

Titre: Conception d'un sous-réseau d'antennes à résonateur diélectrique pour radar à synthèse d'ouverture destiné à la mesure de masse de neige
Title:

Auteur: Benoit Brizard
Author:

Date: 2022

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Brizard, B. (2022). Conception d'un sous-réseau d'antennes à résonateur diélectrique pour radar à synthèse d'ouverture destiné à la mesure de masse de neige [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/10222/>

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

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/10222/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Génie électrique
Program:

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

**Conception d'un sous-réseau d'antennes à résonateur diélectrique pour radar
à synthèse d'ouverture destiné à la mesure de masse de neige**

BENOIT BRIZARD

Département de génie électrique

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

Génie électrique

Février 2022

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Conception d'un sous-réseau d'antennes à résonateur diélectrique pour radar à synthèse d'ouverture destiné à la mesure de masse de neige

Présenté par **Benoit BRIZARD**

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

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

Ke WU, président

Jean-Jacques LAURIN, membre et directeur de recherche

Mohammad S. SHARAWI, membre

REMERCIEMENTS

D'entrée de jeu, j'aimerais signifier toute ma reconnaissance à mon directeur de recherche, l'excellent professeur Jean-Jacques Laurin, du département de génie électrique à Polytechnique Montréal. Durant ma maîtrise, j'ai rencontré plusieurs défis et la pandémie mondiale en fait malheureusement partie. Le professeur Laurin a su se montrer résilient, rassurant et très disponible malgré le fait que j'ai réalisé pratiquement toutes mes études supérieures à distance. Son soutien et ses conseils ont forgé l'ingénieur que je suis aujourd'hui et je lui en suis profondément reconnaissant.

Mention spéciale à l'équipe de la *Terrestrial Snow Mass Mission* à MDA. Merci à Benjamin Lemelin-Auger de m'avoir accueilli dans son équipe et de m'avoir soutenu à distance durant toute la durée de mon stage. Je souhaite aussi souligner la contribution exceptionnelle de Santiago Sierra-Garcia. Plusieurs concepts-clés de ce projet ont été proposés par Santiago, ce qui lui vaut toute ma gratitude.

Je remercie les membres de l'équipe du Poly-Grames Maxime Thibault, Louis-Philippe Carignan, Train Antonescu et Steve Dubé pour tous les conseils et les efforts, sans eux, rien n'aurait été possible. Leur expérience, leur dévouement et leur génie ont été essentiels à la réalisation de ce projet.

Je tiens également à remercier le professeur François Légaré qui m'a offert ma première opportunité en recherche lors d'un stage dans son laboratoire d'optique à l'université INRS-ÉMT à Varennes. Grâce à lui, j'ai été introduit très tôt au monde de la recherche et j'ai eu la possibilité de publier mon premier article alors que mes études de premier cycle au baccalauréat n'étaient pas encore terminées. Sa grande confiance en moi m'a certainement permis de croire en mes capacités et mes rêves.

Je remercie ma conjointe, mes parents, ma famille et mes amis pour leur soutien et leur encouragement soutenus depuis le début de mes études. Je suis choyé de les avoir dans ma vie.

Finalement, je remercie le CRSNG, le FRQNT et le programme MITACS pour leur soutien financier ayant permis ce projet de recherche.

RÉSUMÉ

Le réchauffement global entraîne une réduction de la couverture de neige dans l'Arctique canadien et éventuellement à une hausse du niveau des océans. La recherche proposée s'inscrit dans le développement d'un système de télédétection pour mesurer l'épaisseur de neige. Le principe de la mesure est basé sur la réponse différentielle de rétrodiffusion de la neige à 13.5 et 17.2 GHz (bande Ku). Le projet consiste à développer un sous-réseau linéaire qui ferait partie d'une antenne de radar à synthèse d'ouverture (RSO) montée sur un satellite en basse orbite. Le défi consiste à concevoir un sous-réseau qui pourra fonctionner sur deux bandes de fréquences et deux polarisations linéaires orthogonales. Le défi technique le plus important de ce projet est de faire coexister sur un même élément deux ports d'excitation de l'élément de base, soit un port par polarisation, et d'obtenir une réponse à double-bande ou large bande stable sur chaque port. Une excellente isolation entre les polarisations est requise pour maintenir les bonnes performances du radar. En plus, cet élément et son réseau d'alimentation devront demeurer compacts pour limiter l'apparition de lobes discordants lorsque le faisceau du radar sera balayé.

