodicité géométrique de $\lambda_0/3$ pour les cellules élémentaires d'un réseau réflecteur permet de diminuer le rayonnement spéculaire. Ainsi, la périodicité choisie pour la cellule adaptée est de 5.81mm, soit $\lambda_0/3$ à 17.2 GHz. De plus, ce paramètre empêche la propagation de modes supérieurs de Floquet évitant le rayonnement de lobes discordants. Il est important de vérifier lors des simulations que cette périodicité permet une plage dynamique de déphasage suffisante avec la longueur des dipôles imprimés.

Le type de substrat diélectrique choisi pour la cellule unitaire est le RO3003 de Rogers Corporation. Il s'agit d'un matériau pour circuits à haute fréquence avec une permittivité relative très basse, soit $\varepsilon_r = 3 \pm 0.04$. De plus, la permittivité relative conseillée par le fabricant pour la conception est la même. En effet, comme mentionné dans [3], la permittivité relative réelle peut dévier des caractéristiques de fabrication décrites dans les fiches techniques. De plus, le RO3003 possède un coefficient d'expansion thermique relativement bas dans l'axe transversal du substrat, soit 24 ppm/°C. Par comparaison, le RT/duroid5880, un matériel très populaire pour la fabrication de circuit à haute fréquence, a un coefficient d'expansion

thermique de $173 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ dans son axe transversal. Ainsi, l'utilisation du RO3003 est idéal pour la conception d'un réseau réflecteur double couche pour une application spatiale puisque les effets de température sur l'épaisseur du substrat sont minimisés, et par conséquent, les performances électromagnétiques des cellules élémentaires demeurent stables. L'adhésif recommandé par le fabricant pour lier les deux substrats diélectriques est le Bondply 2929. La permittivité relative est de 2.94 ± 0.04 et l'épaisseur utilisée est de 0.076 mm .

Pour optimiser le temps de simulation, le modèle représentant la cellule élémentaire simple bande est de taille équivalente à la périodicité. Les éléments horizontaux selon l'axe X sont centrés tandis que les éléments verticaux selon l'axe Y sont subdivisés aux quatre coins de la structure, comme le démontre la Figure 5.2. Les conditions aux frontières périodiques font en sorte de reconstruire les structures verticales correctement. Le port d'excitation de Floquet est positionné sur la partie supérieure de la cellule à une distance de $\lambda_0/2$, de telles sortes que la polarisation du mode TE_{00} coïncide avec l'axe X et la polarisation du mode TM_{00} avec l'axe Y pour une onde plane incidente à $\theta_0 = \phi_0 = 0^\circ$.

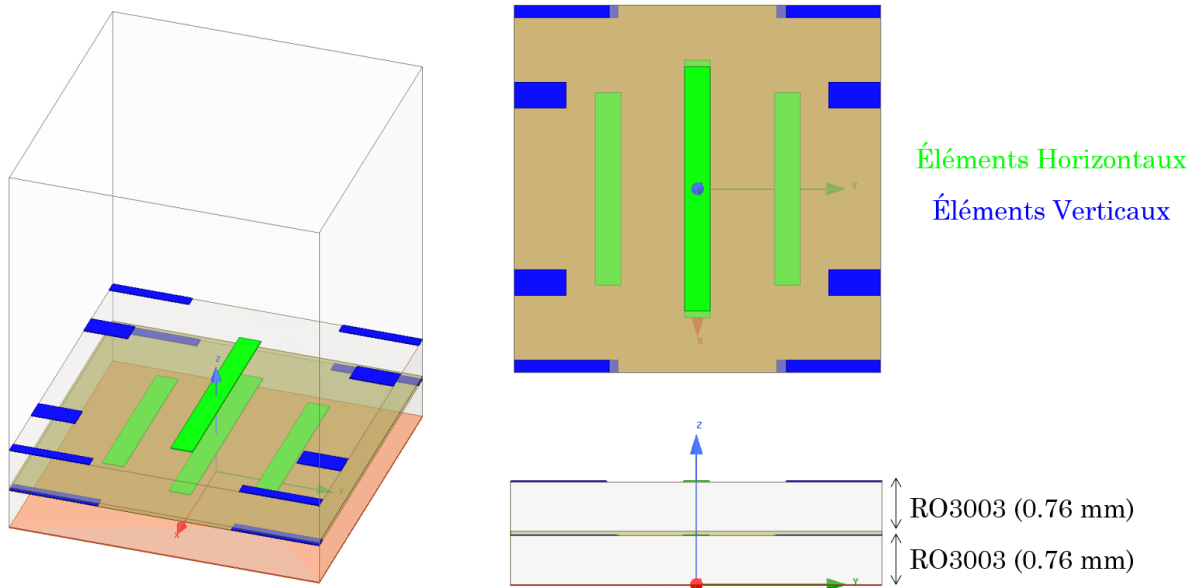


Figure 5.2 Modèle de simulation de la cellule élémentaire simple bande double polarisation

Une analyse des paramètres géométriques illustrés à la Figure 5.1 est effectuée à l'aide du logiciel HFSS. L'objectif est d'obtenir une plage dynamique de déphasage de 360° pour les

deux polarisations en variant la longueur des dipôles imprimés. Les paramètres de contrôles de phase sont l_{B2} pour les éléments horizontaux et l_{A2} pour les éléments verticaux. Les longueurs des dipôles voisins sont proportionnelles aux mêmes paramètres de contrôles à des facteurs près. Les longueurs relatives des dipôles voisins et leur espacement influencent la plage dynamique de déphasage, mais aussi la linéarité de déphasage selon les paramètres de contrôle de phase l_{A2} et l_{B2} . Plus le contrôle de phase est linéaire, plus la largeur de bande intrinsèque de la cellule unitaire est grande [1]. Après plusieurs itérations de simulation, les paramètres géométriques fournis au Tableau 5.1 permettent des plages dynamiques de déphasage nécessaires à la réalisation du réseau réflecteur simple bande.

Tableau 5.1 Paramètres géométriques de la cellule élémentaire simple bande double polarisation

Paramètres géométriques horizontaux		Paramètres géométriques verticaux	
Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
P_X	5.81 mm	P_Y	5.81 mm
l_{B1}	$0.75l_{B2}$	l_{A1}	$0.55l_{A2}$
l_{B2}	Variable [2.54, 5.08] mm	l_{A2}	Variable [2.03, 4.57] mm
l_{A3}	$0.95l_{B2}$	l_{B3}	$1.1l_{A2}$
S_B	1 mm	S_A	1 mm
W_X	0.4 mm	W_Y	0.4 mm

Les performances simulées de la cellule élémentaire sont présentées aux Figures 5.3, 5.4, 5.5 pour la variation de longueur des éléments horizontaux et aux Figures 5.6, 5.7, 5.8 pour la variation de longueur des éléments verticaux. Les simulations sont effectuées à différents angles d'incidence θ_0 de 0° à 30° pour un $\phi = 0^\circ$. Les mêmes performances sont résumées au Tableau 5.2.

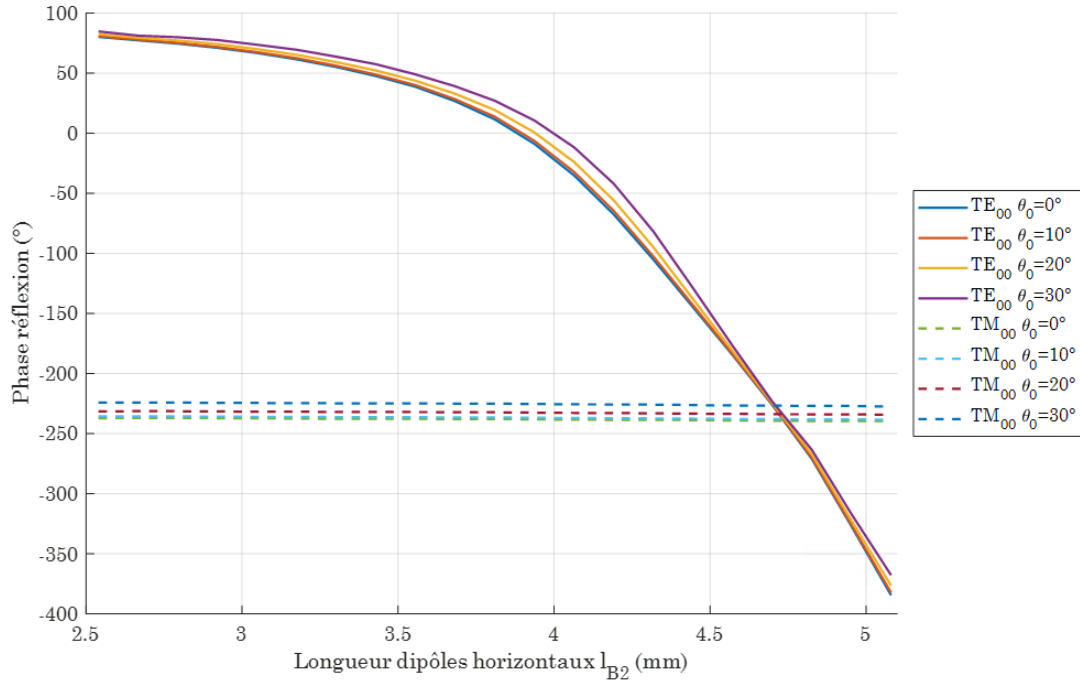


Figure 5.3 Plage dynamique de déphasage pour les éléments horizontaux

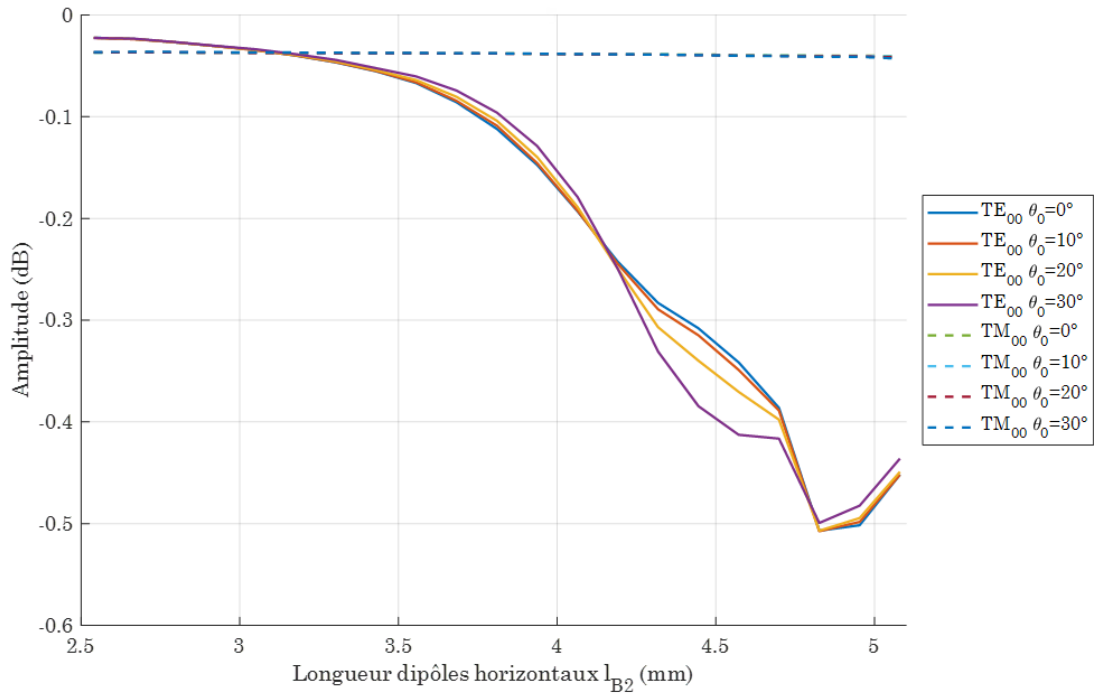


Figure 5.4 Pertes de réflexion pour les éléments horizontaux

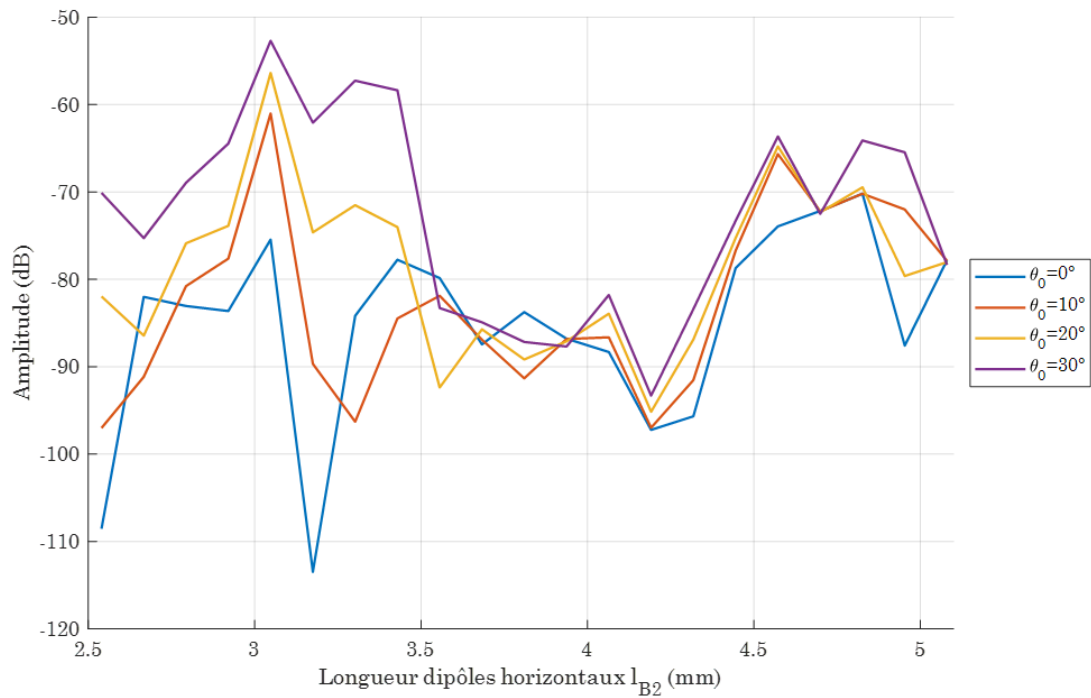


Figure 5.5 Réflexion contra-polarisée pour les éléments horizontaux

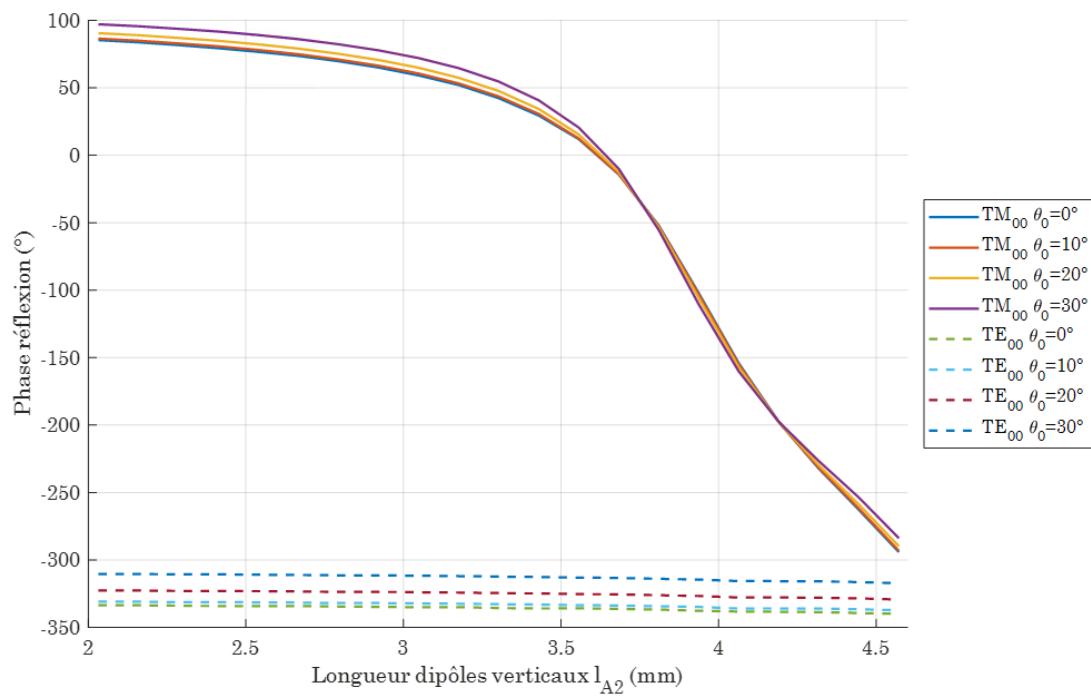


Figure 5.6 Plage dynamique de déphasage pour les éléments verticaux

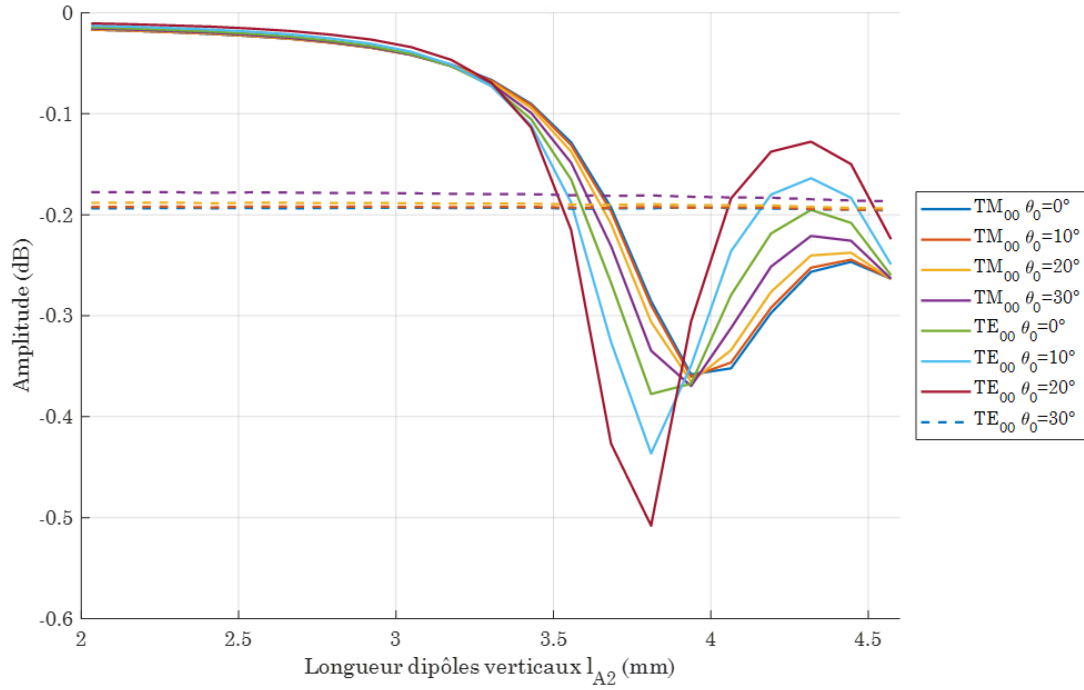


Figure 5.7 Pertes de réflexion pour les éléments verticaux

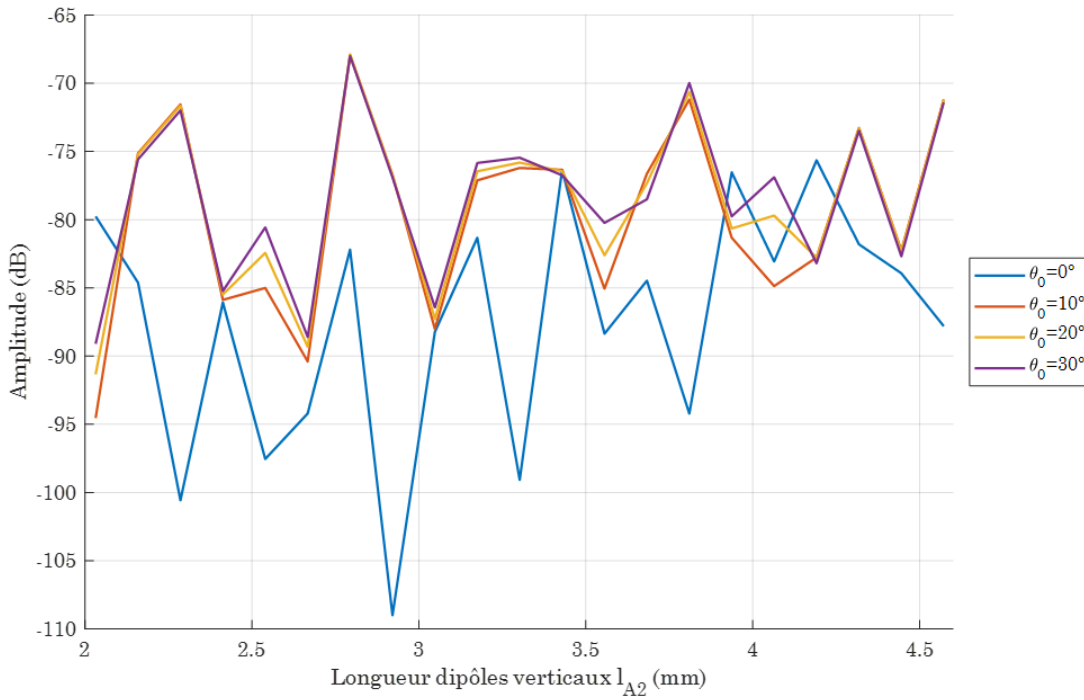


Figure 5.8 Réflexion contra-polarisée pour les éléments verticaux

Tableau 5.2 Performances simulées sur HFSS de la cellule unitaire simple bande double polarisation

Paramètres de contrôle de phase	Plage dynamique $\angle \mathbf{S}_{11}$	Plage dynamique $\angle \mathbf{S}_{22}$	Pertes réflexion $ \mathbf{S}_{11} , \mathbf{S}_{22} $	Couplage $ \mathbf{S}_{21} $
Longueur dipôle H, l_{B2}	$< 4^\circ$	$> 460^\circ$	-0.51 dB	-52.7 dB
Longueur dipôle V, l_{A2}	$> 380^\circ$	$< 7^\circ$	-0.51 dB	-68.1 dB

La variation de la longueur des dipôles imprimées produit une plage dynamique de déphasage suffisante pour le contrôle de phase parfait sur le réseau-rélecteur, soit plus de 460° à l'horizontale et plus de 380° à la verticale. La pire perte de réflexion est -0.51 dB pour les deux polarisations et se produit à l'angle d'incidence $\theta_0 = 30^\circ$. C'est aussi au même angle d'incidence que l'on retrouve le couplage le plus élevé pour chaque polarisation. Or, ces couplages demeurent sous un niveau raisonnable de -50 dB. Cela est confirmé par les plages dynamiques de déphasage faibles des polarisations inverses. En effet, la variation de la longueur des dipôles horizontaux peut produire une erreur maximale de 4° et les dipôles verticaux une erreur de 7° . Il est donc possible de choisir indépendamment les éléments horizontaux et verticaux lors de la réalisation du réseau réflecteur. Somme toute, les performances électromagnétiques de la cellule unitaire semblent se dégrader avec l'augmentation de l'angle d'incidence θ_0 . Il sera donc important de considérer cet angle pour chaque cellule élémentaire pour la conception de l'antenne.

5.1.2 Réalisation d'un prototype réseau réflecteur simple bande

Un prototype réseau réflecteur de 15 cm x 15 cm est réalisé à partir de la cellule unitaire simple bande double polarisation présentée à la section précédente. Pour les éléments en polarisation horizontale, cette dimension implique une grille rectangulaire de 625 éléments. Les éléments verticaux quant à eux sont disposés selon une grille rectangulaire de 576 éléments. La sélection des éléments s'effectue selon l'équation 2.6 pour générer un faisceau orienté dans la direction normale au réseau réflecteur, soit $\theta_0 = 0^\circ$. Pour chaque élément, la distance R_i entre sa position sur le réseau réflecteur $(x_i, y_i, 0)$ et le centre de phase de la source d'illumination $(0, -0.166\text{m}, 0.332\text{m})$ est calculée. La longueur des dipôles de l'élément unitaire est

sélectionnée selon le délai généré par cette même distance à corriger. Les requis de déphasage pour les polarisations H et V sont illustrés à la Figure 5.9. Il est possible d’observer que le requis de phase est différent pour les deux polarisations. En effet, les positions des deux types de cellules unitaires sont décalées d’une demi-période, nécessitant donc des délais différents. Une fonction Matlab est développée pour générer les dessins de fabrication sous la forme DXF (en anglais *Drawing Exchange Format*). Cette fonction utilise les coordonnées et les dimensions de chaque cellule sous forme de vecteurs et utilise la librairie *DXFLib* [45] pour créer un fichier *.dxf. La fonction est décrite en annexe C. Ce type de fichier peut être converti en format GERBER, généralement utilisé par les fabricants de circuits imprimés, ou peut être importé dans les logiciels de simulation électromagnétique pour construire les géométries à analyser. C’est le cas du modèle HFSS illustré à droite de la Figure 5.9. Le prototype réseau réflecteur est modélisé avec sa source d’illumination. La source est une antenne cornet de la compagnie ETS-Lindgren [46]. Ses performances de rayonnement sont résumées à l’annexe A. Afin de limiter la durée de simulation, l’espace de simulation est limité à deux régions localisées autour de la source d’illumination et du réseau réflecteur. Les volumes utilisent des conditions aux frontières FE-BI (*Finite Element Boundary Integral*). Il s’agit d’une méthode hybride regroupant les éléments finis et les méthodes intégrales pour calculer les champs électromagnétiques entre deux structures éloignées sans à avoir à analyser un seul grand volume. De cette manière, le nombre de discrétisations nécessaires pour l’analyse par éléments finis est diminué, et la simulation est accélérée. Le cornet utilisé en tant que source d’illumination est à simple polarisation. Deux simulations avec cornet pivoté de 90° sont nécessaires pour analyser les performances en polarisation horizontale et verticale.

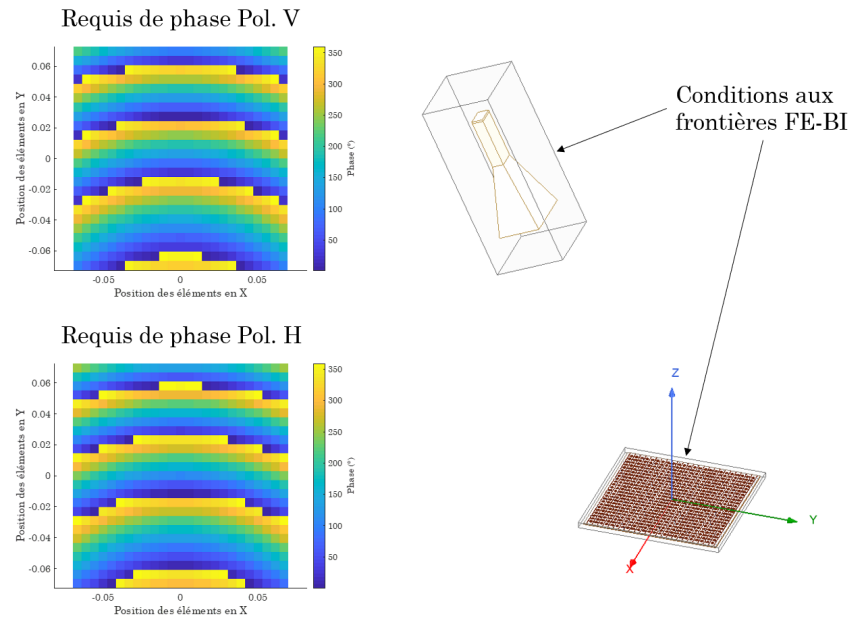


Figure 5.9 Requis de déphasage à gauche et modèle de simulation HFSS du prototype réseau réflecteur simple bande à droite

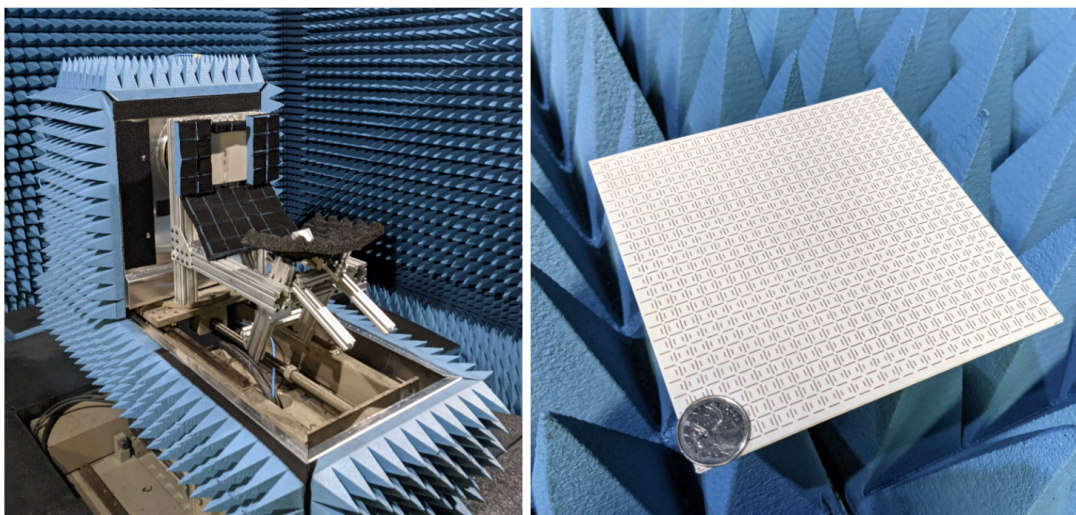


Figure 5.10 Configuration de test en chambre anéchoïque à gauche et prototype réseau réflecteur simple bande fabriqué à droite

Le prototype réseau réflecteur fabriqué est illustré à la Figure 5.10. Le prototype est testé dans la chambre anéchoïque du groupe de recherche Poly-Grames située à Polytechnique Montréal. Le prototype est monté sur une structure métallique pour positionner la source

d'illumination par rapport à la surface réfléchissante. Des cônes absorbant pour diminuer les réflexions parasites provenant de la structure. Les résultats illustrés aux Figures 5.11 et 5.12 démontrent des accords excellents avec les performances simulées à partir de HFSS pour la COPOL. En effet, des maximums de gain de 25.84 dB et 25.31 dB sont mesurés pour la polarisation H et V respectivement. Les gains simulés sont de 26.12 dB pour la polarisation H et 25.92 dB pour la polarisation V. Les diagrammes de rayonnement à la région angulaire $\theta < -20$ en élévation sont atténués par rapport aux simulations à cause de la présence de la structure métallique. De plus, des niveaux de XPOL plus élevés sont mesurés pour les deux polarisations, soit à -20 dB sous le niveau maximal de la COPOL. Cette augmentation de XPOL peut être causée par un mauvais alignement angulaire de la source d'illumination par rapport au réseau réflecteur. Somme toute, l'équation 2.6 pour la sélection des cellules unitaires et l'approximation périodique infinie pour l'évaluation de leurs performances sont de bons outils pour la conception d'une antenne à réseau réflecteur.

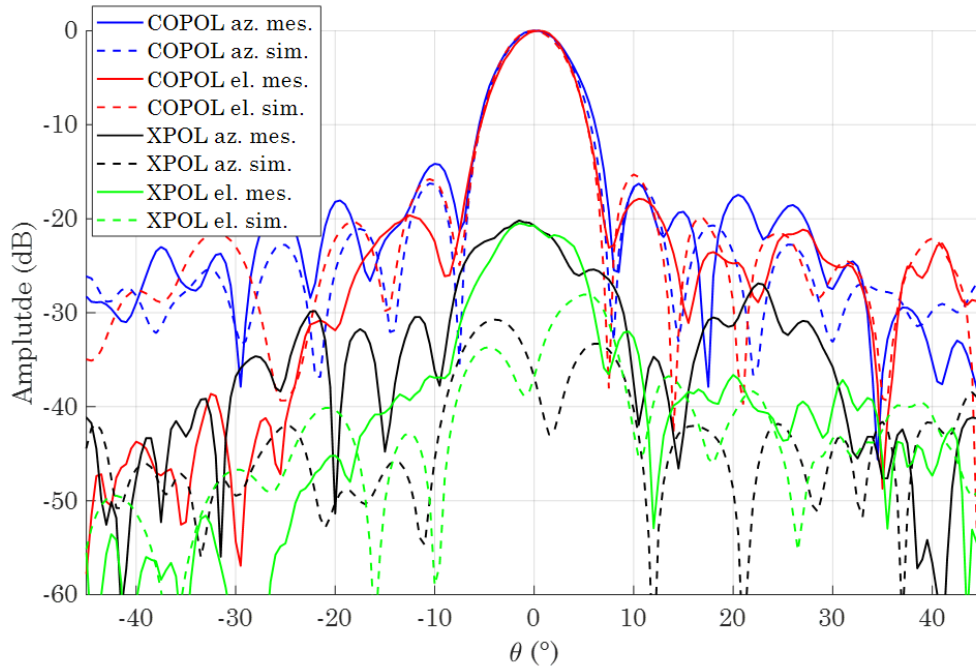


Figure 5.11 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur simple bande polarisation H à 17.2 GHz

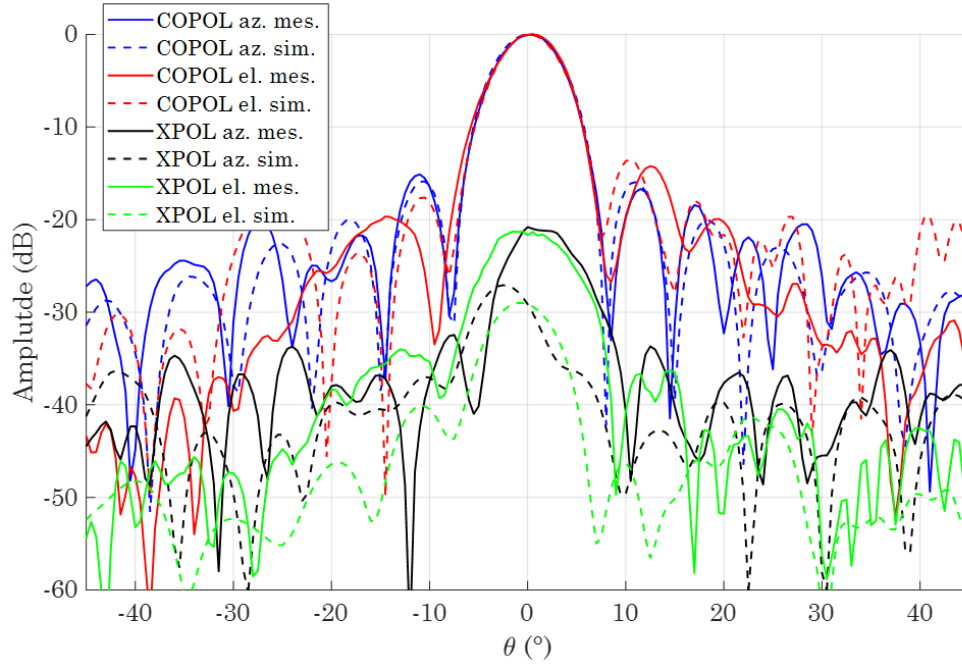


Figure 5.12 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur simple bande polarisation V à 17.2 GHz

5.2 Cellule élémentaire double bande

La cellule élémentaire présentée à la section précédente est pour la réalisation d'un réseau réflecteur simple bande. Toutefois, pour une mission RSO de télédétection de la neige en bande Ku, l'antenne doit fonctionner aux fréquences 13.6 GHz et 17.2 GHz. Il est donc nécessaire de concevoir une cellule élémentaire double bande et double polarisation. La largeur de bande maximale de 9 MHz requise pour la mission est relativement étroite par rapport à ces deux fréquences. Un des avantages d'une largeur de bande étroite est de pouvoir utiliser une des trois méthodes de contrôle de phase, soit la variation de la longueur d'une ligne de transmission d'un élément résonant. L'avantage de cette méthode est que le déphasage de l'onde réfléchie a un comportement linéaire par rapport à la longueur de la ligne de transmission [1]. Les prochaines sous-sections décrivent le processus de conception de ce type d'élément élémentaire pour l'application double bande et double polarisation.

5.2.1 Conception de la cellule élémentaire

Pour atteindre un contrôle indépendant du déphasage des ondes réfléchies pour chaque fréquence et polarisation, la cellule élémentaire doit être composée de quatre éléments distincts avec couplage mutuel très bas. De plus, à cause des angles d'incidence importants de la source d'illumination sur le réseau réflecteur, la périodicité de la cellule doit être plus petite que $\lambda_{17.2GHz}/2$ pour éviter tout rayonnement de lobes discordants. L'espace de conception de la cellule et la taille des éléments sont donc limités. Le dipôle imprimé est un élément idéal pour ce concept. Ce dernier possède une empreinte géométrique très petite sur la surface d'un réseau réflecteur et produit des rayonnements électromagnétiques polarisés selon sa longueur. La conception de la cellule élémentaire débute avec une structure simple fonctionnant à une seule fréquence 17.2 GHz et une seule polarisation linéaire verticale.

Élément simple

Selon [47], il est possible de coupler l'énergie d'une ligne de transmission de type microruban suspendue vers un dipôle imprimé en utilisant une ouverture en "H" dans le plan de masse supérieur. De cette manière, les lignes de transmission des dipôles ne génèrent pas de rayonnement affectant la phase des ondes réfléchies. Ce concept est reflété dans la topologie initiale de la cellule élémentaire à élément simple à la Figure 5.13. La cellule possède trois couches de substrats diélectriques. Les deux substrats du bas sont faits de RO3006 avec permittivité relative de $\varepsilon_r = 6.50$ et une épaisseur de 0.25 mm. Cette permittivité relative élevée permet de réduire la longueur d'onde guidée dans la ligne de transmission pour diminuer la taille nécessaire de la ligne microruban suspendue. Le substrat diélectrique du haut est fait de RO3003 à permittivité relative plus basse, soit $\varepsilon_r = 3$. L'épaisseur de ce substrat est de 0.76 mm. Comme mentionné plus haut, le plan de masse qui sépare la ligne de transmission du dipôle imprimé est constitué d'ouvertures en "H" pour coupler l'énergie de l'onde incidente vers la ligne de transmission. Cette même ligne de transmission est court-circuitée par un vias conducteur à son extrémité pour créer une réflexion totale. La puissance réfléchie est par la suite couplée par la fente, et rerayonnée par le dipôle imprimé. La phase de l'onde réfléchie est donc déterminée par la longueur de la ligne de transmission court-circuitée par

un facteur équivalent à $\angle \Gamma \approx 2\beta L$, où β est la constante de propagation dans la ligne de transmission et L est la longueur de la ligne microruban suspendue. La ligne de transmission est en forme d'arc de cercle pour optimiser l'espace disponible sachant que des lignes supplémentaires seront présentes. Des vias conducteurs à la masse sont placés tout autour de la ligne de transmission pour éviter la propagation d'ondes de surface dans les couches de substrats diélectriques du bas. Il est mentionné dans les sous-sections suivantes que ces vias sont aussi nécessaires à la réduction du couplage entre les éléments voisins.

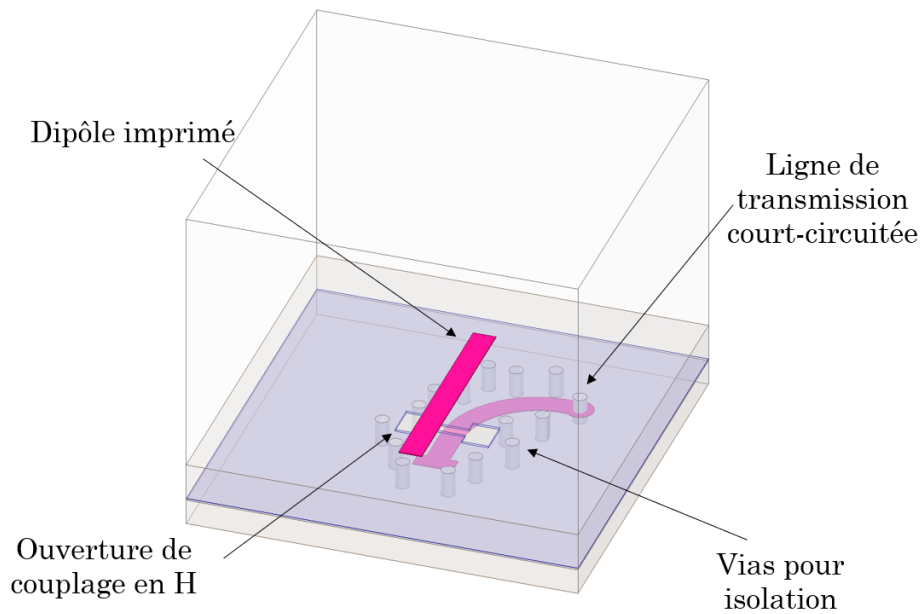


Figure 5.13 Topologie d'un élément simple polarisé V à 17.2 GHz

L'outil de simulation électromagnétique HFSS est utilisé pour optimiser les performances de la cellule élémentaire simple. Les conditions aux frontières périodiques infinies sont aussi configurées pour émuler l'environnement de l'antenne réseau réflecteur. Toutefois, le processus de développement de cet élément diffère de celui du concept simple bande double polarisation présenté à la section précédente. Ici, un port d'alimentation de ligne microruban suspendue est intégré à la simulation à la place du vias de court-circuit, comme illustré à la Figure 5.14. De cette façon, la cellule élémentaire se comporte comme une antenne périodique. L'objectif est d'adapter l'impédance de l'élément rayonnant, soit le dipôle imprimé et l'ouverture de couplage en "H", à l'impédance caractéristique de la ligne microruban suspen-

due. Ainsi, le transfert de la puissance de l'onde incidente vers la ligne de transmission est maximisé, ce qui augmente l'efficacité du contrôle de phase. La simulation HFSS fournit les résultats sous forme de paramètres S. La numérotation des ports est identifiée dans le Tableau 5.3. L'optimisation des performances de la cellule est effectuée avec une onde incidente parallèle au dipôle imprimé.

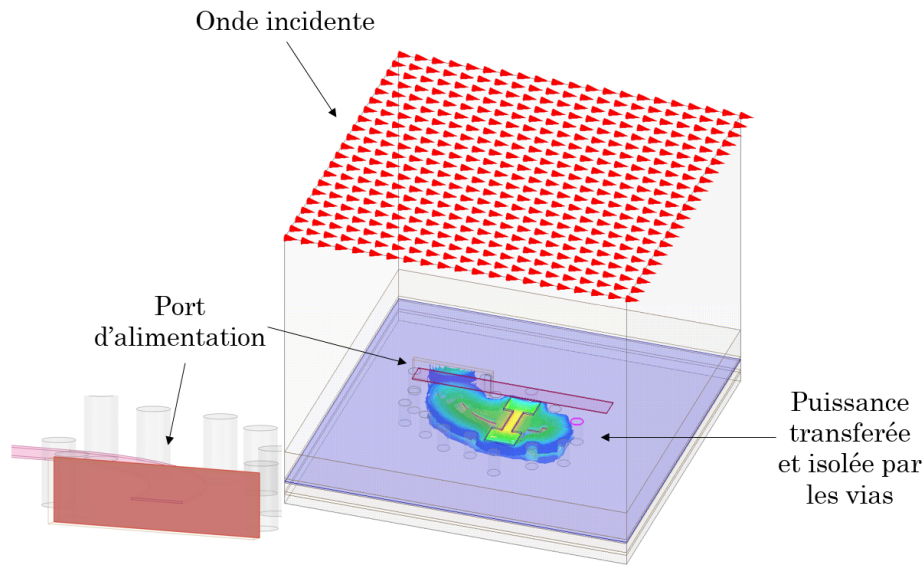


Figure 5.14 Configuration de simulation de la cellule élémentaire en tant qu'antenne périodique

Tableau 5.3 Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire simple

Numérotation des ports	Ports de simulation
1	Mode TE_{00} , port de Floquet
2	Mode TM_{00} , port de Floquet
3	Port microruban suspendue, 17.2 GHz-V

Une analyse paramétrique des dimensions de l'ouverture en "H" et du dipôle imprimé est effectuée. Une section d'adaptation additionnelle est ajoutée à la base de la ligne de transmission pour faciliter l'optimisation de la transmission de puissance. Après plusieurs

itérations de simulation électromagnétique, les performances illustrées à la Figure 5.15 sont obtenues. À 17.2 GHz, le coefficient de transmission du port d'alimentation microruban suspendue vers le mode TE_{00} est de $S_{31} = -0.48$ dB. De plus, les coefficients de réflexion optimaux des deux ports sont centrés à 17.2 GHz. Le coefficient de réflexion du port du mode TM_{00} est d'exactement $S_{22} = 0$ dB, signifiant que la totalité de l'énergie provenant de l'onde incidente verticale est réfléchie. Il s'agit d'un signe initial d'une réflexion contra-polarisée très faible de la cellule élémentaire simple.

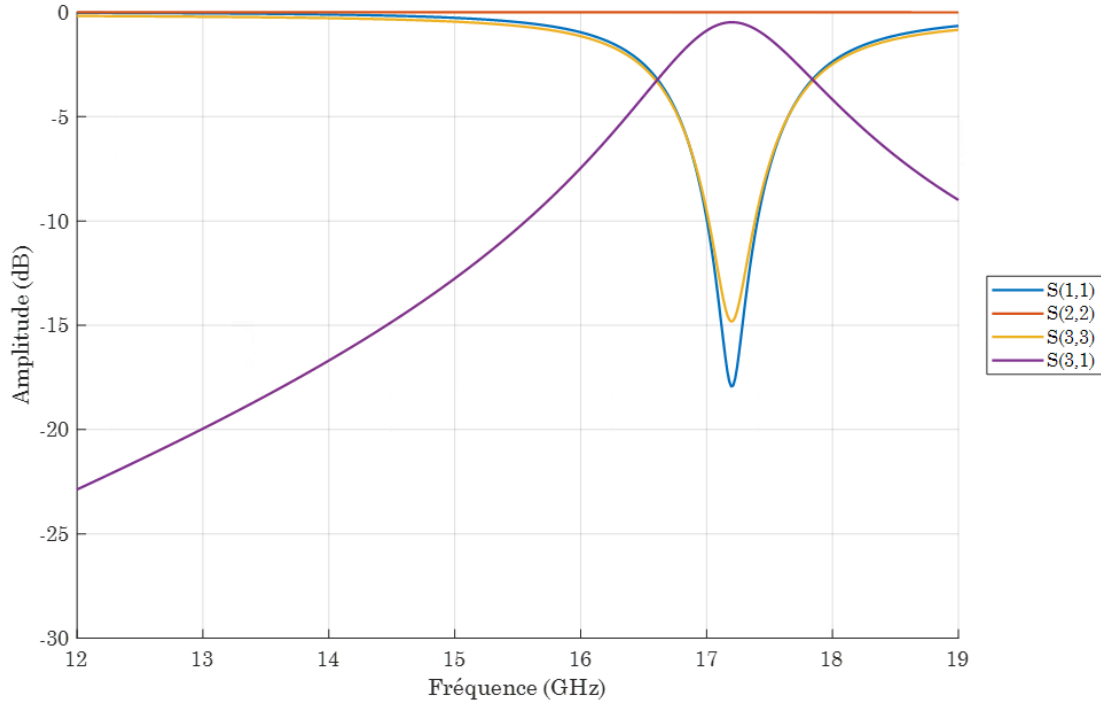


Figure 5.15 Paramètres S d'un élément simple polarisé V à 17.2 GHz

Élément double

Par la suite, suivant la même méthode de développement, une structure similaire est ajoutée au concept pour fournir un contrôle de phase à 13.6 GHz pour la polarisation verticale. Comme le démontre la Figure 5.16, les structures fonctionnant à 13.6 GHz sont décalées d'une demi-période des éléments fonctionnant à 17.2 GHz sur la grille du réseau réflecteur. Un second port d'alimentation est ajouté au modèle pour analyser les paramètres S. La définition des ports du modèle de simulation de la cellule élémentaire double est présentée

dans le Tableau 5.4. L'objectif de la simulation est le même que pour l'élément simple, soit d'optimiser le transfert de puissance de l'onde incidente vers la ligne de transmission à 13.6 GHz.

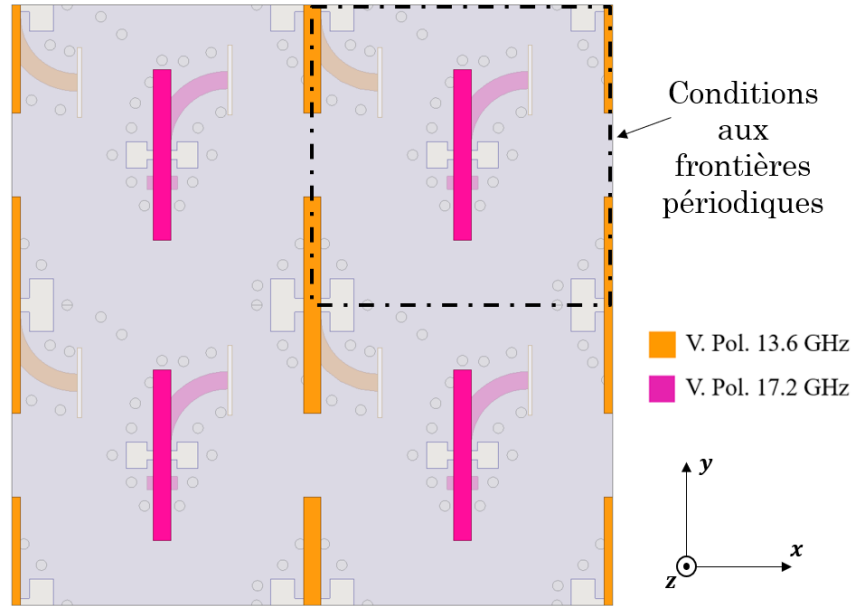


Figure 5.16 Topologie d'un élément double polarisé V à 13.6 GHz et 17.2 GHz

Tableau 5.4 Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire double

Numérotation des ports	Ports de simulation
1	Mode TE_{00} , port de Floquet
2	Mode TM_{00} , port de Floquet
3	Port microruban suspendue, 17.2 GHz-V
4	Port microruban suspendue, 13.6 GHz-V

Une analyse paramétrique des dimensions des structures de l'élément à 13.6 GHz est effectuée. Contrairement à l'élément opérant à la fréquence supérieure, une section d'adaptation n'est pas nécessaire pour optimiser le transfert d'énergie vers la ligne microruban suspendue. Les performances électromagnétiques de la cellule élémentaire double optimale

sont illustrées à la Figure 5.17. Les dimensions de l'élément à 17.2 GHz n'ont pas été modifiées lors de cette optimisation. Le coefficient de transmission du port d'alimentation 2 de la ligne de transmission vers le port du mode TE_{00} est maximal à 13.6 GHz avec une valeur de $S_{41} = -0.32$ dB. Similaire à l'élément voisin, les coefficients de réflexion S_{14} et S_{44} sont optimaux à 13.6 GHz. De plus, il est maintenant possible d'observer le couplage entre les éléments opérants à 13.6 GHz et 17.2 GHz avec le paramètre S_{43} . Malgré la présence des vias conducteur d'isolation au niveau des lignes microrubans suspendues, un couplage de -23.3 dB et -17.7 dB sont observés à 13.6 GHz et 17.2 GHz respectivement. Toutefois, l'amplitude de ces valeurs demeure relativement basse évitant un risque d'erreur de contrôle de phase lors de la réalisation du réseau réflecteur. Les performances électromagnétiques de l'élément opérant à 17.2 GHz n'ont pas été influencées par l'ajout des nouvelles structures.

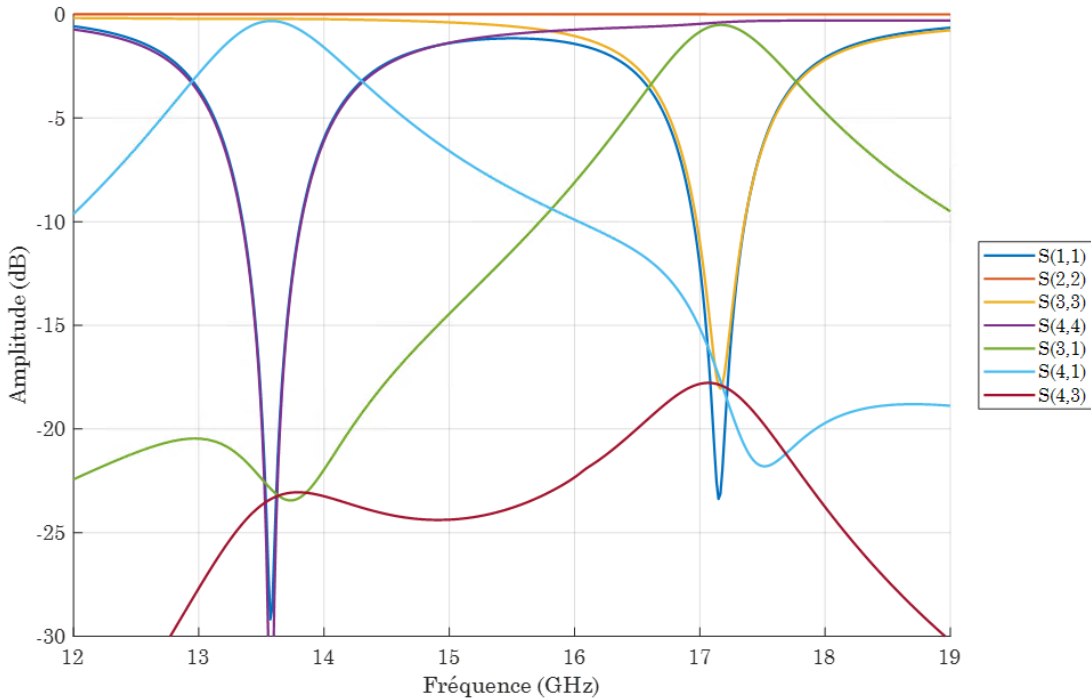


Figure 5.17 Paramètres S d'un élément double polarisé V à 13.6 GHz et 17.2 GHz

Élément quadruple

Les éléments polarisés verticalement sont désormais optimaux pour les fréquences 13.6 GHz et 17.2 GHz. Il est donc possible d'intégrer les éléments polarisés horizontalement. Pour

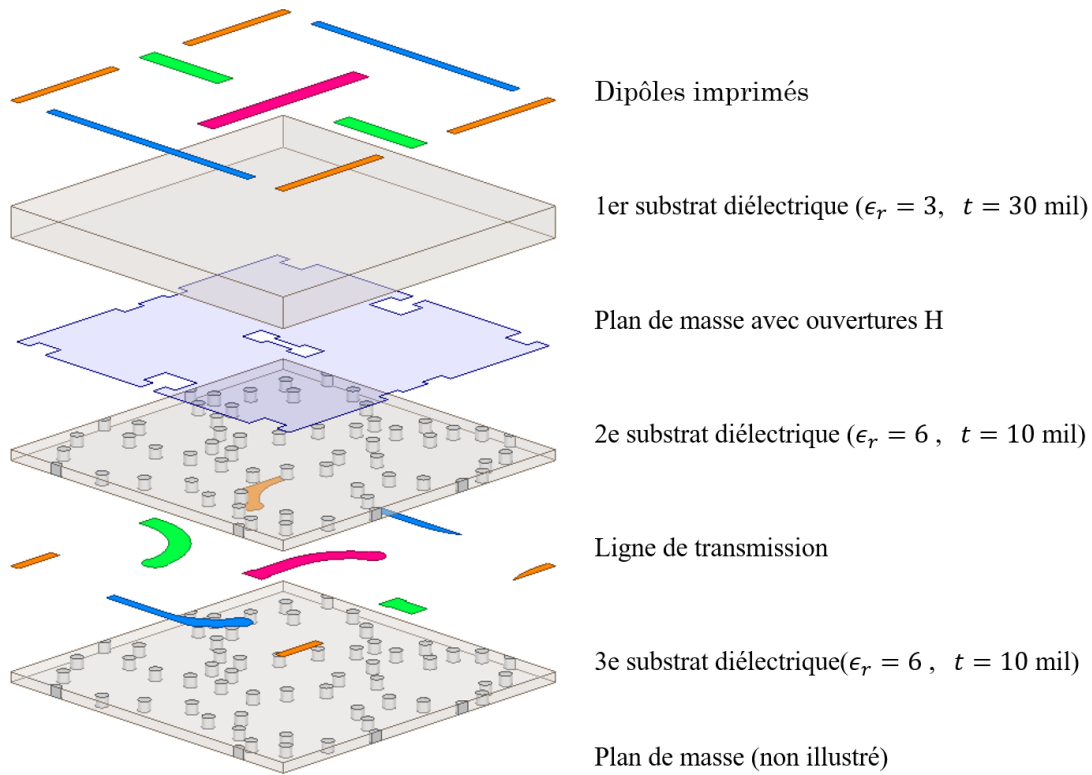


Figure 5.19 Composition multi-couche de la cellule élémentaire double bande double polarisation

Comme dans les analyses précédentes, deux ports d'alimentation sont intégrés au modèle de simulation HFSS. La numérotation des ports est identifiée au Tableau ???. Les résultats de la simulation sont regroupés aux Figures 5.20 et 5.21.