Dans ce mémoire, la conception d'un réseau d'antennes à résonateurs diélectriques est proposée pour répondre au cahier des charges. D'abord, une analyse mathématique des modes excités permet la conception d'une antenne à résonateur diélectrique fonctionnant à une seule polarisation et étant à bande duale. Un sous-réseau 2x2 est fabriqué et testé afin de valider la conception de cet élément. Par la suite, une antenne à résonateur diélectrique à bande et polarisation duale est conçue et fabriquée. La fabrication de l'antenne pose des défis techniques importants. Des défauts de fabrication causent une détérioration des résultats mesurés.

Par la suite, la simulation des performances d'un réseau 32x32 est abordée. Pour y arriver, le patron d'un élément dans l'environnement du réseau est calculé afin de tenir compte du couplage mutuel. Les performances de ce réseau dépassent les attentes du cahier des charges, sauf lorsque le faisceau est balayé en élévation. Dans ce cas, le requis sur les lobes discordants n'est pas respecté et des solutions sont envisagées. Il est démontré que le réseau doit être conçu avec une alimentation

différentielle afin de respecter les requis d'isolation des ports et du discriminant de polarisation croisée.

Pour finir, le circuit d'alimentation différentielle est abordé. Différentes technologies de balun sont proposées. Des erreurs de fabrication dues à la complexité du circuit font en sorte que la première version du balun ne fonctionne pas. Des pistes de solutions sont envisagées et le fonctionnement du balun est finalement rendu possible.

ABSTRACT

Global warming is leading to a reduction in snow cover in the Canadian Arctic, and eventually to a rise in sea levels. The proposed research is part of the development of a remote-sensing system to measure snow depth. The principle of the measurement is based on the differential backscatter response of snow at 13.5 and 17.2 GHz (Ku-band). The project consists in developing a linear subarray that would be part of a Synthetic Aperture Radar (SAR) antenna mounted on a low orbiting satellite. The challenge is to design a subarray that will be able to operate on two frequency bands and two orthogonal linear polarizations. The most important technical challenge of this project is to have two excitation ports coexisting on the same element, one port per polarization, and to achieve a stable dual-band or broadband response on each port. Excellent isolation between polarizations is required to maintain good radar performance. In addition, this element and its power dividing network must be kept compact to limit the occurrence of grating lobes when the radar beam is scanned.

In this thesis, the design of an antenna array with dielectric resonators is proposed to meet the specifications. First, a mathematical analysis of the excited modes allows the design of a dielectric resonator antenna operating at a single polarization and being dual band. A 2x2 subarray was fabricated and tested to validate the design of this element. Subsequently, a dual-band and dual-polarization dielectric resonator antenna is designed and fabricated. The fabrication of the antenna poses significant technical challenges. Manufacturing defects cause a deterioration of the measured results.

Next, the simulation of the performance of a 32x32 array is discussed. To achieve this, the pattern of an element in the array is calculated to account for mutual coupling. The performance of this array exceeds the specifications, except when the beam is scanned in elevation. In this case, the requirement on grating lobes is not respected and solutions are considered. It is shown that the array must be designed with a differential feeding to respect the port isolation and cross-polarization discrimination requirements.

Finally, the differential feeding circuit is discussed. Different balun technologies are proposed. Manufacturing errors due to the complexity of the circuit make the first version of the balun unusable. Possible solutions are considered and the balun is finally made to work.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|---|------|
| REMERCIEMENTS | III |
| RÉSUMÉ | IV |
| ABSTRACT..... | VI |
| TABLE DES MATIÈRES | VIII |
| LISTE DES TABLEAUX | X |
| LISTE DES FIGURES..... | XI |
| LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS | XIX |
| LISTE DES ANNEXES | XX |
| CHAPITRE 1 INTRODUCTION..... | 1 |
| 1.1 Contexte de la problématique | 2 |
| 1.2 Objectifs et sous-objectifs | 3 |
| 1.2.1 Cahier des charges..... | 4 |
| CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE..... | 5 |
| 2.1 Estimation de l'épaisseur de la neige par télédétection RSO | 5 |
| 2.1.1 Théorie..... | 5 |
| 2.1.2 Mission CoReH20..... | 8 |
| 2.2 Technologies d'antennes et de circuits d'alimentation | 9 |
| 2.2.1 Antenne <i>patch</i> | 9 |
| 2.2.2 Antenne à résonateurs diélectriques..... | 12 |
| 2.2.3 Circuits d'alimentation intégrés au substrat | 19 |
| CHAPITRE 3 CONCEPTION DU SOUS-RÉSEAU D'ANTENNES..... | 23 |
| 3.1 Choix de la technologie..... | 23 |