Tableau 5.5 Numérotation des ports pour simulation de la cellule élémentaire quadruple

Numérotation des ports	Ports de simulation
1	Mode TE_{00} , port de Floquet
2	Mode TM_{00} , port de Floquet
3	Port microruban suspendue, 17.2 GHz-V
4	Port microruban suspendue, 13.6 GHz-V
3	Port microruban suspendue, 17.2 GHz-H
4	Port microruban suspendue, 13.6 GHz-H

À cause de la symétrie du concept et de la présence des vias conducteur servant d'isolation, aucune analyse paramétrique est nécessaire à l'optimisation des performances des éléments horizontaux. Les éléments horizontaux exhibent les mêmes comportements envers le mode TM_{00} que les éléments verticaux envers le mode TE_{00} . En effet, les paramètres S présentés à la Figure 5.20 démontrent une exactitude entre les coefficients de transmission S_{31} et S_{62} , S_{41} et S_{52} ainsi que les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} . Ce phénomène de symétrie est aussi observé à la Figure 5.21. Les couplages entre les éléments horizontaux et verticaux sont plus bas que -70 dB pour les deux fréquences d'opération. Les dimensions géométriques de la cellule unitaire optimale double bande double polarisation sont identifiées au Tableau 5.6. L'espacement périodique de la cellule est de 8.72 mm, qui correspond à un espacement approximatif de $\lambda_{13.6GHz}/3$ et $\lambda_{17.2GHz}/2$. La largeur des lignes microrubans suspendues et des dipôles imprimés est de 0.51 mm.

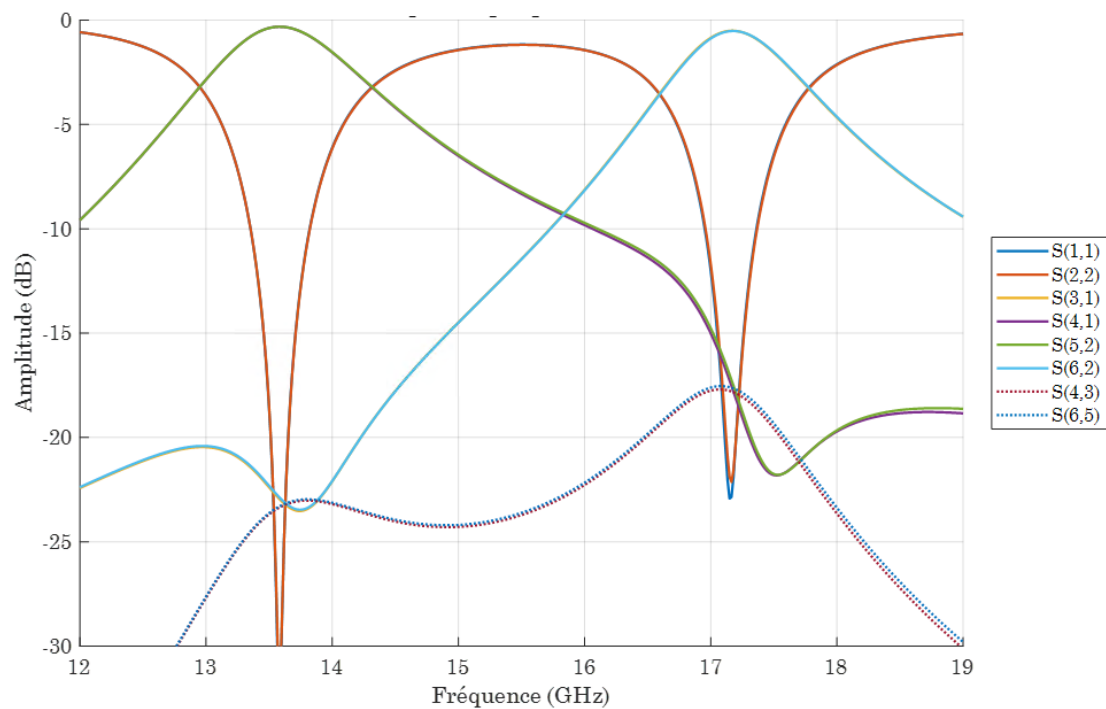


Figure 5.20 Paramètres S d'un élément quadrupole polarisé H et V à 13.6 GHz et 17.2 GHz

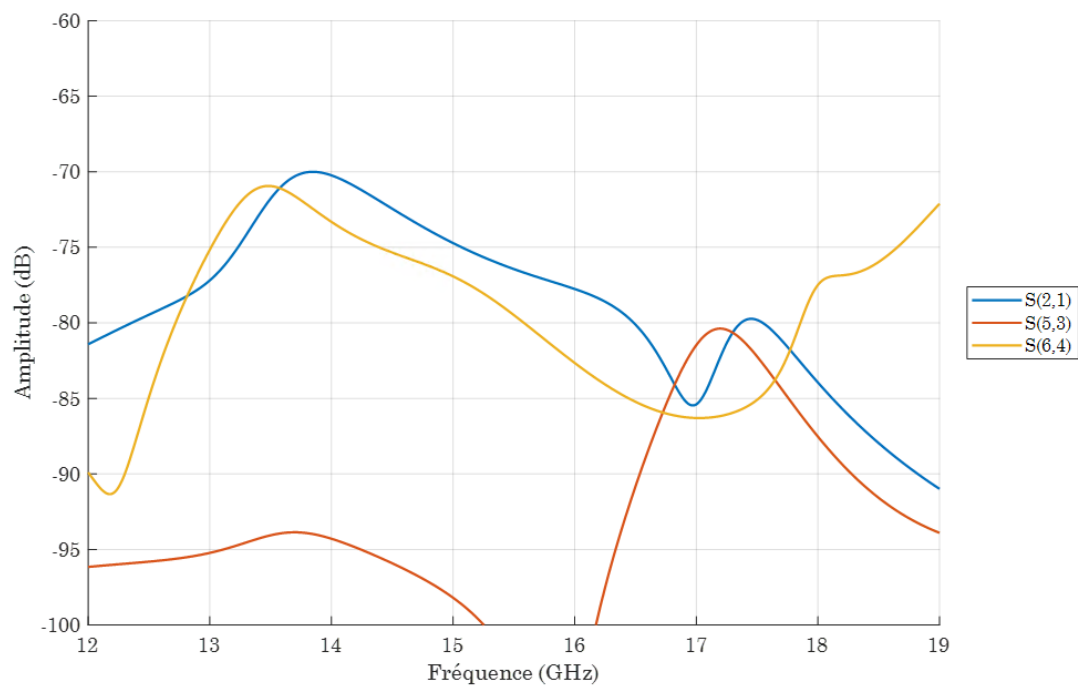


Figure 5.21 Coefficients de couplage de la cellule double polarisé H et V et double bande

Tableau 5.6 Paramètres géométriques de la cellule élémentaire double bande double polarisation

Paramètres géométriques à 13.6 GHz		Paramètres géométriques à 17.2 GHz	
Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
d	6.30 mm	d	4.97 mm
H_w	0.70 mm	H_w	0.60 mm
H_l	1.52 mm	H_l	0.76 mm
S_w	0.40 mm	S_w	0.25 mm
S_l	2.41 mm	S_l	2.08 mm

Le développement de la cellule double bande double polarisation se termine par le remplacement des ports d'alimentation des lignes de transmission par les vias conducteurs de court-circuit à l'extrémité des lignes microrubans suspendues. Comme mentionné auparavant, le contrôle du déphasage des ondes réfléchies s'effectue en variant la longueur des lignes court-circuitées. Selon l'espace disponible, les lignes de transmission pour le contrôle de phase à 13.6 GHz atteignent une longueur $L_{13.6GHz}$ maximale de 4.03 mm et les lignes de transmission pour le contrôle de phase à 17.2 GHz atteignent une longueur $L_{17.2GHz}$ maximale de 3.46 mm. Les plages dynamiques de déphasage qu'il est possible d'atteindre avec ces longueurs sont présentées aux Figures 5.22 et 5.23. La plage dynamique de déphasage atteinte pour les éléments opérants à 13.6 GHz est de 364° . Pour la même polarisation, la variation de $L_{13.6GHz}$ introduit une erreur négligeable de 7° sur le déphasage de l'onde réfléchie à 17.2 GHz. L'erreur de déphasage sur l'onde réfléchie à polarisation inverse n'est que de 2° . L'amplitude de ces erreurs est en ligne avec les amplitudes des coefficients de couplage interélément simulés lors du développement de la cellule en tant qu'antenne périodique. La Figure 5.23 démontre que la variation de la longueur de ligne de transmission $L_{17.2GHz}$ introduit une plage dynamique de déphasage de 369° pour une onde réfléchie à 17.2 GHz. La variation du même élément influence l'onde réfléchie à 13.6 GHz de polarisation identique avec une erreur de déphasage maximale de 5° . Les pertes par réflexion reliées au contrôle de phase à chaque fréquence sont illustrées à la Figure 5.24. Aux deux fréquences, les pertes par réflexion sont inférieures à 1.2 dB. Les performances de la cellule élémentaire sont résumées dans le Tableau 5.7. Somme toute, les résultats de simulation présentés ci-dessus prouvent que la cellule élémentaire double

bande et double polarisation est capable de contrôler indépendamment la phase des ondes réfléchies à 13.6 GHz et 17.2 GHz pour les polarisations linéaires horizontales et verticales.

Tableau 5.7 Performances simulées sur HFSS de la cellule unitaire double bande et double polarisation

Coefficients de réflexion	Plage dynamique dephasage selon la variation de $L_{13.6GHz}$	Plage dynamique dephasage selon la variation de $L_{17.2GHz}$	Pertes maximales par réflexion
Onde polarisée H à 13.6 GHz	2°	5°	-1.11 dB
Onde polarisée V à 13.6 GHz	364°	1°	-1.11 dB
Onde polarisée H à 17.2 GHz	2°	369°	-1.18 dB
Onde polarisée V à 17.2 GHz	7°	1°	-1.18 dB

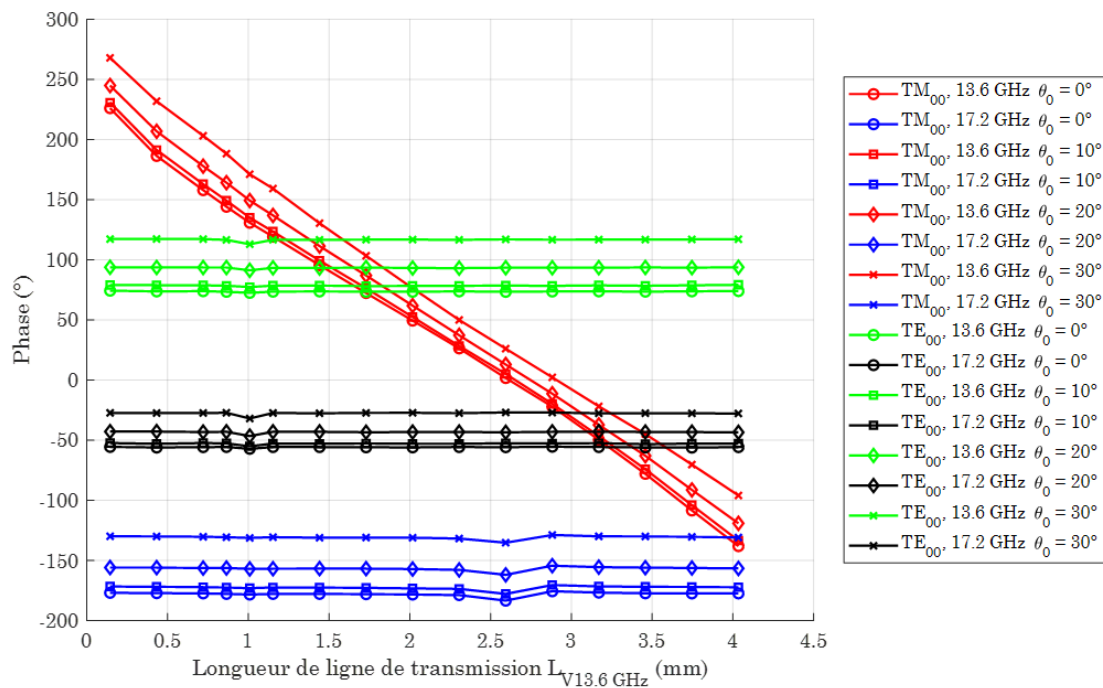


Figure 5.22 Plage dynamique de déphasage de l'élément polarisé H à 13.6 GHz

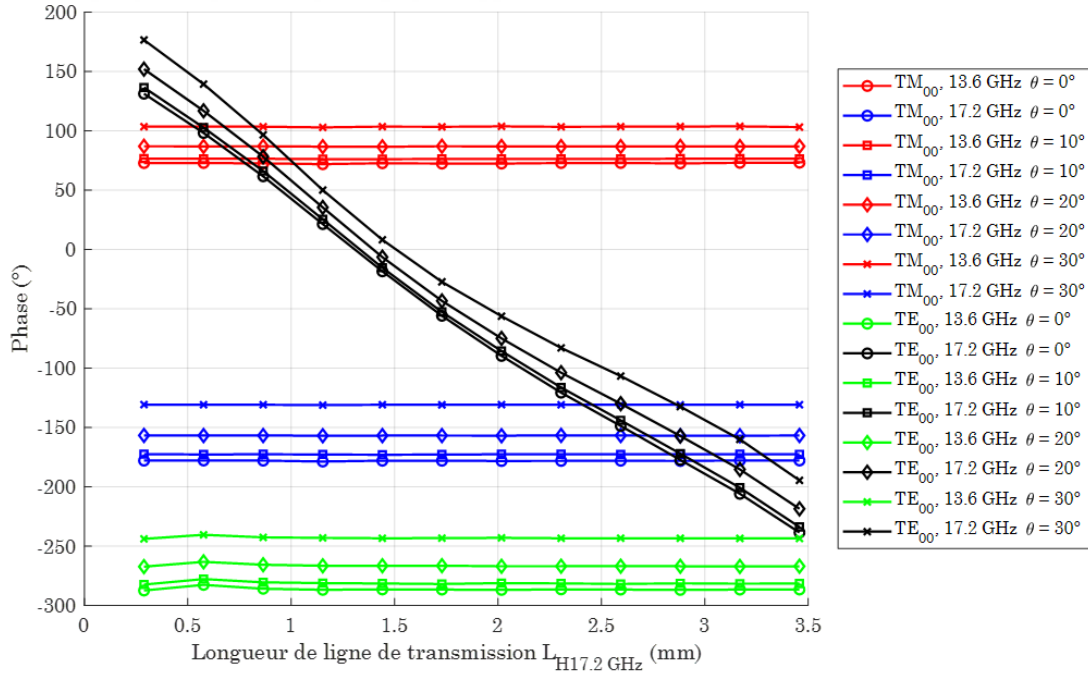


Figure 5.23 Plage dynamique de déphasage de l'élément polarisé V à 17.2 GHz

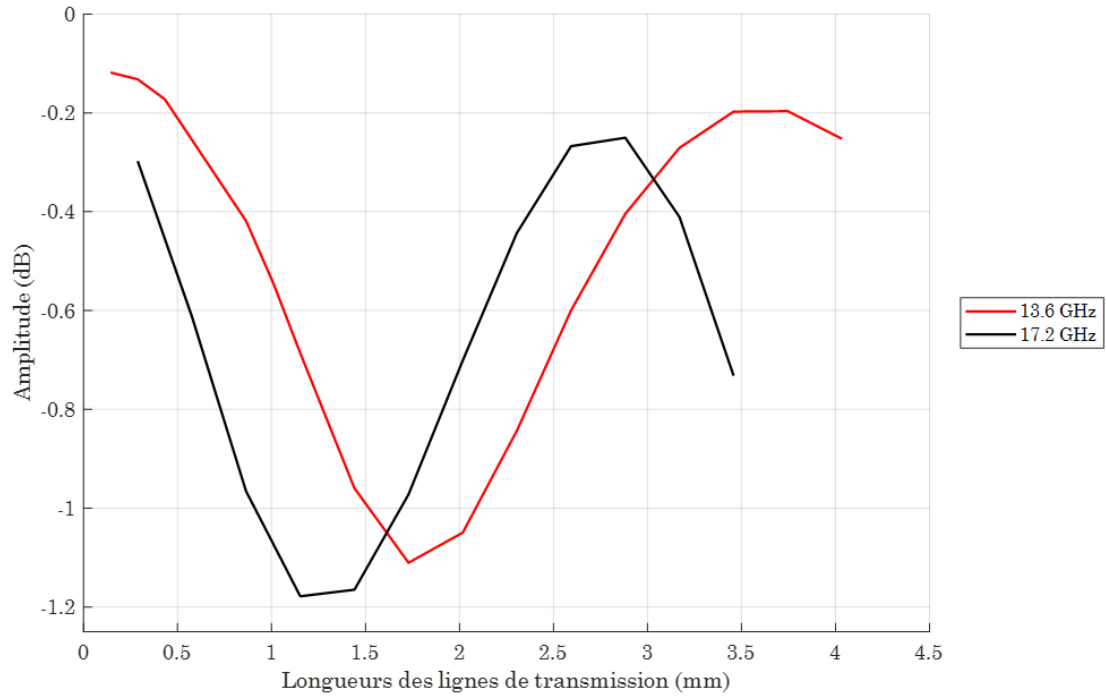


Figure 5.24 Pertes par réflexion selon les longueurs des lignes de transmission à angle d'incidence $\theta_0 = 0^\circ$

5.2.2 Réalisation d'un prototype réseau réflecteur double bande

Un prototype réseau réflecteur utilisant les cellules unitaires double bande double polarisation 15 cm x 15 cm est réalisé. Les grilles rectangulaires d'éléments opérants à 13.6 GHz sont de 16x16 pour la polarisation H et 16x17 pour la polarisation V. À 17.2 GHz, les éléments sont répartis en 17x17 pour la polarisation H et 17x16 pour la polarisation V. Le nombre est différent pour chaque type d'élément dû à la topologie de la cellule élémentaire. La sélection de la longueur des lignes de transmission pour le contrôle du déphasage se fait d'une façon similaire à la réalisation du prototype simple bande présentée à la Section 5.1.2. L'équation 2.6 est utilisée pour définir les déphasages requis sur la surface du réseau réflecteur pour chaque fréquence et chaque polarisation. Les déphasages requis sont illustrés à la Figure 5.25. Encore une fois, les requis de phase nécessaires sont différents à cause des positions distinctes de chaque type d'éléments composant le réseau réflecteur. Ainsi, la longueur des lignes de transmission de chaque élément est sélectionnée de telle sorte à corriger ce déphasage selon les performances de réflexion simulées à l'aide des approximations périodiques infinies. Il est à noter que le choix des longueurs de ligne de transmission est indépendant pour chaque fréquence et polarisation.

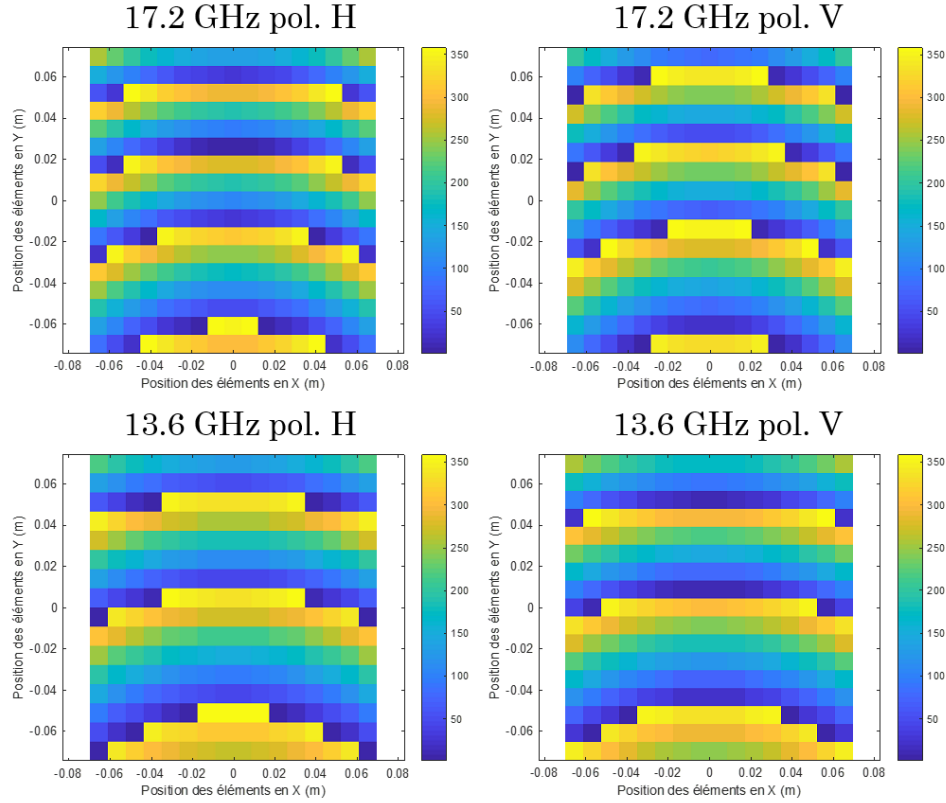


Figure 5.25 Requis de déphasage du prototype réseau réflecteur double bande double polarisation

Une fois que les longueurs des lignes de transmission et les coordonnées de chaque élément sont connues, le dessin de fabrication en format DXF est généré à l'aide de la fonction Matlab présentée en annexe C. Contrairement à la fonction Matlab utilisée pour le prototype simple bande, un des paramètres d'entrées ici est l'angle de l'arc de cercle équivalent à la longueur de la ligne de transmission pour chaque élément. Chaque structure imprimée illustrée à la Figure 5.19 sont construite à partir d'une poly ligne fermée. Toutes les coordonnées des vias sont déterminés à l'avance mis à part le vias court-circuitant la ligne de transmission qui est défini selon l'angle de l'arc de cercle. Le fichier de fabrication sous format DXF final est illustré à la Figure 5.26. Pour un prototype de 15 cm x 15 cm, 13 785 vias sont nécessaires. Le prototype fabriqué est illustré à la droite de la même figure.

L'évaluation des performances du réseau réflecteur double bande double polarisation est effectuée d'une façon similaire au prototype simple bande, soit à l'aide de l'outil de simulation

HFSS. Les conditions aux frontières FE-BI font aussi part de la simulation. Toutefois, la cellule élémentaire double bande double polarisation possède beaucoup plus de structures complexes que la cellule élémentaire simple bande. Le nombre de discrétisations pour l'analyse par éléments finis est donc beaucoup plus élevé. La simulation du prototype est donc divisée en quatre en analysant un seul type d'élément à la fois, *i.e.* un réseau réflecteur avec les éléments opérants à une seule fréquence et à une seule polarisation à la fois. Selon les simulations avec conditions aux frontières périodiques infinies de la cellule unitaire, on peut approximer que le couplage entre chaque élément est négligeable. La même source d'illumination est utilisée, soit l'antenne cornet de la compagnie ETS-Lindgren [46].

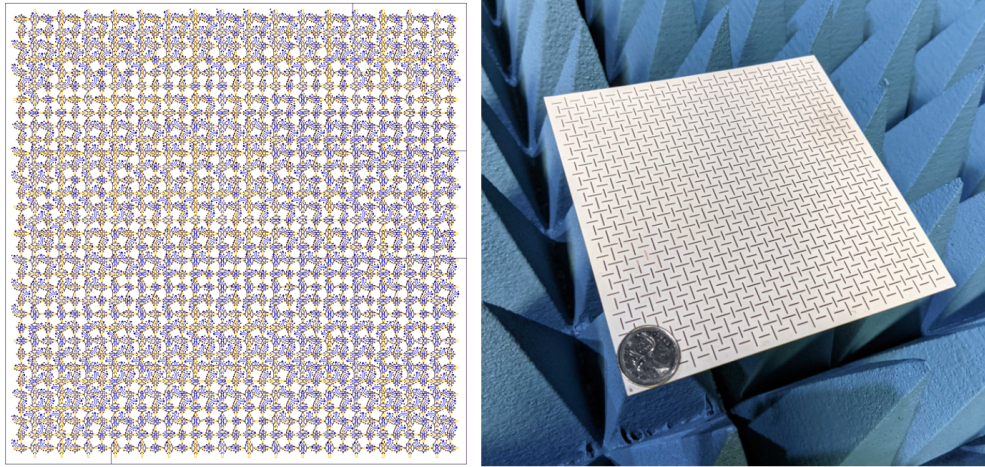


Figure 5.26 Dessin de fabrication à gauche et prototype réseau réflecteur double bande fabriqué à droite

Le réseau réflecteur prototype double bande double polarisation est testé en chambre anéchoïque. Le même montage mécanique que le prototype simple bande est utilisé. Les diagrammes de rayonnement normalisés à 17.2 GHz et 13.6 GHz pour chaque polarisation sont présentés aux Figures 5.27 à 5.30. La comparaison des performances simulées et mesurées du prototype est résumée au Tableau 5.8. Les diagrammes de rayonnement en COPOL mesurés ont un bon accord avec ceux provenant des simulations HFSS. Or, tous les diagrammes mesurés ont des HPBW plus petits que les diagrammes simulés. De plus, il est possible d'observer des niveaux de lobe secondaires parfois atténués pour des angles $\theta > 20^\circ$. Ces phénomènes peuvent être expliqués par la présence de matériau absorbant autour du réseau

réflecteur servant à diminuer les diffractions électromagnétiques générées par le montage mécanique.

Les simulations démontrent que des réflexions spéculaires autour de $\theta = 25^\circ$ sont présentes pour les diagrammes de rayonnement à 13.6 GHz aux deux polarisations et 17.2 GHz en polarisation verticale seulement. Les éléments opérant dans ces conditions ne recouvrent pas l'espace du réseau réflecteur (13.6 GHz Pol. H grille de 16x16, 13.6 GHz Pol. V grille de 17x16 et 17.2 GHz Pol. V grille de 16x17) en entier contrairement aux éléments opérant à 17.2 GHz en polarisation horizontale (17.2 GHz Pol. H grille de 17x17). Ainsi, une portion du réseau réflecteur aux extrémités n'est pas corrigée en phase réfléchissant ainsi une onde vers la réflexion spéculaire. Une rétrosimulation détaillée en Annexe D démontre que le plan de masse additionnel autour du réseau réflecteur est suffisant pour augmenter le niveau de réflexion spéculaire, le niveau des lobes secondaires et même dévier légèrement l'orientation du faisceau principal. Toutefois, les mesures démontrent des réflexions spéculaires dans tous les modes d'opération, c'est-à-dire aux deux fréquences et aux deux polarisations. Ces différences peuvent être causées par la présence de la structure mécanique lors des mesures, mais aussi par des erreurs de phase sur la surface du réseau réflecteur. En effet, il est observé par les simulations que le comportement des cellules unitaires est très bande étroite en fréquence. Ainsi, les tolérances de fabrication, par exemple un mauvais alignement entre les couches de substrats diélectriques, des permittivités relatives réelles légèrement différentes ou même des problèmes de plaquage des vias conducteurs, peuvent propager des erreurs de phases sur chaque élément du réseau réflecteur. Finalement, ces erreurs de phase sur la surface empêchent de générer parfaitement une onde plane vers la direction souhaitée, soit la normale dans ce cas-ci.

Il est aussi possible d'observer des niveaux de contra-polarisation plus élevés que les simulations. Cette observation est aussi présente pour le prototype simple bande. Il s'agit possiblement de la même cause, soit un mauvais alignement angulaire de la source d'illumination par rapport à la surface réfléchissante. Cependant, les niveaux de XPOL demeurent sous -20 dB par rapport aux maximums de chaque diagramme de rayonnement, n'influençant pas les niveaux de COPOL. Les niveaux de gains mesurés se rapprochent des valeurs

de gains simulés avec HFSS. En effet, tous les gains maximaux des diagrammes de rayonnement mesurés sont à moins de 0.9 dB d'erreur des simulations. Ces diminutions de gains sont possiblement expliquées par la perte d'énergie par réflexion spéculaire des mesures.

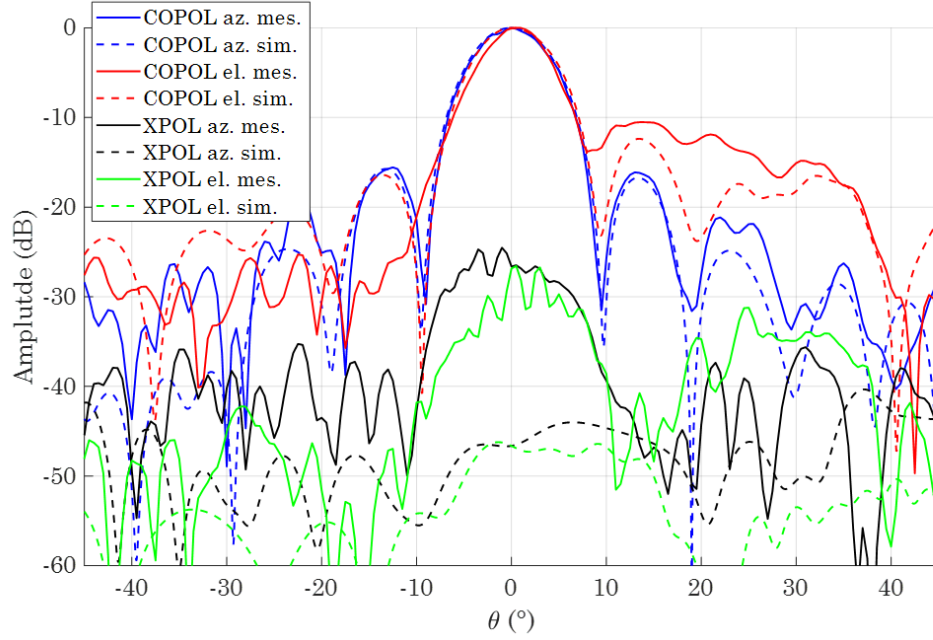


Figure 5.27 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation H à 13.6 GHz

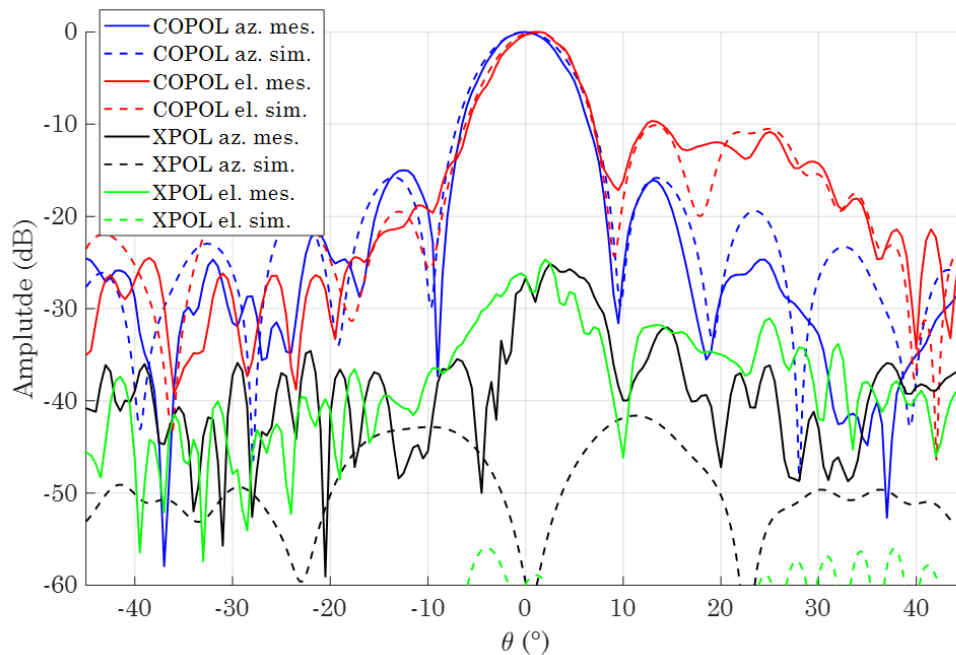


Figure 5.28 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation V à 13.6 GHz

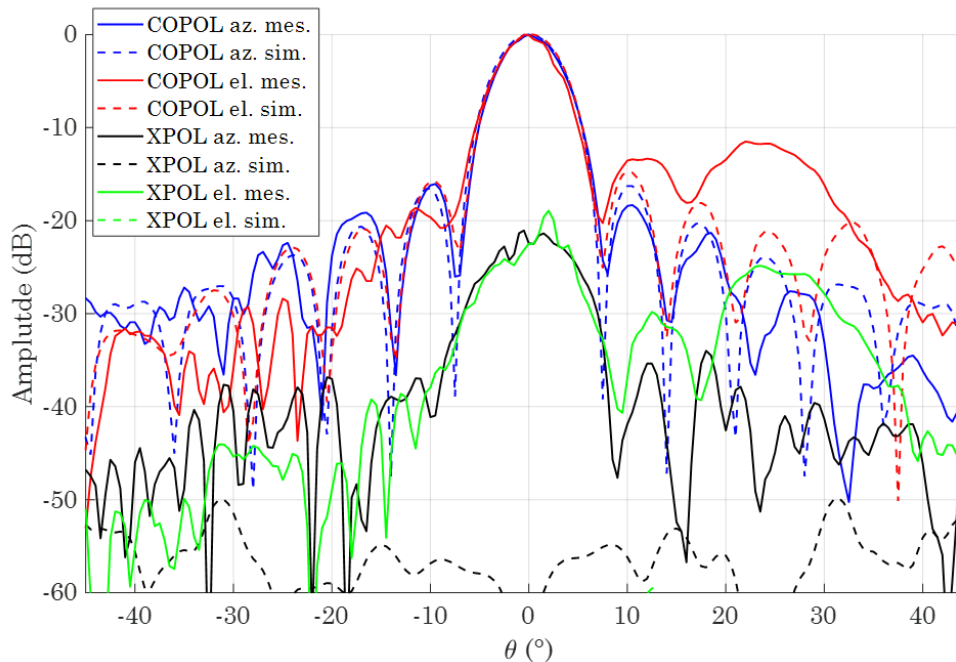


Figure 5.29 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation H à 17.2 GHz

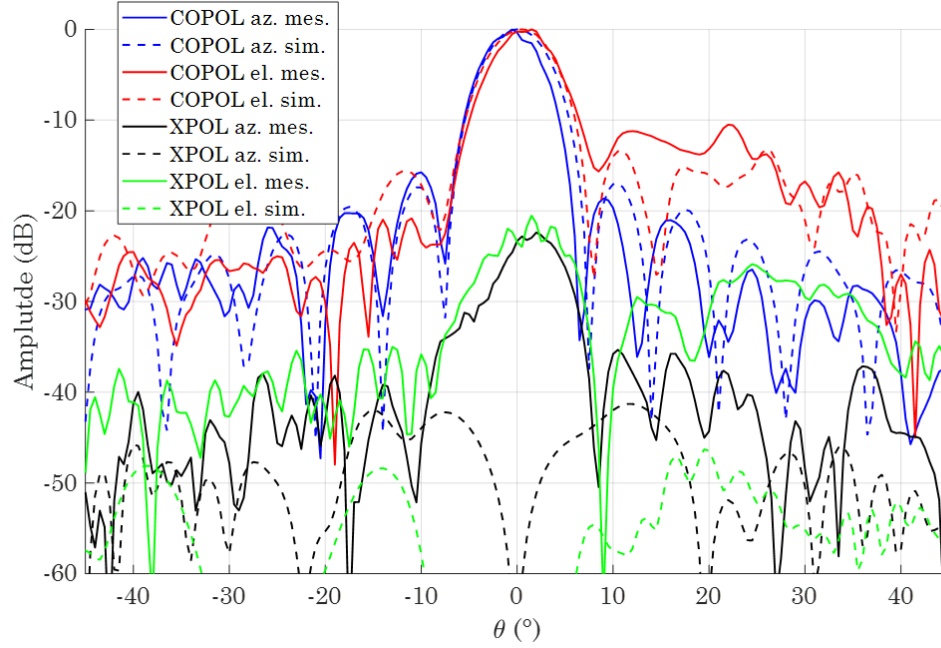


Figure 5.30 Performances mesurées et simulées du prototype réseau réflecteur double bande polarisation V à 17.2 GHz

Tableau 5.8 Performances mesurées et simulées de l'antenne réseau réflecteur double bande double polarisation

Paramètres		13.6 GHz				17.2 GHz			
		Pol. H		Pol. V		Pol. H		Pol. V	
		Az.	El.	Az.	El.	Az.	El.	Az.	El.
Gain	Simulation	24.03 dB		24.12 dB		25.32 dB		24.93 dB	
	Mesure	23.69 dB		23.88 dB		24.51 dB		24.04 dB	
SLL	Simulation	-15.8 dB	-11.3 dB	-15.8 dB	-10.1 dB	-16.3 dB	-14.7 dB	-17.1 dB	-13.4 dB
	Mesure	-15.6 dB	-10.5 dB	-15 dB	-9.64 dB	-16.1 dB	-11.5 dB	-15.8 dB	-10.5 dB
HPBW	Simulation	8.2°	7.9°	8.4°	7.5°	6.4°	6.2°	6.2°	6.5°
	Mesure	7.5°	6.7°	7.4°	7.3°	5.8°	5.4°	5.5°	6.2°

Un balayage en fréquence est effectué à $\theta = 0^\circ$ pour observer le comportement des gains du réseau réflecteur. Ces derniers résultats sont présentés à la Figure 5.31. On remarque que les gains sont maximums à 13.6 GHz aux deux polarisations pour la fréquence d'opération inférieure. Pour la fréquence d'opération supérieure, le gain maximum en polarisation H est à

17.2 GHz et celui en polarisation verticale est à 17.1 GHz. Des largeurs de bande à -1 dB [1] maximales de 200 MHz sont mesurées pour chaque bande de fréquence et chaque polarisation, ce qui est largement nécessaire aux largeurs de bande nécessaires pour l'application RSO de télédétection des caractéristiques de la neige en bande Ku.

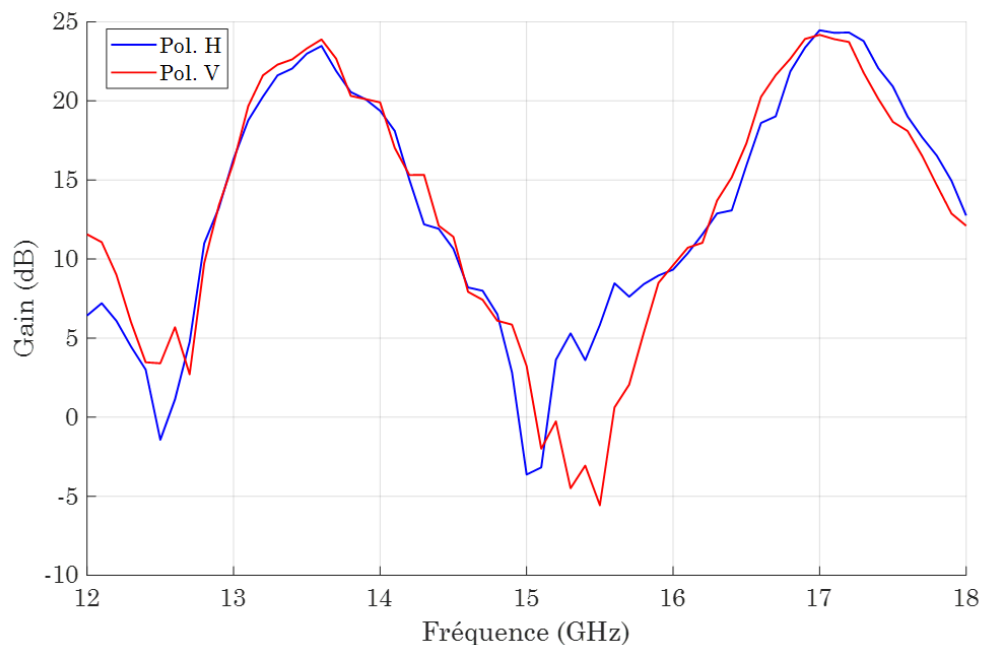


Figure 5.31 Gain mesuré du du prototype réseau réflecteur double bande double polarisation selon la fréquence à $\theta = 0^\circ$

Somme toute, la cellule unitaire double bande double polarisation développée permet le contrôle de phase indépendant sur la surface du réseau réflecteur. Les mesures démontrent que le réseau réflecteur prototype de 15 cm x 15 cm fabriqué est fonctionnel et est capable de générer un faisceau orienté vers la direction normale à la normale comme elle a été conçue.

CHAPITRE 6 CONCEPTION RÉSEAU RÉFLECTEUR

Le chapitre suivant regroupe le processus de conception de l'antenne réseau réflecteur pour la mission RSO en bande Ku. Pour valider le concept, la cellule élémentaire simple bande et double polarisation développée à la section 5 est utilisée pour réaliser le réseau réflecteur. Dans un premier temps, un outil Matlab utilisé pour le calcul des rayonnements en champ lointain et la génération des dessins de fabrication de l'antenne est expliqué. Ce dernier se base sur une librairie qui rassemble les performances électromagnétiques et la géométrie des cellules élémentaires. Les performances électromagnétiques de l'antenne calculées avec ce même outil sont ensuite présentées. Par la suite, des tests en chambre anéchoïques sont réalisés pour comparer les performances de l'antenne aux simulations. Une structure mécanique émulant la plateforme nanosatellitaire est fabriquée. Les résultats des tests d'antenne sont finalement ajoutés à une analyse des performances radars pour valider la faisabilité d'une mission spatiale de télédétection de la neige en bande Ku.

6.1 Outil de calcul des performances réseau réflecteur

Cette section regroupe les éléments de développement d'un outil de calcul des rayonnements en champ lointain d'un réseau réflecteur. Le système antenne, constitué du réseau réflecteur et de la source d'illumination, présenté à la section 4 introduit des angles d'incidence θ_0 très prononcés de 0° à 60° entre la source d'illumination et les cellules élémentaires du réseau. Ces angles d'incidence influencent grandement les déphasages générés par chaque cellule. Le code Matlab suivant tient compte de ces angles d'incidence pour le calcul des diagrammes de rayonnement de l'antenne.

Les paramètres d'entrées de l'outil proviennent d'une première analyse effectuée à l'aide du logiciel de simulation FEKO [48]. Un modèle regroupant la source d'illumination et la structure en aluminium de la plateforme nanosatellitaire est simulé pour évaluer les composantes des champs électromagnétiques rapprochés E_x , E_y , E_z , H_x , H_y , et H_z . Ces composantes sont calculées à chaque position représentant les coordonnées de chaque cellule élémentaire

constituant le réseau-rélecteur. Parce que les structures horizontales et verticales de la cellule élémentaire simple bande sont décalées d'une demi-période, deux ensembles de composantes des champs électriques et magnétiques sont nécessaires à l'analyse.

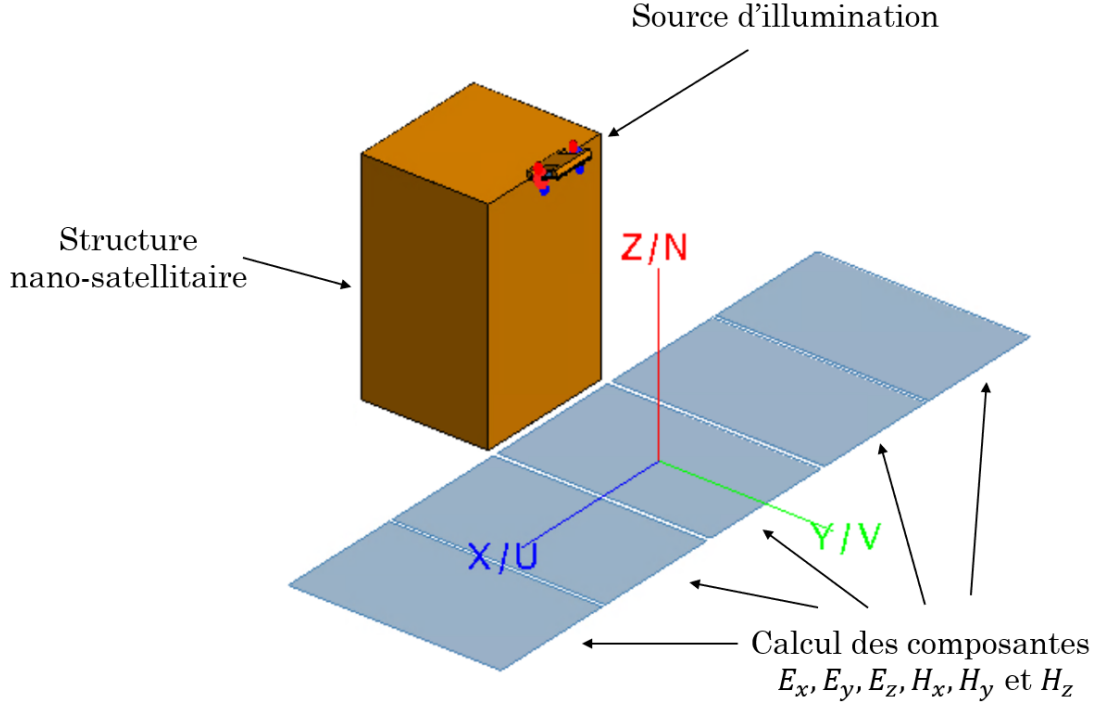


Figure 6.1 Modèle de simulation pour calculs des composantes de champs rapprochés

Par la suite, les composantes de champs rapprochés calculées à partir de FEKO sont importées dans Matlab pour débiter le calcul des performances rayonnées de l'antenne. En supposant que le réseau réflecteur est dans la région éloignée de la source d'illumination, les champs incidents sur la surface de l'antenne peuvent être considérés comme des ondes électromagnétiques planes. De ce fait, il est possible diviser l'onde incidente en deux ondes distinctes, soit l'onde perpendiculaire (TE) et l'onde parallèle (TM) au plan de réflexion. La convention utilisée pour la définition physique de ces ondes est illustrée à la Figure 6.2 [49].

La direction de propagation des ondes incidentes \hat{n} est définie par l'orientation du vecteur unitaire de la position de la source d'illumination (f_x, f_y, f_z) aux coordonnées des cellules unitaires x_i et y_i .

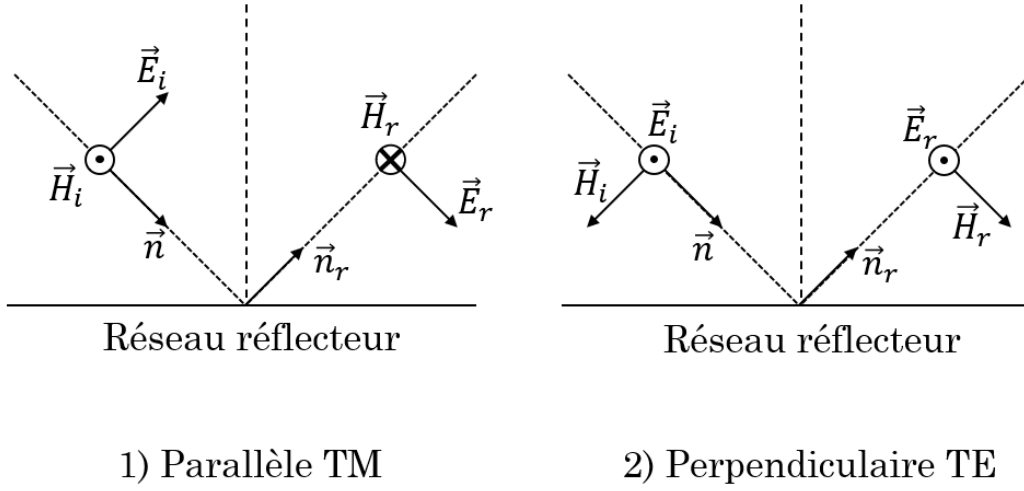


Figure 6.2 Convention des ondes parallèles et perpendiculaires au plan de réflexion

$$\hat{n} = \frac{(x_i, y_i, 0) - (f_x, f_y, f_z)}{\|(x_i, y_i, 0) - (f_x, f_y, f_z)\|} \quad (6.1)$$

L'orientation des composantes des champs incidents électriques \hat{e}_i et magnétiques \hat{h}_i pour les cas parallèle et perpendiculaire est déterminée à partir des équations vectorielles suivantes.

$$\hat{e}_i^{TE} = \hat{h}_i^{TM} = \frac{(n_x, n_y, 0) \times \hat{z}}{\|(n_x, n_y, 0)\|} \quad (6.2)$$

$$\hat{h}_i^{TE} = \hat{n} \times \hat{e}_i^{TE} \quad \hat{e}_i^{TM} = \hat{h}_i^{TM} \times \hat{n} \quad (6.3)$$

On retrouve les composantes de champs électriques et magnétiques parallèles et perpendiculaires selon les champs rapprochés calculés à partir du modèle de simulation FEKO.

$$\begin{aligned} \vec{E}_i &= E_x \hat{x} + E_y \hat{y} + E_z \hat{z} \\ \vec{H}_i &= H_x \hat{x} + H_y \hat{y} + H_z \hat{z} \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$\begin{aligned} E_i^{TE} &= \vec{E}_i \cdot \hat{e}_i^{TE} & H_i^{TE} &= \vec{H}_i \cdot \hat{h}_i^{TE} \\ E_i^{TM} &= \vec{E}_i \cdot \hat{e}_i^{TM} & H_i^{TM} &= \vec{H}_i \cdot \hat{h}_i^{TM} \end{aligned} \quad (6.5)$$

L'orientation des champs réfléchis est obtenue à partir de la loi de Snell pour la réflexion [49]. En effet, l'angle d'incidence est identique à l'angle de réflexion. La direction de propagation des ondes parallèle et perpendiculaire réfléchies est définie par $\hat{n}_r = (n_x, n_y, -n_z)$. En suivant la convention illustrée à la Figure 6.2, on retrouve l'orientation des champs réfléchis.

$$\begin{aligned}\hat{e}_r^{TE} &= \hat{e}_i^{TE} \\ \hat{h}_r^{TE} &= \hat{n}_r \times \hat{e}_r^{TE}\end{aligned}\tag{6.6}$$

$$\begin{aligned}\hat{h}_r^{TM} &= -\hat{h}_i^{TM} \\ \hat{e}_r^{TM} &= \hat{h}_r^{TM} \times \hat{n}_r\end{aligned}\tag{6.7}$$

Ces équations vectorielles sont valides pour la surface d'un réseau réflecteur. La relation entre les champs incidents E_i , H_i et les champs réfléchis E_r , H_r est caractérisée par les coefficients de réflexion des modes de Floquet propres à chaque cellule élémentaire composant le réseau réflecteur. On retrouve les champs réfléchis selon le système matriciel ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} E_r^{TE} \\ E_r^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{TE_{00}, TE_{00}} & \Gamma_{TE_{00}, TM_{00}} \\ \Gamma_{TM_{00}, TE_{00}} & \Gamma_{TM_{00}, TM_{00}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i^{TE} \\ E_i^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i^{TE} \\ E_i^{TM} \end{bmatrix}\tag{6.8}$$

$$\begin{bmatrix} H_r^{TE} \\ H_r^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_i^{TE} \\ H_i^{TM} \end{bmatrix}\tag{6.9}$$

Les coefficients de réflexion simulés à partir du logiciel HFSS sont dépendants des angles d'incidence θ_0 et ϕ_0 des ondes électromagnétiques provenant de la source d'illumination. Une base de données regroupant les performances des cellules élémentaires aux angles d'incidence θ_0 de 0° à 60° avec incrément de 10° et ϕ de 0° à 90° avec incrément de 10° , et ce pour toutes les longueurs de dipôles horizontaux et verticaux, est générée. La Figure 6.3 illustre les angles d'incidence pour chaque élément du réseau réflecteur utilisés pour l'analyse des performances de l'antenne. Il est possible grâce à la symétrie géométrique de la cellule élémentaire de simplifier la base de données. En effet, les performances sont simulées pour ϕ_0 de 0° à 90° au

lieu de 0° à 360° . Il a été remarqué par simulation qu'un déphasage de 180° doit être appliqué aux coefficients de réflexion S_{12} et S_{21} dans le code de calcul des performances d'antenne pour des ϕ_0 réel de 90° à 180° et de 270° à 360° . Cela est validé par la simulation de la phase de ces mêmes coefficients à un angle $\phi_0 = 15^\circ$ et $\phi_0 = -15^\circ$ sur HFSS.

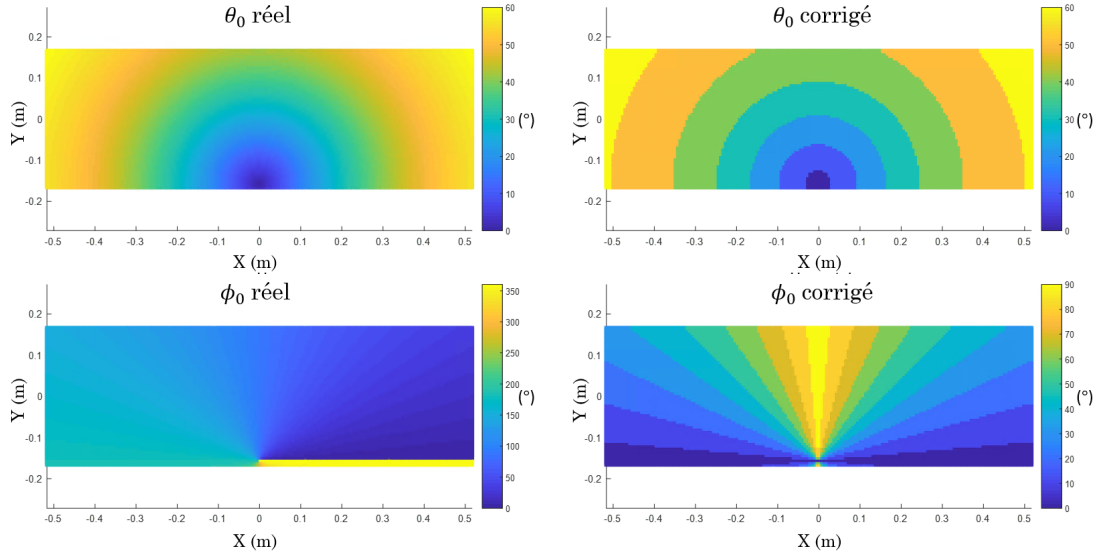


Figure 6.3 Angle d'incidences θ_0 et ϕ_0 pour calcul des performances d'antenne du réseau réflecteur

Pour chaque point de coordonnées x_i, y_i sur le réseau réflecteur, l'outil Matlab calcule le déphasage requis pour orienter le faisceau principal dans la direction désirée en y attribuant une cellule élémentaire avec les longueurs des dipôles nécessaires accompagnée de ses performances de réflexion $S_{12}^i, S_{21}^i, S_{11}^i$ et S_{22}^i . Par après, les ondes incidentes parallèle et perpendiculaire sont calculées à partir des composantes de champs rapprochées provenant de FEKO. Les champs réfléchis sont par la suite évalués selon les équations 6.8 et 6.9. Ces champs réfléchis sont finalement reconvertis en composantes de champs électromagnétiques E_x, E_y, E_z, H_x, H_y et H_z selon les équations suivantes.

$$\begin{aligned}
 E_x &= E_r^{TE} \hat{x} \cdot \hat{e}_r^{TE} + E_r^{TM} \hat{x} \cdot \hat{e}_r^{TM} \\
 E_y &= E_r^{TE} \hat{y} \cdot \hat{e}_r^{TE} + E_r^{TM} \hat{y} \cdot \hat{e}_r^{TM} \\
 E_z &= E_r^{TE} \hat{z} \cdot \hat{e}_r^{TE} + E_r^{TM} \hat{z} \cdot \hat{e}_r^{TM}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

$$\begin{aligned}
Hx &= H_r^{TE} \hat{x} \cdot \hat{h}_r^{TE} + H_r^{TM} \hat{x} \cdot \hat{h}_r^{TM} \\
Hy &= H_r^{TE} \hat{y} \cdot \hat{h}_r^{TE} + H_r^{TM} \hat{y} \cdot \hat{h}_r^{TM} \\
Hz &= H_r^{TE} \hat{z} \cdot \hat{h}_r^{TE} + H_r^{TM} \hat{z} \cdot \hat{h}_r^{TM}
\end{aligned} \tag{6.11}$$

L'outil Matlab incorpore aussi la génération des dessins de conception sous la forme DXF par la fonction Matlab présentée à l'annexe C. Contrairement aux prototypes décrits à la section 6, il est trop difficile d'utiliser un logiciel de simulation par éléments finis comme HFSS ou bien par MoM comme FEKO pour évaluer les performances de l'antenne réseau réflecteur. En effet, en termes de longueur d'onde d'opération, le modèle de simulation est trop volumineux. Cela implique une mémoire de calcul et un temps de simulation trop élevés. L'outil Matlab est donc utilisé pour approximer le réseau réflecteur comme une source de courant de surface électrique J et magnétique M et calculer les diagrammes de rayonnement en champs lointains E_θ et E_ϕ [1]. Les courants de surface électrique et magnétique sont évalués selon les équations ci-dessous.

$$J_{sx}(x, y) = H_y(x, y), \quad J_{sy}(x, y) = -H_x(x, y) \tag{6.12}$$

$$M_{sx}(x, y) = E_y(x, y), \quad M_{sy}(x, y) = -E_x(x, y) \tag{6.13}$$

On retrouve les champs électromagnétiques rayonnés en champ lointain à partir de :

$$\begin{aligned}
E_\theta &= -\frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} (L_\phi + \eta N_\theta) \\
E_\phi &= +\frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} (L_\theta - \eta N_\phi)
\end{aligned} \tag{6.14}$$

où L et N sont des intégrales incluant les courants surfaciques du réseau réflecteur.

$$N_\theta = \iint_S (J_{sx} \cos \theta \cos \phi + J_{sy} \cos \theta \sin \phi) e^{jk_0(x'u+y'v)} ds' \tag{6.15}$$

$$N_\phi = \iint_S (-J_{sx} \sin \phi + J_{sy} \cos \phi) e^{jk_0(x'u+y'v)} ds' \tag{6.16}$$

$$L_\theta = \iint_S (M_{sx} \cos \theta \cos \phi + M_{sy} \cos \theta \sin \phi) e^{jk_0(x'u+y'v)} ds' \quad (6.17)$$

$$L_\phi = \iint_S (-M_{sx} \sin \phi + M_{sy} \cos \phi) e^{jk_0(x'u+y'v)} ds' \quad (6.18)$$

De ces équations, il est aussi possible de calculer la directivité de l'antenne à l'aide de l'équation 2.1. Les intégrales ci-dessus sont calculées à partir de la méthode numérique trapézoïdale. La directivité calculée ici tient compte de l'efficacité d'uniformité ε_t . L'efficacité de débordement ε_s , l'efficacité de rayonnement de la source ε_r et les pertes par réflexion des cellules unitaires doivent être considérées pour déterminer le gain de l'antenne réseau réflecteur. Les résultats de l'outil Matlab sont validés avec la comparaison des résultats obtenus à partir du logiciel de simulation commercial HFSS du prototype réseau réflecteur simple bande double polarisation réalisé à la section 5.2.2. L'antenne cornet utilisée comme source est modélisée dans le logiciel FEKO pour calculer les composantes de champs rapprochés. Aux Figures 6.4 et 6.5, on observe que le code Matlab calcule de façon exacte la largeur des lobes principaux pour les polarisations verticales et horizontales. De plus, pour les coupes en azimut, les niveaux et les nuls des lobes secondaires suivent ceux obtenus avec HFSS pour des angles θ_0 allant de -40° à $+40^\circ$. Pour des angles d'observations plus grands, le phénomène de diffraction causé par les rebords du réseau réflecteur apparaît. Ces différences sont d'ailleurs présentes sur les courbes en élévation. Ces niveaux de diffractions sont possiblement plus élevés à cause de l'angle d'incidence des ondes rayonnées par la source d'illumination. Le même phénomène est aussi observé sur les niveaux de contra-polarisation de l'antenne calculés avec HFSS. L'outil Matlab ne tient pas compte de la diffraction. On observe donc des niveaux de contra-polarisation très bas aux angles $\theta_0 = 0^\circ$.

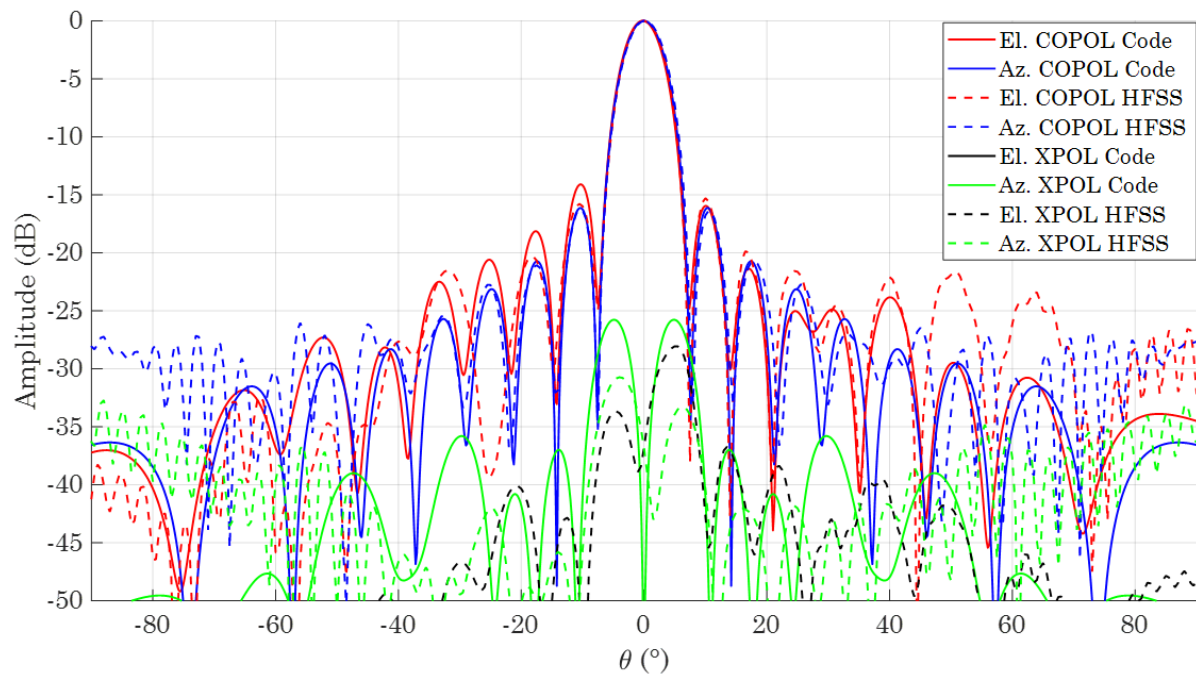


Figure 6.4 Comparaison des diagrammes de rayonnement pol. H du prototype simple bande calculés avec HFSS et le code Matlab

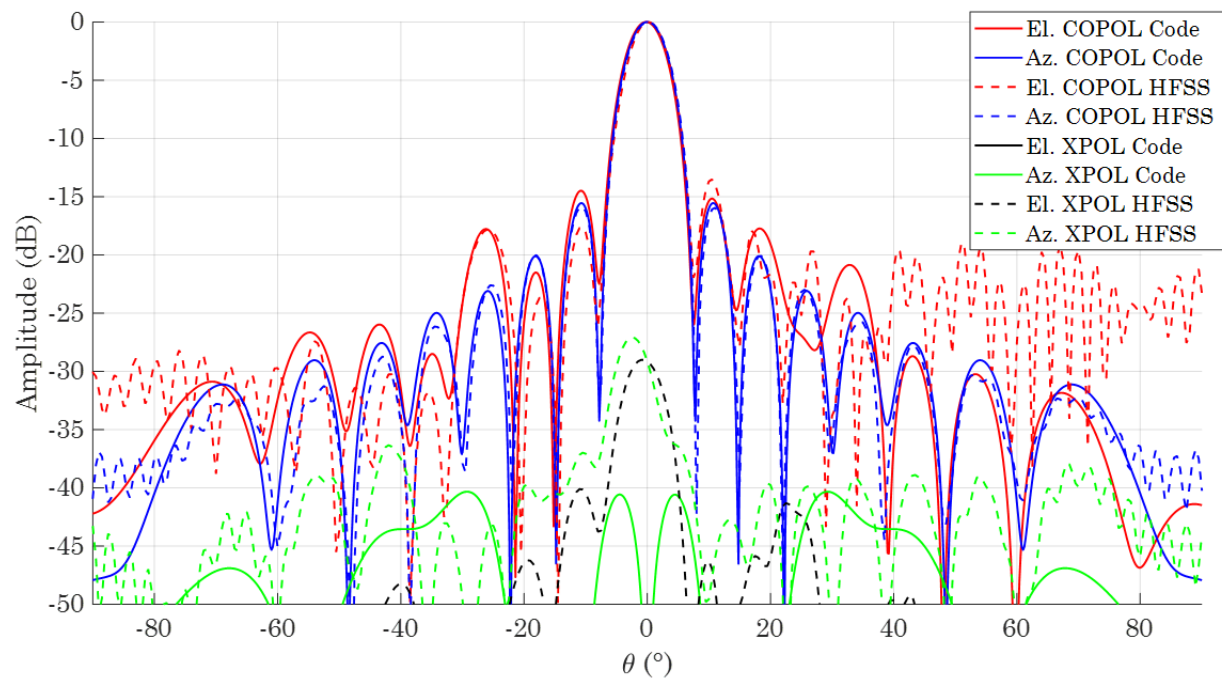


Figure 6.5 Comparaison des diagrammes de rayonnement pol. V du prototype simple bande calculés avec HFSS et le code Matlab

Le diagramme de rayonnement du cornet sur l'ouverture du réseau réflecteur produit une efficacité de débordement de $\varepsilon_s = 0.48$, soit une perte d'efficacité de 3.19 dB, pour les deux orientations verticale et horizontale. Son efficacité de rayonnement est de 99.6% par simulation. Il est donc possible de négliger les pertes ohmiques du cornet. Les pertes par réflexion moyenne des cellules élémentaires du réseau réflecteur sont approximées par la moyenne de leurs coefficients de réflexion des modes TE_{00} et TM_{00} . On retrouve une moyenne de 0.25 dB de pertes. Pour le réseau réflecteur prototype de 15 cm x 15 cm, des directivités maximales de 29.11 dB en polarisation horizontale et 28.66 dB sont obtenues à partir de l'outil de calcul Matlab. En soustrayant les pertes, on retrouve des gains maximaux de 25.67 dB et 25.22 dB respectivement. Les résultats des outils de calcul Matlab et de HFSS sont comparés au Tableau 6.1. Malgré les effets de diffraction négligés dans l'évaluation des diagrammes de rayonnement, il est possible avec l'outil de calcul Matlab de prédire les performances de rayonnement d'une antenne réseau réflecteur.

Tableau 6.1 Comparaison des performances prototypes simple bande simulées par HFSS et l'outil Matlab

Paramètres	HFSS Pol. H		Matlab Pol. H		HFSS Pol. V		Matlab Pol. V	
	Azimut	Elevation	Azimut	Elevation	Azimut	Elevation	Azimut	Elevation
Gain $\theta_0 = 0^\circ$	26.12 dB		25.67 dB		25.92 dB		25.22 dB	
SLL	-16.2 dB	-15.3 dB	-16.1 dB	-14.4 dB	-15.9 dB	-13.5 dB	-15.6 dB	-14.5 dB
HPBW	6.6°	6.4°	6.5°	6.4°	6.7°	6.2°	6.7°	6.7°
XPD $\theta_0 = 0^\circ$	36.8 dB		107.6 dB		29.1 dB		95.9 dB	

6.2 Réalisation de l'antenne réseau réflecteur

Le programme Matlab développé ci-haut est utilisé pour évaluer les performances du concept d'antenne réseau réflecteur proposée à la Section 4. La cellule unitaire simple bande double polarisation à 17.2 GHz est utilisée pour valider le concept RSO de télédétection des caractéristiques de la neige. Le système antenne réflecteur utilise une antenne réseau imprimée en tant que source d'illumination. L'antenne source réalisée par une étudiante à la maîtrise à Polytechnique Montréal est décrite en détail en Annexe B. L'antenne source est analysée dans FEKO pour extraire les composantes de champs proches nécessaires à l'évaluation des

performances de l'antenne réseau réflecteur. La position optimale de la source par rapport au centre du réseau réflecteur pour l'efficacité d'illumination est $(0, -0.165\text{m}, 0.355\text{m})$ avec un angle de $\theta_f = 21^\circ$. Pour une ouverture de taille $1.039\text{ m} \times 0.337\text{ m}$, des grilles rectangulaires de 10 324 éléments en polarisation H et 9 681 éléments en polarisation V sont générées. Le programme Matlab génère aussi les fichiers en format DXF nécessaires à la fabrication des panneaux du réseau réflecteur illustrés à la Figure 6.6. Ce dernier prend aussi en considération les espaces nécessaires entre les panneaux du réseau réflecteur pour le déploiement mécanique en orbite.

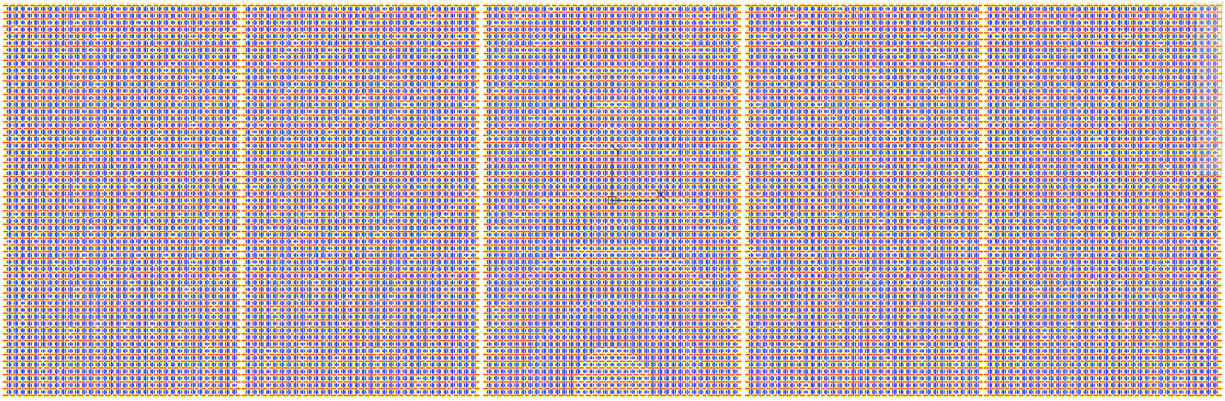


Figure 6.6 Illustration du fichier DXF pour fabrication de l'antenne réseau réflecteur RSO

Une structure métallique est construite pour émuler la présence du CubeSat lors des mesures des performances de l'antenne. Ainsi, tout comme les simulations, les diffractions électromagnétiques de la structure nanosatellitaire sont prises en considération. La structure illustrée à la Figure 6.7 est équipée d'une charnière permettant l'ajustement de la position et de l'angle d'incidence de la source d'illumination par rapport au réseau réflecteur. De plus, les pièces métalliques constituant la structure nanosatellitaire sont munies de vides pour minimiser le poids de la structure. Lors des tests, une surface d'aluminium est installée sur la face frontale de la structure pour représenter l'environnement de simulation lors des calculs des composantes de champs proche de la source d'illumination dans FEKO.

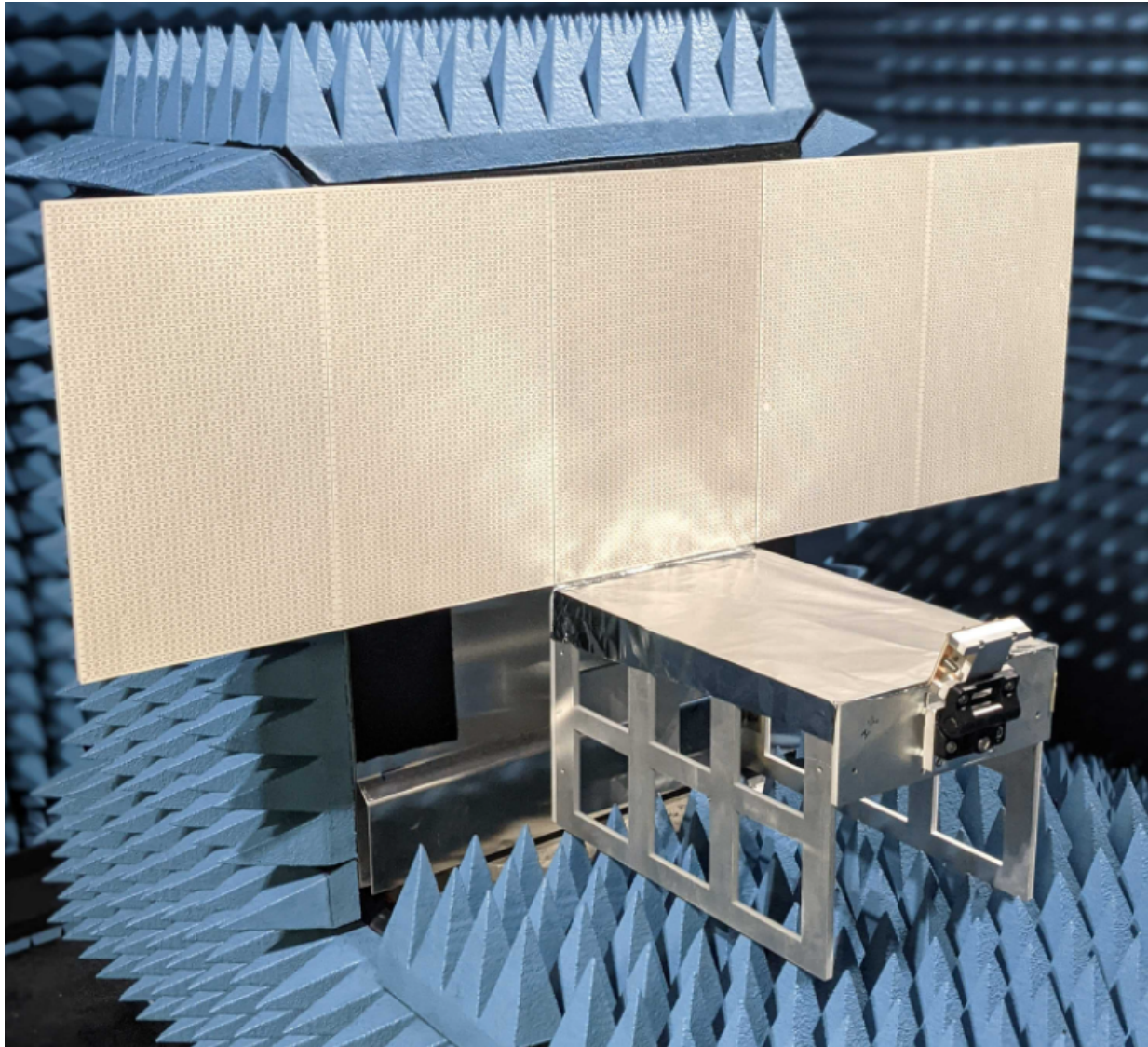


Figure 6.7 Antenne réseau réflecteur fabriquée installée sur la structure émulant la forme du CubeSat 12U

6.3 Mesures des performances de l'antenne réseau réflecteur

L'antenne réseau réflecteur est testée en chambre anéchoïque compacte. La configuration des tests est illustrée à la Figure 6.8. L'antenne en test est installée sur un montage en L positionné sur un positionneur élévation-sur-azimut. De plus, un second positionneur est installé derrière l'antenne au haut du montage en L pour aligner les polarisations linéaires H et V avec l'antenne source utilisée par le système de test.

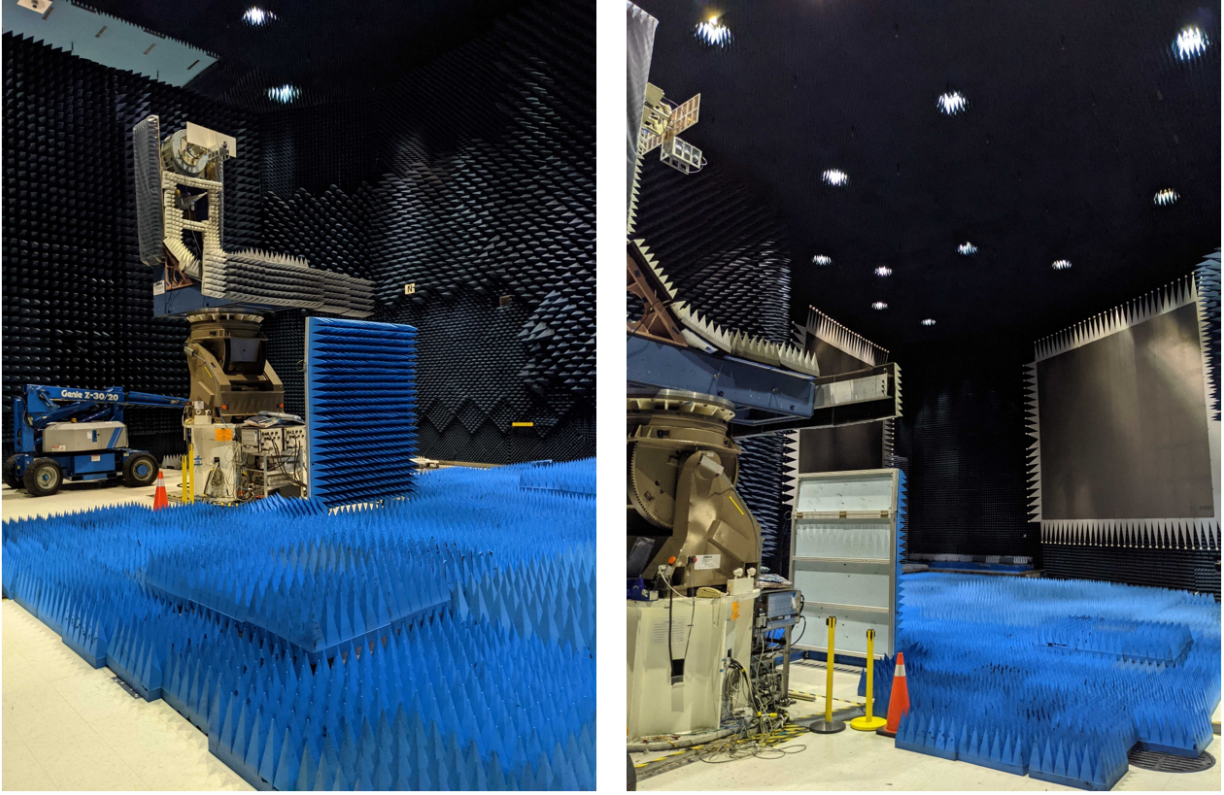


Figure 6.8 Test de l'antenne réseau réflecteur en chambre anéchoïque compacte

Les résultats de tests et les performances prédites de l'antenne réseau réflecteur sont présentés aux Figures 6.9 à 6.12 pour des angles $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ et $\theta \in [-15^\circ, 15^\circ]$. Les paramètres antennes mesurés et simulés extraits des diagrammes de rayonnement en élévation et azimuth sont résumés au Tableau 6.2. Le niveau des lobes secondaires et les niveaux de XPOL sont majoritairement meilleurs en mesure qu'en simulation. En effet, pour les diagrammes de rayonnement en élévation, les niveaux de XPOL demeurent sous -29 dB par rapport au gain maximal en élévation et -20 dB pour les diagrammes en azimuth. Les largeurs de faisceau HPBW mesurées ont un bon accord avec celles simulées. En élévation, les HPBW des diagrammes de rayonnement mesurés sont approximativement 0.1° plus larges tandis qu'ils sont 0.03° plus étroits en azimuth.

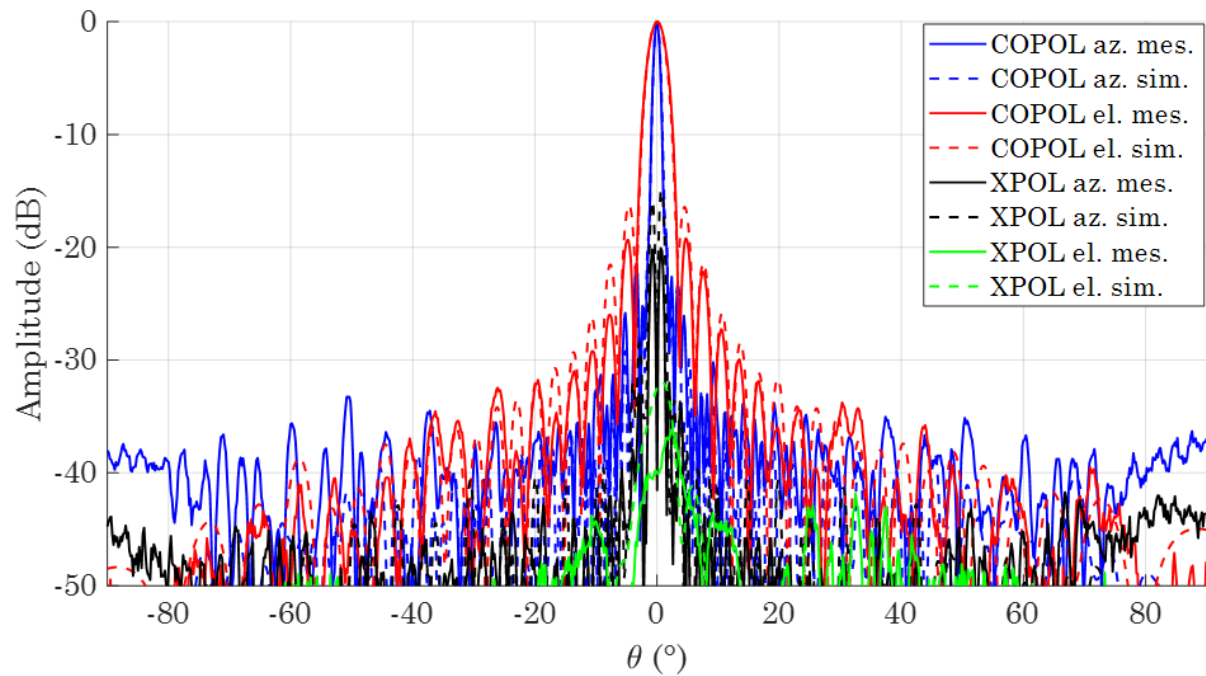


Figure 6.9 Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. H

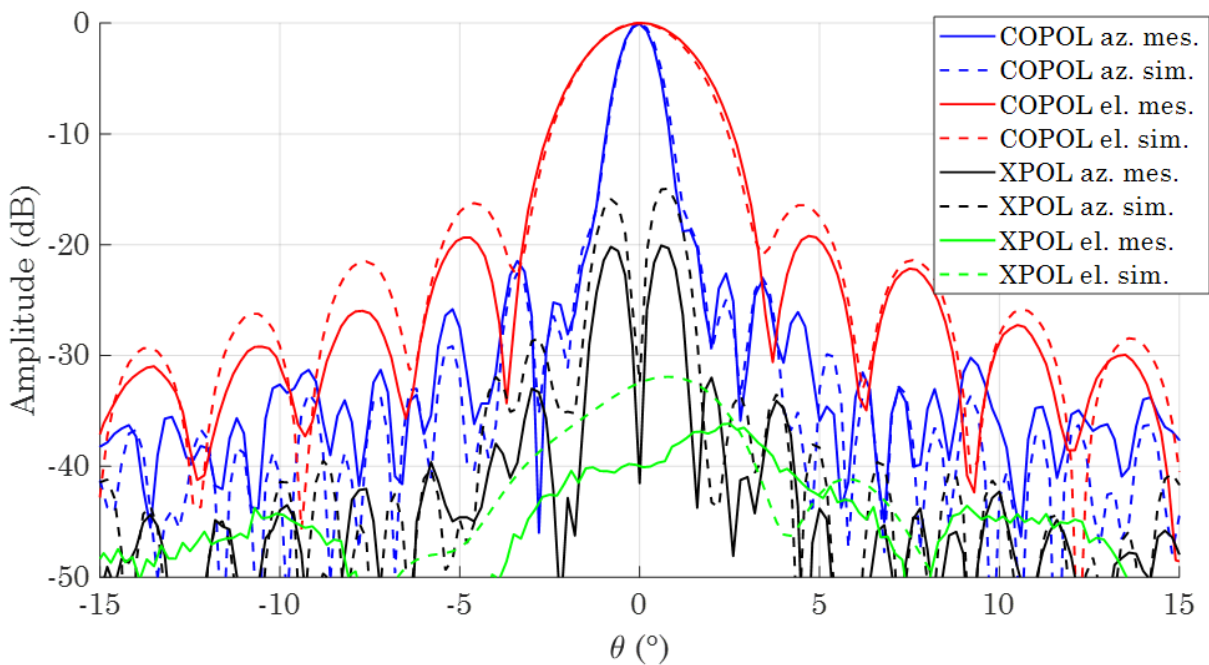


Figure 6.10 Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. H rapproché

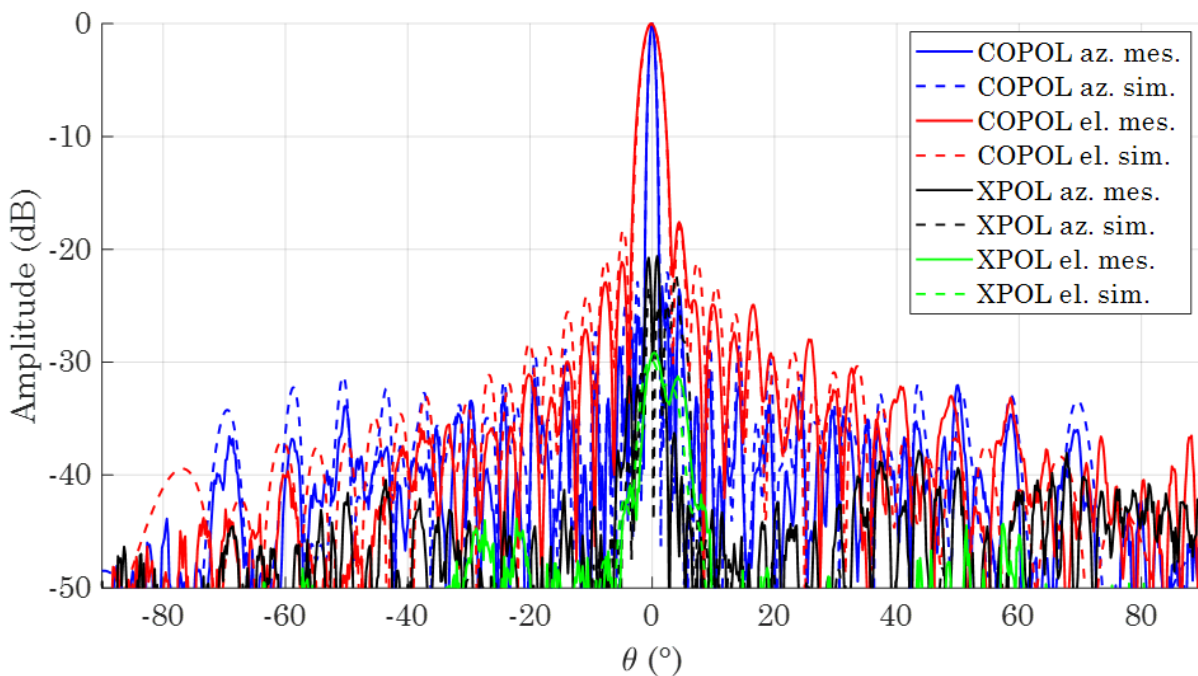


Figure 6.11 Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. V

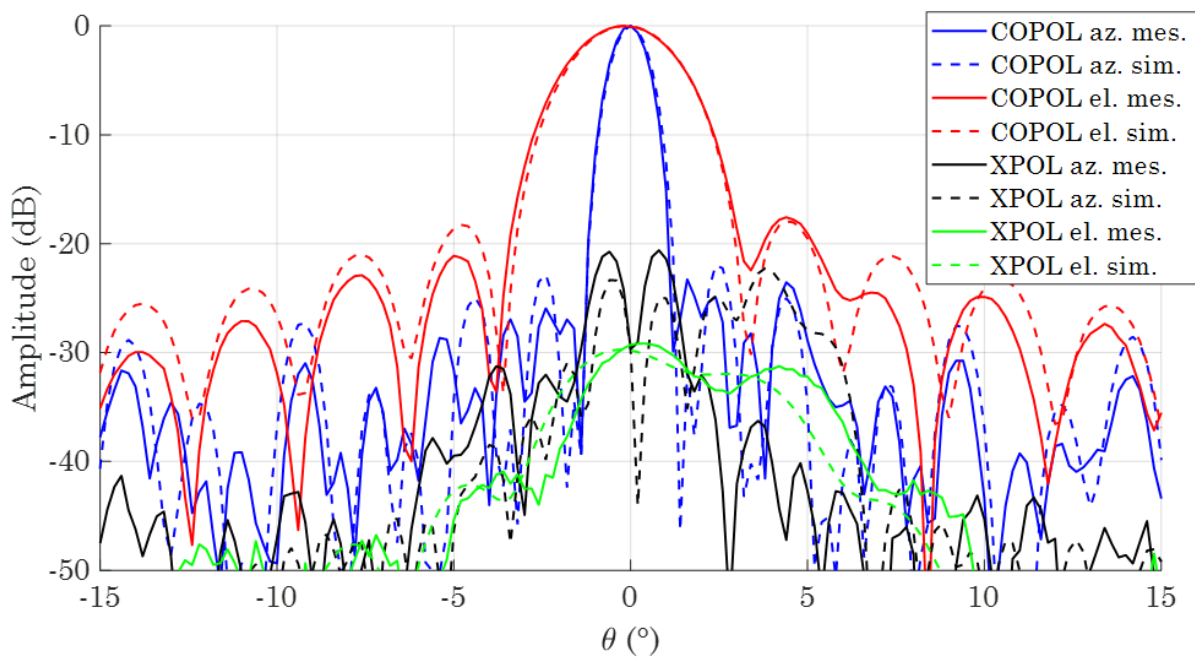


Figure 6.12 Comparaison des mesures et des simulations de l'antenne réseau réflecteur en pol. V rapproché

Tableau 6.2 Paramètres d'antennes mesurés et simulés du réseau réflecteur RSO

Paramètres	Pol. H				Pol. V			
	El.		Az.		El.		Az.	
	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.
SLL	-19.4 dB	-16.3 dB	-21.5 dB	-22.6 dB	-17.6 dB	-17.9 dB	-23.3 dB	-22.0 dB
HPBW	3.00°	2.91°	0.98°	1.01°	3.08°	2.98°	1.01°	1.04°
XPOL	-36.2 dB	-31.9 dB	-20.1 dB	-14.9 dB	-20.6 dB	-23.33 dB	-29.2 dB	-29.7 dB

De plus, un balayage en fréquence illustré à la Figure 6.13 est effectué à $\theta = 0^\circ$ pour évaluer les gains de l'antenne. On remarque une différence de 0.2 dB entre le gain maximal mesuré en polarisation V et le gain à $\theta = 0^\circ$. En effet, le faisceau principal du réseau réflecteur en polarisation V est légèrement incliné de -0.4° . Par rapport à la normale de la surface. De plus, il est possible d'observer que le gain de l'antenne réseau réflecteur selon la fréquence possède un comportement similaire au gain de la source d'illumination selon la fréquence illustré à la Figure B.3. L'efficacité de rayonnement de la source d'illumination est donc en partie responsable de la diminution du gain du réseau réflecteur en polarisation verticale selon la fréquence. Un budget de perte est détaillé au Tableau 6.3 pour analyser les gains mesurés du réseau réflecteur aux deux polarisations. L'outil d'évaluation des performances du réseau réflecteur calcule la directivité de l'antenne en considérant l'efficacité d'uniformité de la source, soit $D_u \varepsilon_t$. Les efficacités de débordement ε_s calculées à l'aide des diagrammes de rayonnement de la source d'illumination sont ajoutées pour obtenir une estimation de la directivité $D = D_u \varepsilon_t \varepsilon_s$, soit 38.72 dB pour la polarisation H et 38.55 dB pour la polarisation V. À ce niveau, il est possible de comparer avec la directivité calculée à partir des diagrammes de rayonnement mesurés, soit 38.42 dB et 38.32 dB pour les polarisations H et V respectivement. Toutefois, ces derniers résultats ne prennent pas en considération le rayonnement derrière le réseau réflecteur, car le montage en L, sur lequel l'antenne en test est installée, est muni de matériaux absorbeurs interférant avec les mesures à ces angles θ élevés. Ainsi, la directivité mesurée est surévaluée.

Comme mentionné précédemment, les efficacités de rayonnement de la source d'illumination sont moins bonnes en mesures pour les deux polarisations. En effet, l'efficacité de

rayonnement en polarisation horizontale est de 76.84 % en simulation et 66.62 % impliquant une baisse de 0.62 dB sur le gain mesuré par rapport au gain simulé. Pour la polarisation verticale, une baisse de 1.36 dB sur le gain mesuré par rapport aux simulations provient de l'efficacité de rayonnement de 50.96 % au lieu de 69.70 %. En considérant ces valeurs à la directivité simulée, on obtient des gains de 36.74 dB en polarisation H et 35.37 dB en polarisation V. Outre ces différences, il existe d'autres causes à la diminution des gains mesurés de l'antenne réseau réflecteur. Il est possible que les efficacités d'uniformité et de débordement pris en compte pour la source d'illumination soient différentes avec la présence de la structure CubeSat. De plus, l'outil d'évaluation des performances d'antenne utilise des approximations pour faciliter le calcul des diagrammes de rayonnement avec les modes TE et TM. La première est que l'antenne source rayonne des ondes électromagnétiques planes sur les cellules unitaires du réseau réflecteur. Cependant, les ondes provenant de la source sont quasi-sphériques. Cela a aussi un effet sur l'approximation périodique infinie utilisée lors du calcul des performances des cellules unitaires sur HFSS. Les modes de Floquet d'excitation émulent une onde incidente plane. D'ailleurs, les conditions aux frontières périodiques infinies assument durant les simulations que l'environnement de la cellule unitaire est identique, c'est-à-dire que la même cellule est répétée. Ce n'est pas le cas sur le réseau réflecteur fabriqué, où les cellules unitaires environnantes sont de tailles différentes. Finalement, les tolérances de fabrication et d'assemblage des panneaux du réseau réflecteurs peuvent à leur tour introduire problème de phase, par exemple l'alignement entre les 5 panneaux ou bien des erreurs de métallisation des cellules unitaires. Tous ces éléments laissent place à des erreurs de phase sur la surface du réseau réflecteur, et par le fait même influence la valeur du gain final de l'antenne par l'efficacité de phase ε_{ph} .

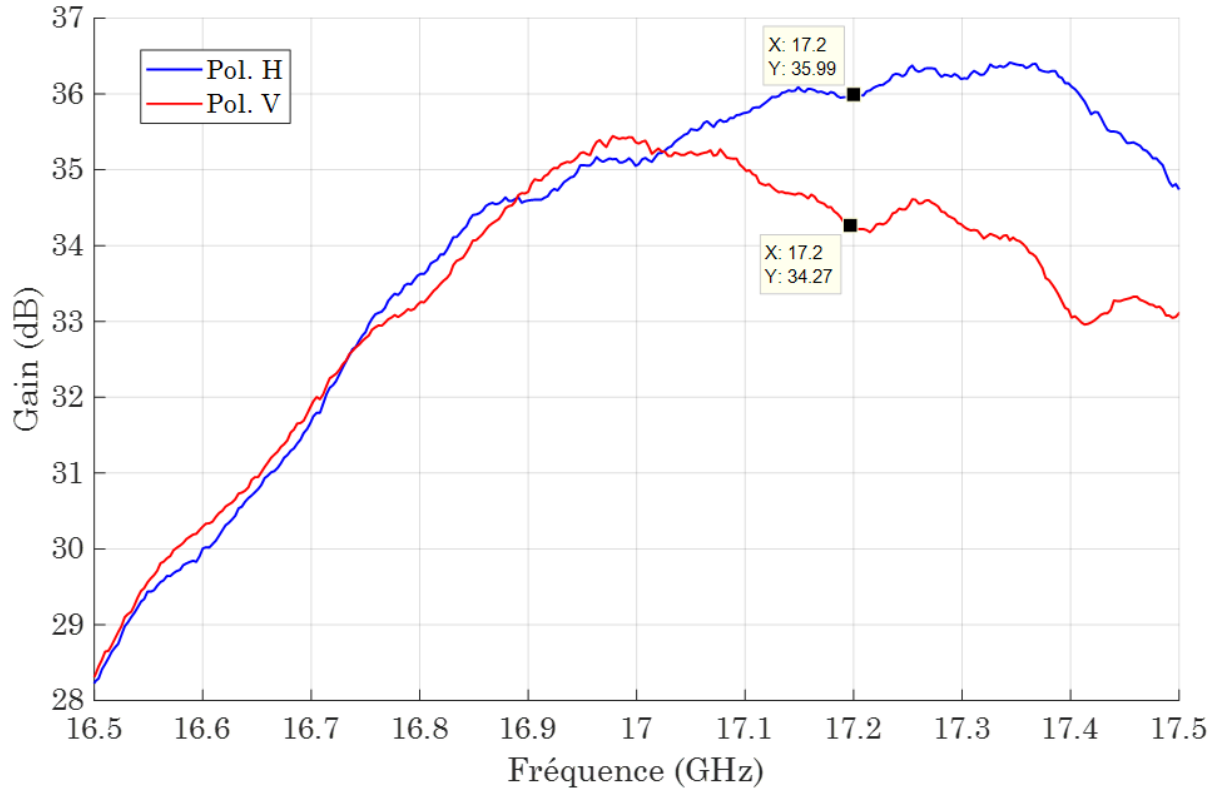


Figure 6.13 Gains mesurés de l'antenne réseau réflecteur selon la fréquence

Tableau 6.3 Mesures et prédictions des paramètres d'antenne pour évaluation des gains maximums

Paramètres	Pol. H		Pol. V	
	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.
$D_u \varepsilon_t$	-	40.32 dB	-	39.81 dB
ε_s	-	69.2 %	-	74.8 %
D	38.42 dB	38.72 dB	38.32 dB	38.55 dB
e_r de la source	66.62 %	76.84 %	50.96 %	69.70 %
Pertes cellules unitaires	-	-0.22 dB	-	-0.25 dB
Gain	35.99 dB	37.36 dB	34.47 dB	36.73 dB

6.4 Estimation des performances RSO

Les diagrammes de rayonnement et les gains mesurés de l'antenne réseau réflecteur simple bande sont utilisés pour évaluer les performances RSO selon les équations 2.24, 2.25 et 2.28. Les prédictions du NESZ pour les modes RSO VV (transmission VP et réception VP) et VH (transmission VP et réception HP) sont illustrés à la Figure 6.14. Les deux prédictions ne respectent pas le requis au début de l'analyse de -17 dB. Ce problème est directement lié à la diminution des gains mesurés de l'antenne réseau réflecteur. Même en ne prenant pas les pertes par efficacité de rayonnement de la source, le requis du NESZ est partiellement rencontré pour les des modes d'opérations. Ces modes sont utilisés par héritage des missions CoReH2O et TSMM. Le mode RSO HH (transmission HP et réception HP) n'est pas utilisé dans ces missions, car des statistiques de télédétection de la neige démontrent que les coefficients de diffusions σ_{VV} et σ_{HH} sont pratiquement similaires, et donc redondants [2]. Toutefois, ici le gain en polarisation horizontale est meilleur que celui en polarisation verticale. La Figure 6.14 démontre que le mode RSO HH rencontre les requis de NESZ en ne prenant pas en considération les pertes ohmiques de la source d'illumination. Il existe plusieurs façons d'améliorer le NESZ du système radar. Dans le cas de conception de l'antenne, une possibilité serait de diminuer les pertes ohmiques de la source d'illumination. Contrairement aux antennes imprimées, une antenne cornet ou réseau de guide d'onde à fentes ne dissipent pratiquement pas de pertes et sont capables d'opérer à plus haute puissance. Une autre option pour améliorer le NESZ est d'augmenter la puissance moyenne de transmission.

Les prédictions du RASR des modes RSO VV et VH sont présentées à la Figure 2.10. Ceux-ci rencontrent les requis de mission de -20 dB avec des maximums de -33.7 dB pour le mode VV et -35.9 dB pour le mode VH. Les coefficients de diffusion utilisés dans l'équation 2.25 proviennent de mesures de la calotte glaciaire du Groenland à l'aide d'un système radar ultra large bande opérant en bande Ku [50].

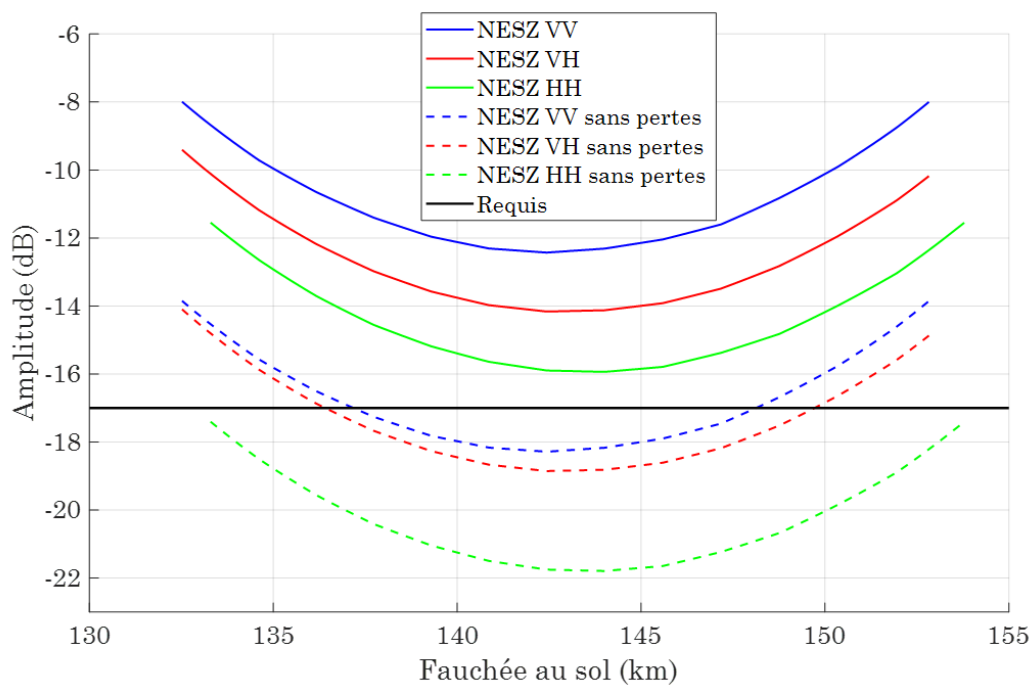


Figure 6.14 Prédictions du NESZ pour les modes RSO VV, VH et HH de l'antenne réseau réflecteur

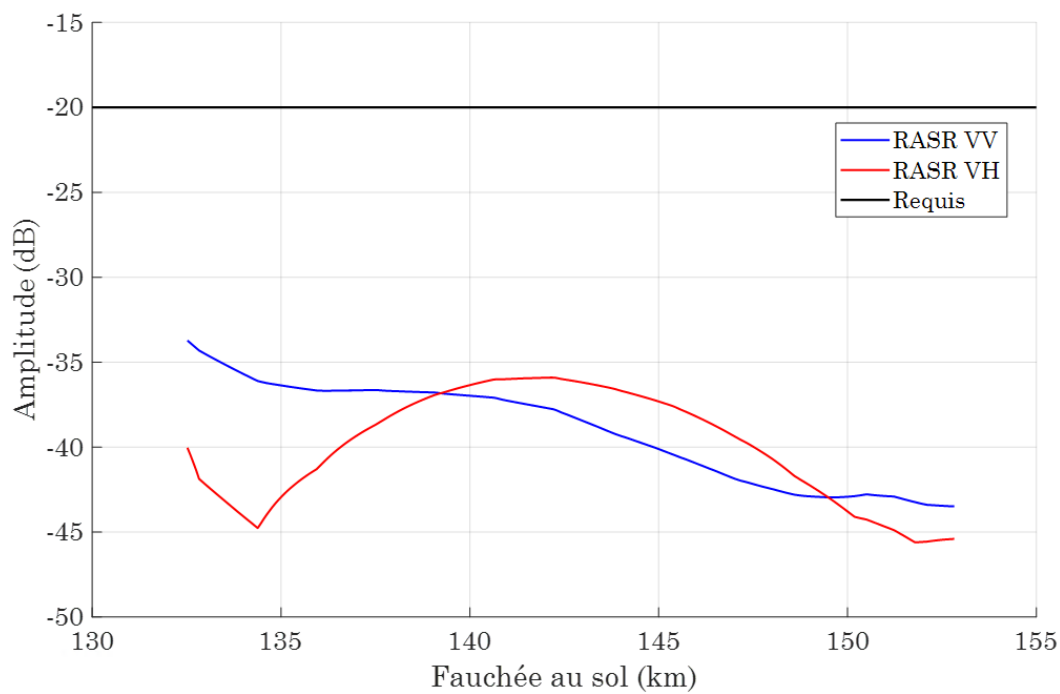


Figure 6.15 Prédictions du RASR pour les modes RSO VV et VH de l'antenne réseau réflecteur

Les prédictions du AASR pour les modes RSO VV et VH sont illustrées à la Figure 6.16. La largeur de bande Doppler maximale est défini par l'équation 2.18. Il est vu que la résolution optimale pour un système RSO est approximée par la moitié de la longueur de l'antenne, soit 0.5 m dans ce cas-ci. Ainsi, seulement 1% de la largeur de bande Doppler est nécessaire pour atteindre le requis de résolution géométrique azimutale de 50 m. Malgré la réduction de largeur de bande, le requis d'ambiguïtés en azimut de -20 dB n'est pas rencontré pour les deux modes RSO VV et VH. En effet, la somme des ambiguïtés en azimut est plus élevée que le signal désiré de 0.20 dB en mode VV et 0.12 dB en mode VH. Il est important d'observer que les ambiguïtés sont répétées à tous les $N \cdot \text{PRF}$, soit 5900 Hz pour le faisceau analysé. De ce fait, une augmentation du PRF du signal peut améliorer le ratio AASR du système RSO. Toutefois, une augmentation du PRF implique aussi une dégradation du RASR en augmentant le nombre d'ambiguïtés en portée dans le diagramme de rayonnement en élévation. De plus, une telle augmentation complexifie les circuits de transmissions et réceptions du radar.

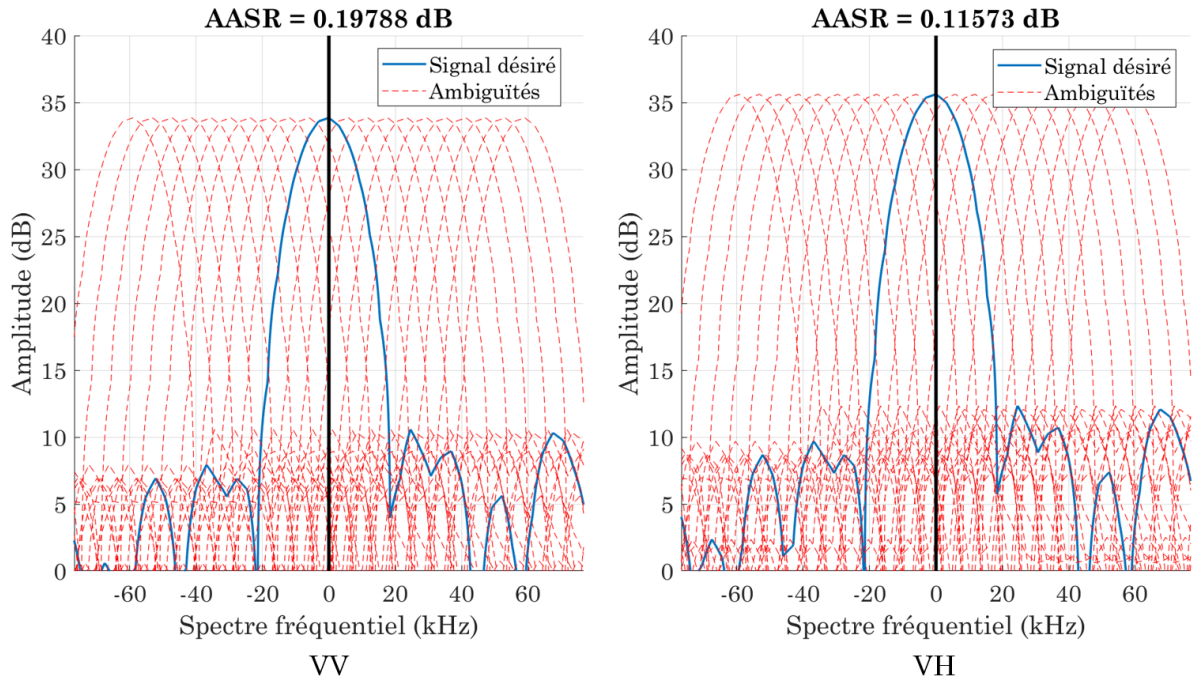


Figure 6.16 Prédictions du AASR pour les modes RSO VV et VH de l'antenne réseau réflecteur

L'augmentation de la longueur de l'antenne une autre option pour réduire le AASR, car la largeur du faisceau d'antenne en azimuth est par conséquent réduite. De plus, cette possible modification à la topologie de l'antenne réseau réflecteur augmenterait le gain améliorant le NESZ à la fois. Cependant, cela demande un système de déploiement mécanique en orbite et une conception d'une source d'illumination beaucoup plus complexes. Des techniques de suppression des ambiguïtés en azimuth sont en développement au niveau du traitement numérique des échos radars impliquant des méthodes de filtrage [51] ou des méthodes d'estimations des ambiguïtés [52], [53]. La mission RSO ConGalSAR [54] utilise un satellite transmetteur géostationnaire et une constellation de microsatellites en orbite basse pour la réception des échos. Le système RSO se base sur l'opération de multiples faisceaux en azimuth et en élévation à l'aide d'une antenne réflecteur et du traitement de signal pour réduire le ratio des ambiguïtés en azimuth par rapport au signal désiré [55].

CHAPITRE 7 CONCLUSION

Ce mémoire présente la conception d’une antenne réseau réflecteur pour étudier la faisabilité d’une mission de radar à synthèse d’ouverture (RSO) en bande Ku sur une plateforme nanosatellitaire de type CubeSat. L’antenne fonctionne en bande Ku, soit à 17.2 GHz, pour une application de télédétection des caractéristiques de la neige. Un premier réseau réflecteur prototype simple bande double polarisation a été réalisé. Ce dernier utilise une cellule unitaire possédant de bonnes performances de réflexion et de faible rayonnement de contre-polarisation. Développée dans l’article [7] pour une application de télécommunication satellite à 11.95 GHz, la cellule unitaire a été adaptée pour fonctionner à la fréquence d’opération du système RSO. Le prototype réalisé à l’aide de la méthode classique des réseaux réflecteur démontre des performances mesurées concordant avec les simulations effectuées sur le logiciel HFSS. Toutefois, la mesure des caractéristiques de la neige nécessite un mode RSO à double fréquence, soit 13.6 GHz et 17.2 GHz.

Une nouvelle cellule élémentaire pour réseau réflecteur double bande et double polarisation a été développée. Cette cellule offre la possibilité de contrôler indépendamment le déphasage de l’onde incidente pour chaque fréquence et chaque polarisation sur la surface de l’antenne. Une plage de déphasage minimale de 360° est atteinte pour chaque mode d’opération. Ce concept est une contribution importante dans le domaine des antennes réseau réflecteur, puisqu’il est possible d’adapter le contrôle de phase pour des fréquences arbitraires facilement avec quelques modifications de dimensions de la structure, tout en conservant un niveau couplage interélément très faible. La cellule unitaire proposée fournit un contrôle de phase double bande double polarisation pour un ratio de fréquence très petit 1 : 1.26, ce qui n’a pas été observé dans la littérature jusqu’à maintenant. Un réseau réflecteur de 15 cm x 15 cm est fabriquée et testé en chambre anéchoïque. Les mesures démontrent de bons accords avec les performances simulées. Des réflexions dans la direction spéculaire ont été mesurées. Malgré leur présence en simulation, ces niveaux de réflexion mesurés sont légèrement plus élevés. Des causes possibles peuvent provenir des diffractions de la structure mécanique sou-

tenant l'antenne en test, ou même par des erreurs de phases sur la surface du réflecteur dû à des tolérances de fabrication.

Une revue de littérature sur les missions RSO existantes pour la télédétection de la neige a été effectuée pour fixer les paramètres radars d'une mission fictive pour amorcer la conception de l'antenne réseau réflecteur finale. La plupart de ces paramètres ont d'ailleurs été proposés par l'expert RSO le Dr. Guy Séguin de la compagnie INSARSAT Inc. Les dimensions de l'antenne est fixée à 1.04 m x 0.34 m pour atteindre les requis de NESZ et de résolution spatiale. Une topologie d'antenne propice à un déploiement mécanique pour la plateforme CubeSat est proposée. La source d'illumination est réalisée par Chloé Lecourt-Mireault dans le cadre de son projet de recherche de maîtrise. Les performances de la source ont été optimisées pour la surface de l'antenne. Les angles d'incidence entre la source d'illumination et les cellules unitaires du réseau réflecteur sont très élevés à certaine région $\theta_0 > 60^\circ$. Ces angles peuvent générer des erreurs de phase si la méthode de conception de réseau réflecteur classique est utilisée. Un outil Matlab pour l'évaluation des performances d'antenne réseau réflecteur a été développé. Ce dernier prend en considération les angles d'incidence pour chaque cellule unitaire constituant l'antenne en calculant les coefficients de réflexion des ondes TE et TM. Les performances de l'outil ont été validées avec les simulations HFSS de l'antenne prototype simple bande. De plus, des fonctions Matlab ont aussi été réalisé pour générer les fichiers de fabrication des réseaux réflecteur simple bande et double bande sous format DXF.

L'antenne réseau réflecteur finale a été fabriquée et testée en chambre anéchoïque compacte. Une structure mécanique émulant les dimensions du satellite CubeSat lors des tests a aussi été fabriquée. Les diagrammes de rayonnement mesurés en élévation et en azimuth démontrent d'excellentes concordances avec les prédictions effectuées par l'outil Matlab. Des niveaux de lobes secondaires et de contra-polarisation plus bas ont même été mesurés. Cependant, une diminution des gains mesurés par rapport à aux simulations est observée, soit 35.99 dB au lieu de 37.36 dB pour la polarisation horizontale et 34.47 dB au lieu de 36.73 dB pour la polarisation verticale. Ces diminutions sont d'une part expliquées par une dégradation des gains mesurées de la source d'illumination, soit de 0.62 dB en HP et 1.36 dB en VP.

Les pertes restantes peuvent être causées par des erreurs de phase reliées aux approximations périodiques infinies lors de l'évaluation des performances, mais aussi aux tolérances d'assemblage et de fabrication de l'antenne. Les performances RSO ont par la suite été estimées à l'aide des mesures prises pour l'antenne réseau réflecteur. Le requis de NESZ de -17 dBm n'est pas rencontré pour les modes RSO VV et VH. Cela est directement relié à la dégradation des gains de l'antenne mesurés. Le requis du ratio d'ambiguïtés en portées RASR maximum de -20 dB est rencontré avec des ratios maximaux de -33.7 dB en mode VV et -35.9 dB en mode VH. Cependant, le ratio des ambiguïtés en azimuth AASR est problématique pour ce système RSO puisque le requis de -20 dB n'est pas rencontré pour aucun des deux modes VV et VH. À partir des performances du système RSO, le concept présenté dans ce mémoire est faisable pour une constellation de nanosatellites RSO. Il est prédit qu'une telle configuration de satellites RSO améliore la suppression des ambiguïtés en azimuth.

Limitation du concept proposé

Les principales limitations du concept RSO proviennent de la taille de la plateforme satellitaire de type CubeSat 12U. Les petites dimensions d'approximativement 20 cm x 30 cm limitent l'espace disponible pour y intégrer une antenne de grande dimension nécessaire pour atteindre les requis de missions RSO, soit le NESZ et le AASR. De plus, le petit volume disponible à l'intérieur du nanosatellite limite le nombre de batteries nécessaire pour emmagasiner l'énergie provenant des panneaux solaires. De ce fait, la puissance disponible pour la transmission du pulse radar est restreinte. À ce jour, la plus haute puissance emmagasinée dans un CubeSat est de 100 W pour la mission en développement AIBUS. Cette limitation a un impact direct sur le NESZ du système RSO. De plus, l'efficacité de rayonnement de la source d'illumination influence considérablement le gain de l'antenne réseau réflecteur. Une technologie à pertes réduites, comme une antenne cornet ou bien un réseau de guide d'ondes à fentes est préférable à un réseau d'antennes imprimées sur substrat diélectrique. Il est aussi important de mentionner l'atténuation naturelle de l'amplitude des champs sur la surface du réflecteur par l'effet de distance relative. En effet, le ratio de la distance focale de la source par rapport à la longueur de l'antenne fait en sorte que les champs sont beaucoup plus at-

ténues sur les bords qu’au centre de l’antenne. Cela a pour effet d’augmenter la largeur du faisceau en azimut, et par conséquent d’augmenter le niveau de AASR.

Améliorations futures

La réalisation de l’antenne réseau réflecteur présentée dans ce mémoire est une première étape vers mission RSO sur une plateforme nanosatellitaire. Plusieurs améliorations peuvent améliorer les performances RSO. Du côté réseau réflecteur, la cellule unitaire double bande et double polarisation demeure une solution dispendieuse dû au processus de fabrication des vias métallisé des couches inférieures. Une solution différente pourrait être utilisée pour isoler les lignes de transmission servant au contrôle de phase pour limiter le nombre de vias sur le réseau réflecteur. Par la suite, parce que la mission RSO nécessite plusieurs faisceaux en élévation pour atteindre une fauchée accessible au sol de 160 km, l’outil Matlab d’évaluation des performances pourrait inclure l’analyse multifaisceau. Une amélioration intéressante serait d’incorporer un optimiseur pour déterminer les phases requises sur la surface du réseau réflecteur. Finalement, il serait intéressant d’analyser la possibilité d’inclure deux panneaux additionnels au réseau réflecteur. Cela aurait pour effet d’augmenter le gain de l’antenne et de diminuer la largeur du faisceau en azimut augmentant les chances de satisfaire les requis radars de NESZ et AASR.

RÉFÉRENCES

- [1] P. Nayeri, F. Yang et A. Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antenna : Theory, Design and Application*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2018.
- [2] “CoReH2O - Report for Mission Selection - An Earth Explorer to Observe Snow and Ice,” ESA Communications Production, Rapport technique SP-1324/2, 2012. [En ligne]. Disponible : http://esamultimedia.esa.int/docs/EarthObservation/SP1324-2_CoReH2Or.pdf
- [3] E. Martinez-de-Rioja *et al.*, “Dual Polarized Reflectarray Transmit Antenna for Operation in Ku- and Ka-Bands With Independent Feeds,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, n^o. 6, p. 3241–3246, 2017.
- [4] J. Zhao *et al.*, “A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna With the Potentiality of Arbitrary Polarizations,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, p. 3224–3227, 2017.
- [5] H. Hasani et C. Peixeiro, “Dual-Band, Dual-Polarized Microstrip Reflectarray Antenna in Ku Band,” dans *2012 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, 2012, p. 1–3.
- [6] G. Burbidge, “Dual-Frequency Ku-Band SAR Instrument for Terrestrial Snow Mass Mission,” communication présentée à CSA ASAR Workshop, Saint-Hubert, QC, Canada, 2 octobre 2019.
- [7] R. Florencio *et al.*, “Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n^o. 4, p. 1234–1246, 2015.
- [8] J. King *et al.*, “Spatio-Temporal Influence of Tundra Snow Properties on Ku-band (17.2 GHz) Backscatter,” *Journal of Glaciology*, vol. 61, n^o. 226, p. 261–279, oct. 2015.
- [9] R. M. De Santis, “Canisterized Satellite Dispenser (CSD) Datasheet,” Planetary Systems Corporation, Rapport technique 2002337F, 2018. [En ligne].

- Disponible : <https://www.planetarysystemscorp.com/wp-content/uploads/2014/07/2002337F-CSD-Data-Sheet.pdf>
- [10] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2012.
 - [11] Ansys. (2021) Ansys HFSS : High Frequency Electromagnetic Field Simulation Software. [En ligne]. Disponible : <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
 - [12] A. K. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2006.
 - [13] W. A. Imbriale, S. Gao et L. Boccia, *Space Antenna Handbook*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2012.
 - [14] A. Moreira *et al.*, “A Tutorial on Synthetic Aperture Radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, vol. 1, n°. 1, p. 6–43, 2013.
 - [15] G. Franceschetti et R. Lanari, *Synthetic Aperture Radar Processing*. Boca Raton, FL : CRC Press, 1999.
 - [16] A. Freeman, “Design Principles for Smallsat SARs,” communication présentée à 32nd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Logan, Utah, USA, 4-9 aout 2018.
 - [17] J. C. Curlander et F. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar : Systems and Signal Processing*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 1991.
 - [18] F. M. Henderson et A. J. Lewis, *Manual of Remote Sensing : Volume 2, Principles and Applications of Imaging Radar*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 1998.
 - [19] K. Luo *et al.* (2017) Copernicus Global Land Operations “Cryosphere and Water” : Algorithm Theoretical Basis Document. [En ligne]. Disponible : https://land.copernicus.eu/global/sites/cgls.vito.be/files/products/CGLOPS2_ATBD_SWE-NH-5km-V1_I1.01.pdf
 - [20] W. Jing, M. Xing et Z. Bao, “Suppression of Azimuth Ambiguities with Constellation of Micro-satellites,” dans *2006 CIE International Conference on Radar*, 2006, p. 1–4.
 - [21] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2012.
 - [22] M. R. Chaharmir et J. Shaker, “Design of a Multilayer X-/Ka-Band Frequency-Selective Surface-Backed Reflectarray for Satellite Applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n°. 4, p. 1255–1262, 2015.

- [23] R. Deng *et al.*, “An FSS-Backed Ku/Ka Quad-Band Reflectarray Antenna for Satellite Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n^o. 8, p. 4353–4358, 2018.
- [24] J. Huang et J. A. Encinar, *Reflectarray Antenna*. Hoboken, NJ : Wiley Sons Ltd, 2007.
- [25] K. v. 't Klooster, F. Hélière et C. Lin, “Antenna Activities in Support to Future Candidate Earth Explorer Core Missions With a SAR,” dans *18-th INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVES, RADAR AND WIRELESS COMMUNICATIONS*, 2010, p. 1–4.
- [26] J. Uher, J. Mennitto et D. McLaren, “Design Concepts for the Radarsat-2 SAR Antenna,” dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with : USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*, vol. 3, 1999, p. 1532–1535 vol.3.
- [27] A. Fourmault *et al.*, “Active Phase Array SAR Antennas,” dans *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, p. 1–4.
- [28] A. Hees *et al.*, “Status and Future Trends of Active Phased Array Antennas for AIRBUS Space-Borne SAR Systems,” dans *2019 IEEE International Symposium on Phased Array System Technology (PAST)*, 2019, p. 1–6.
- [29] M. Zhou *et al.*, “Design of Ka-band Reflectarray Antennas for High Resolution SAR Instrument,” dans *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, p. 1–5.
- [30] M. Khosravi, M. Fakharzadeh et M. H. Bastani, “Beamforming in SAR Satellites for Nadir Echo Suppression,” *IET Radar, Sonar Navigation*, vol. 13, n^o. 3, p. 420–427, 2018.
- [31] Y.-J. Won, K. H. Lee et J.-H. Lee, “Performance Improvement of Spaceborne SAR Using Antenna Pattern Synthesis Based on Quantum-Behaved Particle Swarm Optimization,” *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.
- [32] Dassault Systemes. CST Studio Suite : Electromagnetic Field Simulation Software, year = 2021. [En ligne]. Disponible : <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>

- [33] Y. Aslan et A. Yarovoy, “Reduction of Mutual Coupling Between Closely Spaced Patch Antennas Using Dielectric Stratification Technique,” dans *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, p. 248–251.
- [34] R. E. Hodges *et al.*, dans *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, title=Novel deployable reflectarray antennas for CubeSat communications*, 2015, p. 1–4.
- [35] H. Rott *et al.*, “CoReH2O - A Ku- and X-Band SAR Mission for Snow and Ice Monitoring,” dans *7th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, 2008, p. 1–4.
- [36] T. Fügen *et al.*, “Design and Characterization of the CoReH2O Ku-Band Multi-Feed Antenna,” dans *2012 13th International Radar Symposium*, 2012, p. 166–169.
- [37] P. Cecchini *et al.*, “A Dual Band Array-Fed Reflector ScanSAR Antenna,” dans *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 3431–3435.
- [38] 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.
- [39] J. Russell et N. Kilkenny, “ALBus Hopes to Increase Power Availability for CubeSats,” NASA Glenn Research Center, Rapport technique, 2018. [En ligne]. Disponible : <https://www.nasa.gov/feature/albus-hopes-to-increase-power-availability-for-cubesats>
- [40] Pumpkin Inc. (2021) Pumpkin Space System. [En ligne]. Disponible : <https://www.pumpkinspace.com/>
- [41] T.-Y. Park, B.-G. Chae et H.-U. Oh, “Development of 6U CubeSat’s Deployable Solar Panel with Burn Wire Triggering Holding and Release Mechanism,” dans *International Journal of Aerospace Engineering*, vol. 2019, n°. 7346436, 2019.
- [42] 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.
- [43] M. H. Dahri *et al.*, “Aspects of Efficiency Enhancement in Reflectarrays with Analytical Investigation and Accurate Measurement,” *Electronics*, vol. 9, n°. 11, 2020. [En ligne]. Disponible : <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/11/1887>

- [44] E. Almajali *et al.*, “Feed Image Lobes in Offset-Fed Reflectarrays : Diagnosis and Solution,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n°. 1, p. 216–227, 2014.
- [45] G. Kwiatak. (2014) Mathworks : DXFLib - File Exchange. [En ligne]. Disponible : <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/33884-dxflib>
- [46] ETS Lingdren. (2014) Pyramidal Horn Antenna : Model 3160 Series. [En ligne]. Disponible : [http://www.ets-lindgren.com/sites/etsauthor/SiteCollectionDocuments/Manuals/Antennas/3160\(1\).pdf](http://www.ets-lindgren.com/sites/etsauthor/SiteCollectionDocuments/Manuals/Antennas/3160(1).pdf)
- [47] J. Xu *et al.*, “A Novel C/Ku Dual-Band Dual-Polarized Shared Aperture Antenna for SAR Applications,” dans *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2018, p. 1–3.
- [48] Altair. (2021) FEKO. [En ligne]. Disponible : <https://altairengineering.fr/feko/>
- [49] K. R. Demarest, *Engineering Electromagnetics*. Upper Saddler River, NJ : Prentice Hall, 1998.
- [50] F. Baumgartner *et al.*, “Spectral and Angular Ground-Based Radar Backscatter Measurements of Greenland Snow Facies,” dans *IEEE 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. IGARSS'99 (Cat. No.99CH36293)*, vol. 2, 1999, p. 1053–1055 vol.2.
- [51] Y. Long *et al.*, “An Azimuth Ambiguity Suppression Method Based on Local Azimuth Ambiguity-to-Signal Ratio Estimation,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 17, n°. 12, p. 2075–2079, 2020.
- [52] K. Wang *et al.*, “Suppression of Azimuth Ambiguities in Spaceborne Stripmap SAR using Accurate Restoration Modeling,” dans *2015 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2015, p. 2429–2432.
- [53] P. Cheng *et al.*, “Azimuth Ambiguity Analysis of Multi-Channel SAR After Doppler Reconstruction,” dans *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, 2016, p. 1–4.

- [54] P. Xiao, B. Liu et W. Guo, “ConGaLSAR : A Constellation of Geostationary and Low Earth Orbit Synthetic Aperture Radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 17, n°. 12, p. 2085–2089, 2020.
- [55] P. Xiao *et al.*, “A Comprehensive Method of Ambiguity Suppression for Constellation of Geostationary and Low Earth Orbit SAR,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 13, p. 3327–3335, 2020.

ANNEXE A PERFORMANCES ANTENNE CORNET SOURCE

L'antenne cornet utilisée pour source d'illumination des réseaux réflecteurs prototypes présentés au Chapitre 5 est un cornet à gain standard 3160-08 de la compagnie ETS-Lindgren [46]. Un modèle HFSS est réalisé pour simuler les performances illustrées à la Figure A.1.

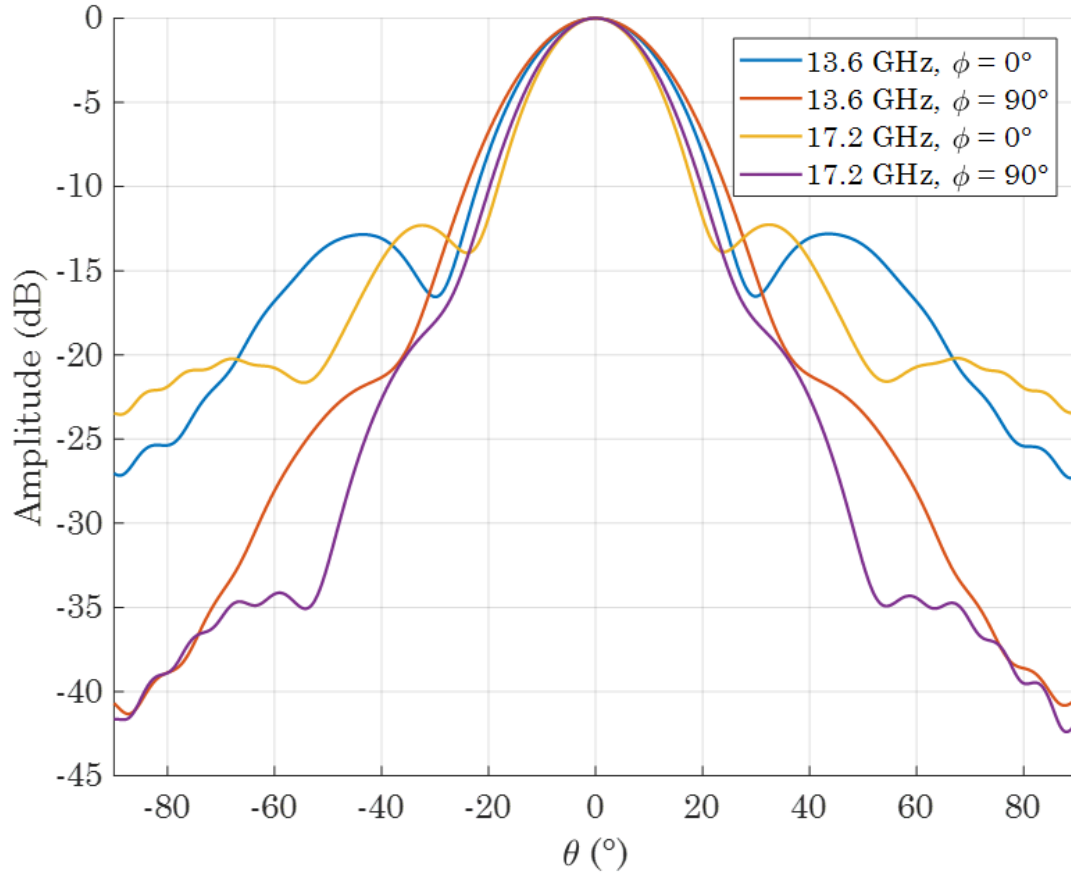


Figure A.1 Gains simulés du modèle HFSS de l'antenne cornet 3160-08 de ETS-Lindgren

ANNEXE B PERFORMANCES ANTENNE RÉSEAU SOURCE

L'antenne réseau source utilisée pour le concept du réseau réflecteur pour mission RSO a été réalisée par l'étudiante à la maîtrise Chloé Mireault-Lecourt dans le cadre de son projet de recherche. L'antenne a été conçue conjointement à l'antenne réflecteur présentée dans ce mémoire. Il s'agit d'une antenne réseau imprimée fonctionnant à 17.2 GHz. Deux ports coaxiaux sont accessibles pour générer une onde polarisée verticalement et horizontalement. Les efficacités d'illumination et de rayonnement simulées de l'antenne réseau sont présentées au Tableau B.1. Ces valeurs ont été optimisées pour la surface représentant l'antenne réseau réflecteur. Les performances estimées et mesurées de l'antenne source sont illustrées aux Figures B.1, B.2 et B.3. Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel HFSS. Les mesures (mention Fab. sur la figure) ont été effectuées dans la chambre anéchoïque du groupe de recherche Poly-Grames.

Tableau B.1 Efficacités simulées de l'antenne source

Efficacités	Polarisation H	Polarisation V
ε_t	80.1%	87.2%
ε_s	69.2%	74.8%
ε_r	76.8%	69.7%

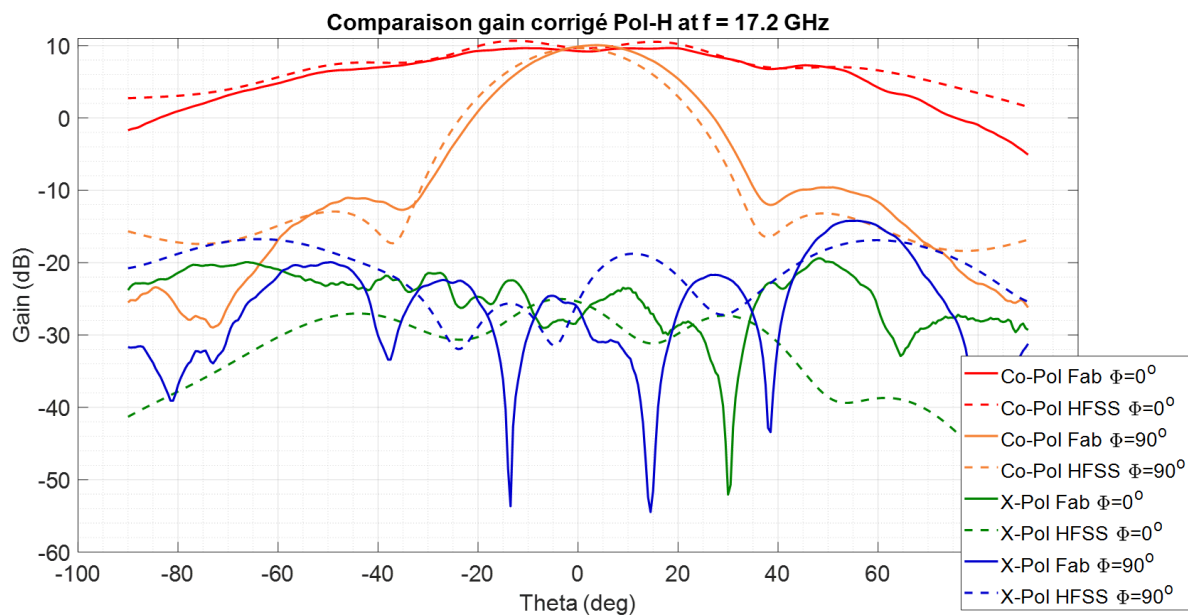


Figure B.1 Gains simulés et mesurés de l'antenne réseau source en polarisation H à 17.2 GHz

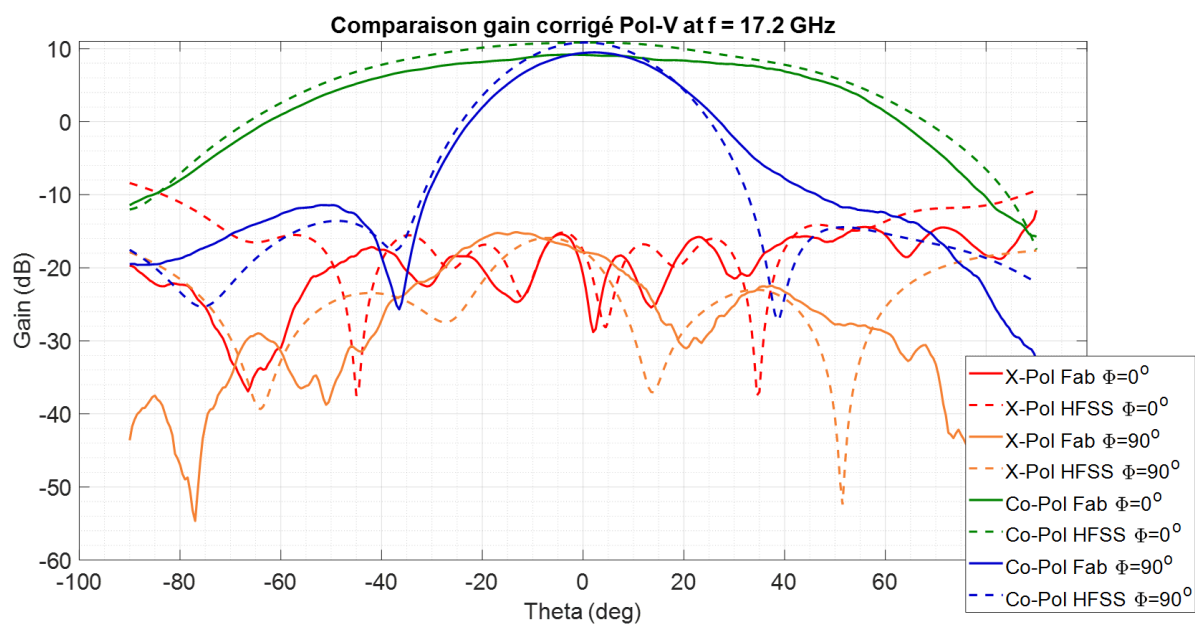


Figure B.2 Gains simulés et mesurés de l'antenne réseau source en polarisation V à 17.2 GHz

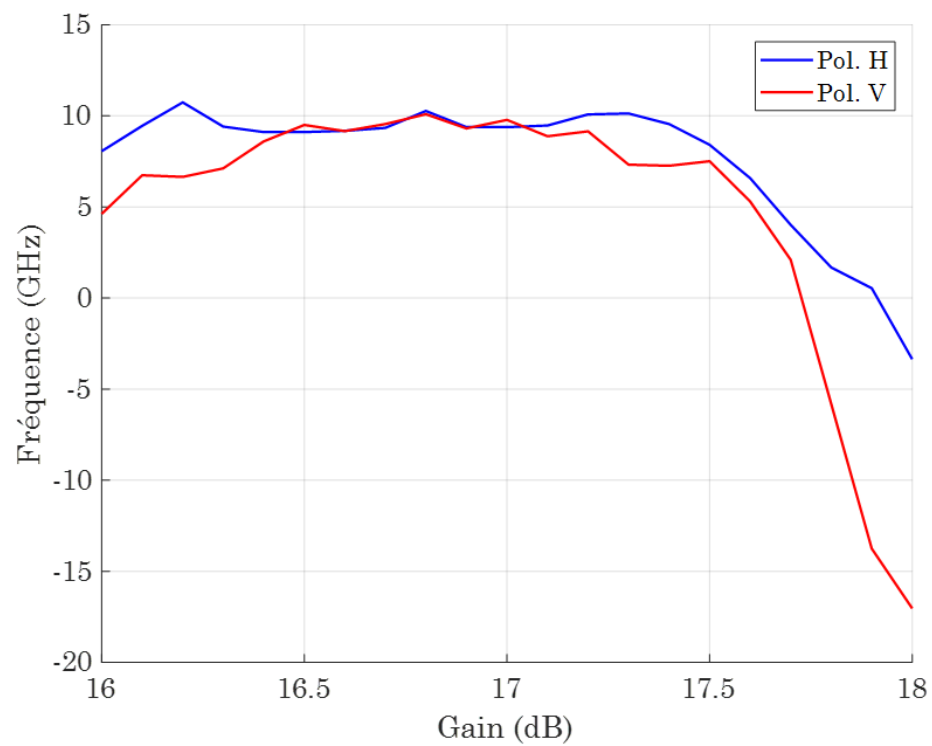


Figure B.3 Gains de l'antenne réseau source selon la fréquence

ANNEXE C CODE MATLAB POUR GÉNÉRATION DES DESSINS DE FABRICATION DXF

Présentée la fonction Matlab pour la génération de la géométrie de réseau réflecteur SBDP :

Paramètres d'entrées :

- *DXF_file_name* : Nom du fichier DXF de sortie
- *HCELL_coords* : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments horizontaux
- *HCELL_size* : Vecteur $N \times 1$ comportant la longueur du dipôle central des N éléments verticaux
- *VCELL_coords* : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments horizontaux
- *VCELL_size* : Vecteur $N \times 1$ comportant la longueur du dipôle central des N éléments verticaux

Paramètre de sortie :

- Fichier de sortie DXF pour la fabrication du réseau réflecteur simple bande double polarisation

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % MATLAB FUNCTION FOR REFLECTARRAY UNIT CELLS SINGLE BAND DUAL POLARIZATION
3  % DXF GENERATION USING DXFLIB
4  % URL : https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/33884-dxflib
5  % Author : Emile Cote Pelletier
6  % Date   : 28 avril 2019
7  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
8  function generate_DXF(DXF_file_name, HCELL_coords, HCELL_size, VCELL_coords, VCELL_size)
9
10 DXFLib = 'DXFLib\';
11 addpath(DXFLib);
12
13 % Geometrical Parameters in inch
14 subthick = 0.03; % Substrate thickness
15 H1 = HCELL_size;
16 H2 = 0.95*H1;
```

```

17 H3 = 0.75*H1;
18 WH = 0.016;
19 SH = 0.04;
20
21 V1 = VCELL_size;
22 V2 = 1.1*V1;
23 V3 = 0.55*V1;
24 WV = 0.016;
25 SV = 0.04;
26
27 % Create DXF File
28 FID = dxf_open(DXF_file_name);
29
30 %% First Layer
31 % H polarisation
32 FID = dxf_set(FID, 'Color', [1 1 0], 'Layer', 20);
33 % Set Layer and color
34 for ii = 1:length(HCELL_size)
35     % H1
36     VERTEX = [HCELL_coords(ii,1)-H1(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-WH/2 subthick;...
37             HCELL_coords(ii,1)-H1(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+WH/2 subthick;...
38             HCELL_coords(ii,1)+H1(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+WH/2 subthick;...
39             HCELL_coords(ii,1)+H1(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-WH/2 subthick];
40     FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
41
42     % H3
43     VERTEX = [HCELL_coords(ii,1)-H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+(SH+WH)-WH/2 subthick;...
44             HCELL_coords(ii,1)-H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+(SH+WH)+WH/2 subthick;...
45             HCELL_coords(ii,1)+H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+(SH+WH)+WH/2 subthick;...
46             HCELL_coords(ii,1)+H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+(SH+WH)-WH/2 subthick];
47     FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
48     VERTEX = [HCELL_coords(ii,1)-H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-(SH+WH)-WH/2 subthick;...
49             HCELL_coords(ii,1)-H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-(SH+WH)+WH/2 subthick;...
50             HCELL_coords(ii,1)+H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-(SH+WH)+WH/2 subthick;...
51             HCELL_coords(ii,1)+H3(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-(SH+WH)-WH/2 subthick];
52     FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
53 end
54
55 %% V polarisation
56 FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 1 1]);
57 for ii = 1:length(VCELL_coords)
58     % V2
59     VERTEX = [VCELL_coords(ii,1)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V2(ii)/2 subthick;...
60             VCELL_coords(ii,1)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V2(ii)/2 subthick;...
61             VCELL_coords(ii,1)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V2(ii)/2 subthick;...
62             VCELL_coords(ii,1)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V2(ii)/2 subthick];
63     FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
64 end
65 %% Second Layer
66 FID = dxf_set(FID, 'Color', [1 0 0], 'Layer', 30);
67 % Set Layer and color
68 % H polarisation
69 for ii = 1:length(HCELL_size)
70     % H2
71     VERTEX = [HCELL_coords(ii,1)-H2(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-WH/2 2*subthick;...
72             HCELL_coords(ii,1)-H2(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+WH/2 2*subthick;...
73             HCELL_coords(ii,1)+H2(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)+WH/2 2*subthick;...
74             HCELL_coords(ii,1)+H2(ii)/2 HCELL_coords(ii,2)-WH/2 2*subthick];
75     FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
76 end
77
78 % V polarisation

```

```

79     FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 0 1]);
80     for ii = 1:length(VCELL_coords)
81         % V1
82         VERTEX = [VCELL_coords(ii,1)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V1(ii)/2 2*subthick;...
83                 VCELL_coords(ii,1)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V1(ii)/2 2*subthick;...
84                 VCELL_coords(ii,1)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V1(ii)/2 2*subthick;...
85                 VCELL_coords(ii,1)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V1(ii)/2 2*subthick];
86         FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
87
88         % V3
89         VERTEX = [VCELL_coords(ii,1)+(WV+SV)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V3(ii)/2 2*subthick;...
90                 VCELL_coords(ii,1)+(WV+SV)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V3(ii)/2 2*subthick;...
91                 VCELL_coords(ii,1)+(WV+SV)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V3(ii)/2 2*subthick;...
92                 VCELL_coords(ii,1)+(WV+SV)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V3(ii)/2 2*subthick];
93         FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
94         VERTEX = [VCELL_coords(ii,1)-(WV+SV)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V3(ii)/2 2*subthick;...
95                 VCELL_coords(ii,1)-(WV+SV)-WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V3(ii)/2 2*subthick;...
96                 VCELL_coords(ii,1)-(WV+SV)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)+V3(ii)/2 2*subthick;...
97                 VCELL_coords(ii,1)-(WV+SV)+WV/2 VCELL_coords(ii,2)-V3(ii)/2 2*subthick];
98         FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
99     end
100 dxf_close(FID);
101 end

```

Présentée la fonction Matlab pour la génération de la géométrie de réseau réflecteur DBDP :

Paramètres d'entrées :

- *DXF_file_name* : Nom du fichier DXF de sortie
- *KU_coords_H* : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments horizontaux opérant à 17.2 GHz
- *KU_ang_H* : Vecteur $N \times 1$ comportant l'angle de l'arc de cercle microruban suspendue des N éléments horizontaux opérant à 17.2 GHz
- *KU_coords_V* : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments verticaux opérant à 17.2 GHz
- *KU_ang_V* : Vecteur $N \times 1$ comportant l'angle de l'arc de cercle microruban suspendue des N éléments verticaux opérant à 17.2 GHz
- *X_coords_H* : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments horizontaux opérant à 13.6 GHz
- *X_ang_H* : Vecteur $N \times 1$ comportant l'angle de l'arc de cercle microruban suspendue des N éléments horizontaux opérant à 13.6 GHz

- X_coords_V : Matrice $N \times 3$ comportant les coordonnées des N éléments verticaux opérant à 13.6 GHz
- X_ang_V : Vecteur $N \times 1$ comportant l'angle de l'arc de cercle microruban suspendue des N éléments verticaux opérant à 13.6 GHz

Paramètre de sortie :

- Fichier de sortie DXF pour la fabrication du réseau réflecteur double bande double polarisation

```

1  function generate_DXFDBDP(DXF_file_name, KU_coords_H, KU_ang_H, KU_coords_V, KU_ang_V,...
2      X_coords_H, X_ang_H, X_coords_V, X_ang_V)
3  %% Generate DXF for arc unit cell
4  %
5  DXFLib = 'DXFLib\';
6  addpath(DXFLib);
7
8  FID = dxf_open(DXF_file_name);
9  vias_rad = 0.006;
10 vias_pad = 0.005;
11
12
13 %% 17.2 GHz H Pol
14 for jj = 1:length(KU_ang_H)
15     % G n ration Stripline
16     FID = dxf_set(FID, 'Color', [1 1 0], 'Layer', 20);
17     phase_rad_17_2_H = 0.07;
18     PHASE_ANG_172GHZ_HPOL = KU_ang_H(jj);
19     OFFSET_172GHZ_HPOL = KU_coords_H(jj, :);
20
21     % Arc de cercle
22     VERTEX = [0.02437 -0.0175 0;...
23               0.03937 -0.0175 0;...
24               0.03937 0.0175 0;...
25               0.02437 0.0175 0;...
26               0.02437 0.01 0;...
27               -0.01063 0.01 0];
28
29     for ii = 1:PHASE_ANG_172GHZ_HPOL
30         VERTEX = [VERTEX ; (-0.01063-(sind(ii))*(phase_rad_17_2_H)) (0.01+(1-cosd(ii))*(phase_rad_17_2_H))
31                   0];
32     end
33
34     for ii = PHASE_ANG_172GHZ_HPOL:-1:1
35         VERTEX = [VERTEX ; (-0.01063-(sind(ii))*(phase_rad_17_2_H+0.02)) (-0.01+(1-cosd(ii))*(
36                   phase_rad_17_2_H+0.02)) 0];
37     end
38
39     VERTEX = [VERTEX ; ...
40               -0.01063 -0.01 0;...
41               0.02437 -0.01 0];
42
43     VERTEX = VERTEX + OFFSET_172GHZ_HPOL;

```

```

42
43 FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
44
45 CIRCLE = [(-0.01063-(sind(PHASE_ANG_172GHZ_HPOL))*(phase_rad_17_2_H+0.01)) ((1-cosd(
    PHASE_ANG_172GHZ_HPOL))*(phase_rad_17_2_H+0.01)) 0 (vias_pad+vias_rad)];
46
47 CIRCLE = CIRCLE + [OFFSET_172GHZ_HPOL 0];
48
49 FID = dxf_circle(FID, CIRCLE(:,1), CIRCLE(:,2), CIRCLE(:,3), CIRCLE(:,4));
50
51 % G n ration Fentes
52 FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 1 0], 'Layer', 30);
53
54 VERTEX = [-0.015 -0.041 0;...
55           -0.015 -0.01738 0;...
56           -0.00492 -0.01738 0;...
57           -0.00492 0.01738 0;...
58           -0.015 0.01738 0;...
59           -0.015 0.041 0;...
60           0.015 0.041 0;...
61           0.015 0.01738 0;...
62           0.00492 0.01738 0;...
63           0.00492 -0.01738 0;...
64           0.015 -0.01738 0;...
65           0.015 -0.041 0;...
66           ];
67
68 VERTEX = VERTEX + OFFSET_172GHZ_HPOL;
69
70 FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
71
72 % G n ration dip le
73 FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 0 1], 'Layer', 40);
74
75 VERTEX = [-0.09775 -0.01 0;...
76           0.09775 -0.01 0;...
77           0.09775 0.01 0;...
78           -0.09775 0.01 0];
79
80 VERTEX = VERTEX + OFFSET_172GHZ_HPOL;
81
82 FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
83
84 % G n ration Vias
85 FID = dxf_set(FID, 'Color', [1 0 0], 'Layer', 50);
86
87 VIAS = [(-0.01063-(sind(PHASE_ANG_172GHZ_HPOL))*(phase_rad_17_2_H+0.01)) ((1-cosd(PHASE_ANG_172GHZ_HPOL
    ))*(phase_rad_17_2_H+0.01)) 0 vias_rad;...
88         0.058 -0.02 0 vias_rad;...
89         0.058 0.02 0 vias_rad;...
90         0.031 -0.035 0 vias_rad;...
91         0.031 0.035 0 vias_rad;...
92         0 -0.057 0 vias_rad;...
93         0 0.057 0 vias_rad;...
94         -0.031 -0.035 0 vias_rad;...
95         -0.031 0.041 0 vias_rad];
96
97 if PHASE_ANG_172GHZ_HPOL <= 20
98
99 elseif PHASE_ANG_172GHZ_HPOL <= 30
100     VIAS = [VIAS ;...
101            -0.059 -0.03 0 vias_rad];

```

```

102     elseif PHASE_ANG_172GHZ_HPOL <= 50
103         VIAS = [VIAS ;...
104             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
105             -0.083 -0.014 0 vias_rad];
106     elseif PHASE_ANG_172GHZ_HPOL <= 70
107         VIAS = [VIAS ;...
108             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
109             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
110             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
111             -0.053 0.064 0 vias_rad];
112     elseif PHASE_ANG_172GHZ_HPOL <= 90
113         VIAS = [VIAS ;...
114             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
115             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
116             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
117             -0.053 0.064 0 vias_rad;...
118             -0.121 0.063 0 vias_rad];
119     else
120         VIAS = [VIAS ;...
121             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
122             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
123             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
124             -0.053 0.064 0 vias_rad;...
125             -0.121 0.063 0 vias_rad;...
126             -0.118 0.102 0 vias_rad;...
127             -0.049 0.095 0 vias_rad];
128     end
129
130     VIAS = VIAS + [OFFSET_172GHZ_HPOL 0];
131
132     FID = dxf_circle(FID,VIAS(:,1),VIAS(:,2),VIAS(:,3),VIAS(:,4));
133
134 end
135
136 %% 17.2 GHz V Pol
137 for jj = 1:length(KU_ang_V)
138     % G n ration Stripline
139     FID = dxf_set(FID,'Color',[1 1 0],'Layer',20);
140     phase_rad_17_2_V = 0.07;
141     PHASE_ANG_172GHZ_VPOL = KU_ang_V(jj);
142     OFFSET_172GHZ_VPOL = KU_coords_V(jj,:);
143
144     % Arc de cercle
145     VERTEX = [0.02437 -0.0175 0;...
146             0.03937 -0.0175 0;...
147             0.03937 0.0175 0;...
148             0.02437 0.0175 0;...
149             0.02437 0.01 0;...
150             -0.01063 0.01 0];
151
152     for ii = 1:PHASE_ANG_172GHZ_VPOL
153         VERTEX = [VERTEX ; (-0.01063-(sind(ii))*(phase_rad_17_2_V)) (0.01+(1-cosd(ii))*(phase_rad_17_2_V))
154             0];
155     end
156
157     for ii = PHASE_ANG_172GHZ_VPOL:-1:1
158         VERTEX = [VERTEX ; (-0.01063-(sind(ii))*(phase_rad_17_2_V+0.02)) (-0.01+(1-cosd(ii))*(
159             phase_rad_17_2_V+0.02)) 0];
160     end
161
162     VERTEX = [VERTEX ; ...
163         -0.01063 -0.01 0;...

```



```

162         0.02437 -0.01 0];
163
164 VERTEX = VERTEX*[0 -1 0 ; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_172GHZ_VPOL;
165
166 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
167
168 CIRCLE = [(-0.01063-(sind(PHASE_ANG_172GHZ_VPOL))*(phase_rad_17_2_V+0.01)) ((1-cosd(
        PHASE_ANG_172GHZ_VPOL))*(phase_rad_17_2_V+0.01)) 0 (vias_pad+vias_rad)];
169
170 CIRCLE = CIRCLE*[0 -1 0 0 ; 1 0 0 0; 0 0 1 0; 0 0 0 1] + [OFFSET_172GHZ_VPOL 0];
171
172 FID = dxf_circle(FID,CIRCLE(:,1),CIRCLE(:,2),CIRCLE(:,3),CIRCLE(:,4));
173
174 % G n ration Fentes
175 FID = dxf_set(FID,'Color',[0 1 0],'Layer',30);
176
177 VERTEX = [-0.015 -0.041 0;...
178         -0.015 -0.01738 0;...
179         -0.00492 -0.01738 0;...
180         -0.00492 0.01738 0;...
181         -0.015 0.01738 0;...
182         -0.015 0.041 0;...
183         0.015 0.041 0;...
184         0.015 0.01738 0;...
185         0.00492 0.01738 0;...
186         0.00492 -0.01738 0;...
187         0.015 -0.01738 0;...
188         0.015 -0.041 0;...
189     ];
190
191 VERTEX = VERTEX*[0 -1 0 ; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_172GHZ_VPOL;
192
193 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
194
195 % G n ration dip le
196 FID = dxf_set(FID,'Color',[0 0 1],'Layer',40);
197
198 VERTEX = [-0.09775 -0.01 0;...
199         0.09775 -0.01 0;...
200         0.09775 0.01 0;...
201         -0.09775 0.01 0];
202
203 VERTEX = VERTEX*[0 -1 0 ; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_172GHZ_VPOL;
204
205 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
206
207 % G n ration vias
208 FID = dxf_set(FID,'Color',[1 0 0],'Layer',50);
209
210 VIAS = [(-0.01063-(sind(PHASE_ANG_172GHZ_VPOL))*(phase_rad_17_2_V+0.01)) ((1-cosd(PHASE_ANG_172GHZ_VPOL
        ))*(phase_rad_17_2_V+0.01)) 0 vias_rad;...
211         0.058 -0.02 0 vias_rad;...
212         0.058 0.02 0 vias_rad;...
213         0.031 -0.035 0 vias_rad;...
214         0.031 0.035 0 vias_rad;...
215         0 -0.057 0 vias_rad;...
216         0 0.057 0 vias_rad;...
217         -0.031 -0.035 0 vias_rad;...
218         -0.031 0.041 0 vias_rad];
219
220 if PHASE_ANG_172GHZ_VPOL <= 20
221

```

```

222     elseif PHASE_ANG_172GHZ_VPOL <= 30
223         VIAS = [VIAS ;...
224             -0.059 -0.03 0 vias_rad];
225     elseif PHASE_ANG_172GHZ_VPOL <= 50
226         VIAS = [VIAS ;...
227             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
228             -0.083 -0.014 0 vias_rad];
229     elseif PHASE_ANG_172GHZ_VPOL <= 70
230         VIAS = [VIAS ;...
231             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
232             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
233             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
234             -0.053 0.064 0 vias_rad];
235     elseif PHASE_ANG_172GHZ_VPOL <= 90
236         VIAS = [VIAS ;...
237             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
238             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
239             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
240             -0.053 0.064 0 vias_rad;...
241             -0.121 0.063 0 vias_rad];
242     else
243         VIAS = [VIAS ;...
244             -0.059 -0.03 0 vias_rad;...
245             -0.083 -0.014 0 vias_rad;...
246             -0.108 0.025 0 vias_rad;...
247             -0.053 0.064 0 vias_rad;...
248             -0.121 0.063 0 vias_rad;...
249             -0.118 0.102 0 vias_rad;...
250             -0.049 0.095 0 vias_rad];
251     end
252
253     VIAS = VIAS*[0 -1 0 0 ; 1 0 0 0; 0 0 1 0; 0 0 0 1] + [OFFSET_172GHZ_VPOL 0];
254
255     FID = dxf_circle(FID,VIAS(:,1),VIAS(:,2),VIAS(:,3),VIAS(:,4));
256 end
257
258 %% 13.6 GHz V Pol
259 for jj = 1:length(X_ang_V)
260     % G n ration stripline
261     FID = dxf_set(FID,'Color',[1 1 0],'Layer',20);
262     phase_rad_13_6_V = 0.07;
263     PHASE_ANG_136GHZ_VPOL = X_ang_V(jj);
264     OFFSET_136GHZ_VPOL = X_coords_V(jj,:);
265
266     % Arc de cercle
267     VERTEX = [0.01 -0.05518 0;...
268         0.01 0.01382 0];
269
270     for ii = 1:PHASE_ANG_136GHZ_VPOL
271         VERTEX = [VERTEX ; (0.010-(1-cosd(ii))*(phase_rad_13_6_V+0.02)) (0.01382+(sind(ii))*(
272             phase_rad_13_6_V+0.02)) 0];
273     end
274
275     for ii = PHASE_ANG_136GHZ_VPOL:-1:1
276         VERTEX = [VERTEX ; (-0.010-(1-cosd(ii))*(phase_rad_13_6_V)) (0.01382+(sind(ii))*(phase_rad_13_6_V))
277             0];
278     end
279
280     VERTEX = [VERTEX ; ...
281         -0.01 0.01382 0;...
282         -0.01 -0.05518 0];
283

```

```

282 VERTEX = VERTEX + OFFSET_136GHZ_VPOL;
283
284 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
285
286 CIRCLE = [-(1-cosd(PHASE_ANG_136GHZ_VPOL))*(phase_rad_13_6_V+0.01)) (0.01382+(sind(
    PHASE_ANG_136GHZ_VPOL))*(phase_rad_13_6_V+0.01)) 0 (vias_pad+vias_rad)];
287
288 CIRCLE = CIRCLE + [OFFSET_136GHZ_VPOL 0];
289
290 FID = dxf_circle(FID,CIRCLE(:,1),CIRCLE(:,2),CIRCLE(:,3),CIRCLE(:,4));
291
292 % G n ration fente
293 FID = dxf_set(FID,'Color',[0 1 0],'Layer',30);
294
295 VERTEX = [0.0475 0.03 0;...
296          0.0475 -0.03 0;...
297          0.01994 -0.03 0;...
298          0.01994 -0.007875 0;...
299          -0.01994 -0.007875 0;...
300          -0.01994 -0.03 0;...
301          -0.0475 -0.03 0;...
302          -0.0475 0.03 0;...
303          -0.01994 0.03 0;...
304          -0.01994 0.007875 0;...
305          0.01994 0.007875 0;...
306          0.01994 0.03 0;...
307          ];
308
309 VERTEX = VERTEX + OFFSET_136GHZ_VPOL;
310
311 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
312
313 % G n ration dip le
314 FID = dxf_set(FID,'Color',[0 0 1],'Layer',40);
315
316 VERTEX = [-0.01 -0.124 0;...
317          0.01 -0.124 0;...
318          0.01 0.124 0;...
319          -0.01 0.124 0];
320
321 VERTEX = VERTEX + OFFSET_136GHZ_VPOL;
322
323 FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
324
325 % G n ration vias
326 FID = dxf_set(FID,'Color',[1 0 0],'Layer',50);
327
328 VIAS = [-(1-cosd(PHASE_ANG_136GHZ_VPOL))*(phase_rad_13_6_V+0.01)) (0.01382+(sind(PHASE_ANG_136GHZ_VPOL
    ))*(phase_rad_13_6_V+0.01)) 0 vias_rad;...
329          -0.014 -0.070 0 vias_rad;...
330          0.014 -0.070 0 vias_rad;...
331          -0.034 -0.046 0 vias_rad;...
332          0.034 -0.046 0 vias_rad;...
333          -0.0635 0 0 vias_rad;...
334          0.0635 0 0 vias_rad;...
335          -0.044 0.046 0 vias_rad;...
336          0.033 0.046 0 vias_rad];
337
338 if PHASE_ANG_136GHZ_VPOL <= 30
339
340 elseif PHASE_ANG_136GHZ_VPOL <= 50
341     VIAS = [VIAS;...

```

```

342         0.015 0.075 0 vias_rad];
343 elseif PHASE_ANG_136GHZ_VPOL <= 70
344     VIAS = [VIAS;...
345             0.015 0.075 0 vias_rad;...
346             -0.0224 0.109 0 vias_rad];
347 elseif PHASE_ANG_136GHZ_VPOL <= 90
348     VIAS = [VIAS;...
349             0.015 0.075 0 vias_rad;...
350             -0.0224 0.109 0 vias_rad;...
351             -0.076 0.055 0 vias_rad;...
352             -0.07 0.127 0 vias_rad];
353 else
354     VIAS = [VIAS;...
355             0.015 0.075 0 vias_rad;...
356             -0.0224 0.109 0 vias_rad;...
357             -0.076 0.055 0 vias_rad;...
358             -0.07 0.127 0 vias_rad;...
359             -0.106 0.122 0 vias_rad];
360 end
361
362 VIAS = VIAS + [OFFSET_136GHZ_VPOL 0];
363
364 FID = dxf_circle(FID,VIAS(:,1),VIAS(:,2),VIAS(:,3),VIAS(:,4));
365 end
366 %% 13.6 GHz H Pol
367 for jj = 1:length(X_ang_H)
368     % G n ration stripline
369     FID = dxf_set(FID,'Color',[1 1 0],'Layer',20);
370     phase_rad_13_6_H = 0.07;
371     PHASE_ANG_136GHZ_HPOL = X_ang_H(jj);
372     OFFSET_136GHZ_HPOL = X_coords_H(jj,:);
373
374     % Arc de cercle
375     VERTEX = [0.01 -0.05518 0;...
376              0.01 0.01382 0];
377
378     for ii = 1:PHASE_ANG_136GHZ_HPOL
379         VERTEX = [VERTEX ; (0.010-(1-cosd(ii))*(phase_rad_13_6_H+0.02)) (0.01382+(sind(ii))*(
380             phase_rad_13_6_H+0.02)) 0];
381     end
382
383     for ii = PHASE_ANG_136GHZ_HPOL:-1:1
384         VERTEX = [VERTEX ; (-0.010-(1-cosd(ii))*(phase_rad_13_6_H)) (0.01382+(sind(ii))*(phase_rad_13_6_H))
385             0];
386     end
387
388     VERTEX = [VERTEX ; ...
389              -0.01 0.01382 0;...
390              -0.01 -0.05518 0];
391
392     VERTEX = VERTEX*[0 -1 0; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_136GHZ_HPOL;
393
394     FID = dxf_polyline(FID,VERTEX(:,1),VERTEX(:,2),VERTEX(:,3));
395
396     CIRCLE = [-(1-cosd(PHASE_ANG_136GHZ_HPOL))*(phase_rad_13_6_H+0.01)) (0.01382+(sind(
397         PHASE_ANG_136GHZ_HPOL))*(phase_rad_13_6_H+0.01)) 0 (vias_pad+vias_rad)];
398
399     CIRCLE = CIRCLE*[0 -1 0 0; 1 0 0 0; 0 0 1 0; 0 0 0 1] + [OFFSET_136GHZ_HPOL 0];
400
401     FID = dxf_circle(FID,CIRCLE(:,1),CIRCLE(:,2),CIRCLE(:,3),CIRCLE(:,4));
402
403     % G n ration fente

```

```

401 FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 1 0], 'Layer', 30);
402
403 VERTEX = [0.0475 0.03 0;...
404           0.0475 -0.03 0;...
405           0.01994 -0.03 0;...
406           0.01994 -0.007875 0;...
407           -0.01994 -0.007875 0;...
408           -0.01994 -0.03 0;...
409           -0.0475 -0.03 0;...
410           -0.0475 0.03 0;...
411           -0.01994 0.03 0;...
412           -0.01994 0.007875 0;...
413           0.01994 0.007875 0;...
414           0.01994 0.03 0;...
415         ];
416
417 VERTEX = VERTEX*[0 -1 0; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_136GHZ_HPOL;
418
419 FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
420
421 % G n r a t i o n d i p l e
422 FID = dxf_set(FID, 'Color', [0 0 1], 'Layer', 40);
423
424 VERTEX = [-0.01 -0.124 0;...
425           0.01 -0.124 0;...
426           0.01 0.124 0;...
427           -0.01 0.124 0];
428
429 VERTEX = VERTEX*[0 -1 0; 1 0 0; 0 0 1] + OFFSET_136GHZ_HPOL;
430
431 FID = dxf_polyline(FID, VERTEX(:,1), VERTEX(:,2), VERTEX(:,3));
432
433 % G n r a t i o n v i a s
434 FID = dxf_set(FID, 'Color', [1 0 0], 'Layer', 50);
435
436 VIAS = [-(1-cosd(PHASE_ANG_136GHZ_HPOL))*(phase_rad_13_6_H+0.01)) (0.01382+(sind(PHASE_ANG_136GHZ_HPOL
437           ))*(phase_rad_13_6_H+0.01)) 0 vias_rad;...
438           -0.014 -0.070 0 vias_rad;...
439           0.014 -0.070 0 vias_rad;...
440           -0.034 -0.046 0 vias_rad;...
441           0.034 -0.046 0 vias_rad;...
442           -0.0635 0 0 vias_rad;...
443           0.0635 0 0 vias_rad;...
444           -0.044 0.046 0 vias_rad;...
445           0.033 0.046 0 vias_rad];
446
447 if PHASE_ANG_136GHZ_HPOL <= 30
448
449 elseif PHASE_ANG_136GHZ_HPOL <= 50
450     VIAS = [VIAS;...
451             0.015 0.075 0 vias_rad];
452 elseif PHASE_ANG_136GHZ_HPOL <= 70
453     VIAS = [VIAS;...
454             0.015 0.075 0 vias_rad;...
455             -0.0224 0.109 0 vias_rad];
456 elseif PHASE_ANG_136GHZ_HPOL <= 90
457     VIAS = [VIAS;...
458             0.015 0.075 0 vias_rad;...
459             -0.0224 0.109 0 vias_rad;...
460             -0.076 0.055 0 vias_rad;...
461             -0.077 0.127 0 vias_rad];
462 else

```

```

462     VIAS = [VIAS;...
463             0.015  0.075  0  vias_rad;...
464             -0.0224  0.109  0  vias_rad;...
465             -0.076  0.055  0  vias_rad;...
466             -0.077  0.127  0  vias_rad;...
467             -0.106  0.122  0  vias_rad];
468     end
469
470     VIAS = VIAS*[0 -1 0 0 ; 1 0 0 0; 0 0 1 0; 0 0 0 1] + [OFFSET_136GHZ_HPOL 0];
471
472     FID = dxf_circle(FID,VIAS(:,1),VIAS(:,2),VIAS(:,3),VIAS(:,4));
473     end
474     dxf_close(FID);
475     end

```

ANNEXE D EFFET DU PLAN DE MASSE SUR RÉFLEXION SPÉCULAIRE

Le réseau réflecteur comportant les éléments opérants à 13.6 GHz en polarisation H de la cellule unitaire double bande double polarisation est analysé avec deux plans de masse de dimensions différentes. Le premier plan de masse qualifié par le réseau réflecteur avec grille exacte est de dimensions 139.5 mm x 139.5 mm, représentant une grille d'éléments 16 x 16 avec périodicité de 8.72 mm. Le deuxième plan de masse est celui fabriqué pour le prototype réseau réflecteur double bande double polarisation présentée à la Section 5.2.2, soit de dimensions 150 cm x 150 cm. Il est qualifié d'un réseau réflecteur avec grille réelle. Il est possible d'observer sur les diagrammes en élévation simulés que la réflexion spéculaire à $\theta = 24.5^\circ$, soit l'angle d'inclinaison de la source d'illumination, est plus intense par 3.71 dB. De plus, on remarque un niveau de lobes secondaires plus élevé en plus d'une légère déviation de l'orientation du lobe principal.

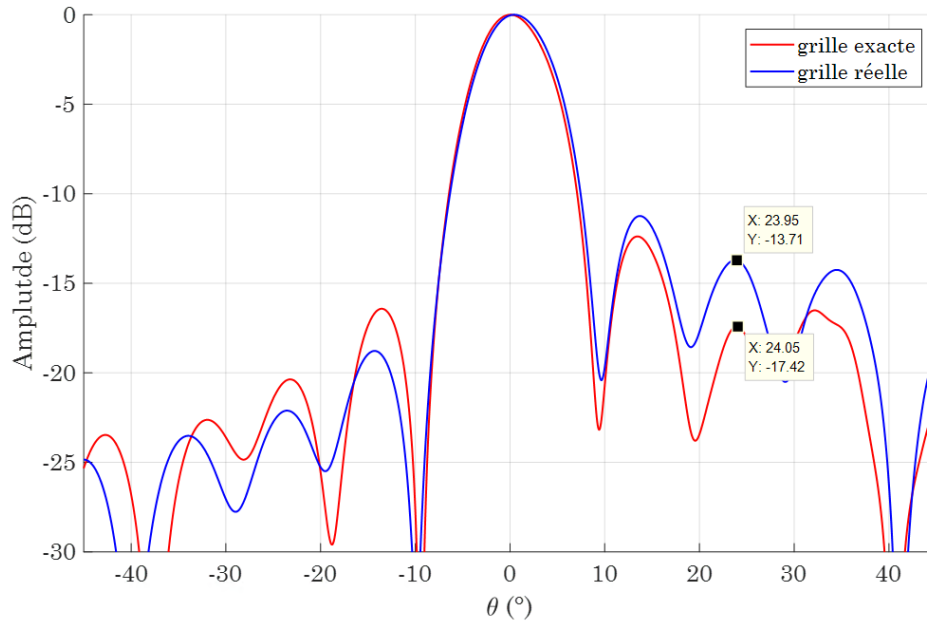


Figure D.1 Diagramme de rayonnement en élévation pour réseau réflecteur à 13.6 GHz Pol. H avec dimensions du plan de masses différentes