| | | |
|---------------------------------------|--|-----|
| 3.1.1 | Éléments rayonnants | 23 |
| 3.1.2 | Circuit d'alimentation..... | 25 |
| 3.2 | Méthodologie pour la conception du sous-réseau de DRA..... | 26 |
| 3.2.1 | Conception d'un DRA double-bande simple polarisation sur plan de masse infini .. | 26 |
| 3.2.2 | Conception et fabrication d'un sous-réseau 2x2 de DRA double-bande simple polarisation | 32 |
| 3.2.3 | Conception et fabrication d'un DRA DBDP | 42 |
| 3.2.4 | Conception d'un sous-réseau 2x2 de DRA DBDP sur un plan de masse infini | 61 |
| 3.3 | Simulation d'un grand réseau | 69 |
| 3.4 | Conception d'un sous-réseau 3x2 DBDP avec circuit d'alimentation..... | 80 |
| 3.5 | Mesure de la permittivité relative du diélectrique utilisé pour fabriquer les DRA..... | 98 |
| CHAPITRE 4 FABRICATION DU BALUN | | 101 |
| 4.1 | Fabrication du balun en technologie SICL..... | 101 |
| 4.2 | Fabrication du balun en technologie microruban | 116 |
| CHAPITRE 5 CONCLUSION..... | | 122 |
| RÉFÉRENCES..... | | 126 |
| ANNEXES..... | | 131 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|--|-----|
| Tableau 1.1 Cahier des charges du réseau d'antennes | 4 |
| Tableau 3.1 Gain réalisé, gain et directivité de l'antenne réalisée dans le logiciel Ansys EDT.... | 24 |
| Tableau 3.2 Comparaison des performances simulées de la première version de l'antenne simple élément DBDP en fonction de la taille du circuit..... | 51 |
| Tableau A.1 Liste des dimensions de l'antenne simple polarisation double-bande..... | 131 |
| Tableau B.1 Liste des dimensions de la jonction en T..... | 132 |
| Tableau C.1 Liste des dimensions du sous-réseau 2x2 simple polarisation double-bande..... | 133 |
| Tableau D.1 Liste des dimensions de l'antenne DBDP | 134 |
| Tableau E.1 Liste des dimensions de la transition microruban/SICL 1.016 mm..... | 135 |
| Tableau F.1 Liste des dimensions de l'élément DBDP sur plan de masse fini..... | 136 |
| Tableau G.1 Liste des dimensions de l'antenne dans le sous-réseau DBDP..... | 137 |
| Tableau H.1 Liste des dimensions du balun 1.016 mm..... | 138 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|---|----|
| Figure 2.1 Contributeurs principaux de la rétrodiffusion totale d'une onde radar interagissant avec une couverture de neige | 6 |
| Figure 2.2 Représentation schématique d'un élément <i>patch</i> alimenté par le côté avec une ligne microruban | 10 |
| Figure 2.3 Vue éclatée donnant le détail des couches du circuit réalisé par Yang et Warnick ©2014 IEEE [19] | 12 |
| Figure 2.4 Configuration d'un DRA rectangulaire excité par une fente dans un plan de masse ©2011 IEEE [24] | 14 |
| Figure 2.5 Configuration d'un DRA cylindrique DBDP ©2013 IEEE [29] | 16 |
| Figure 2.6 Géométrie d'un DRA double-polarisation alimenté par des lignes d'alimentation en forme de fourchette ©2020 IEEE [38]..... | 17 |
| Figure 2.7 Configuration DBDP avec des lignes terminées en fourchette ©2015 IEEE [39]..... | 18 |
| Figure 2.8 Détail des couches du circuit imprimé ©2015 IEEE [39] | 18 |
| Figure 2.9 Vue éclatée d'une antenne <i>patch</i> alimentée par couplage avec la fente dans le plan de masse..... | 19 |
| Figure 2.10 Vue éclatée d'une antenne <i>patch</i> alimentée par une <i>stripline</i> | 20 |
| Figure 2.11 Vue éclatée d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW) ©2006 IEEE [45] | 21 |
| Figure 2.12 Géométrie d'une ligne coaxiale intégrée au substrat ©2006 IEEE [48] | 22 |
| Figure 3.1 Vue isométrique du DRA reproduit à l'aide du logiciel Ansys EDT (HFSS)..... | 24 |
| Figure 3.2 Géométrie d'un DRA reposant sur un plan de masse. L'alimentation est fournie par une SICL excitant une fente dans le plan de masse | 28 |
| Figure 3.3 Coefficient de réflexion simulé d'un DRA double-bande simple polarisation reposant sur un plan de masse infini..... | 28 |
| Figure 3.4 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans le plan E (XZ) et H (YZ) d'un DRA double-bande simple polarisation sur un plan de masse infini à 13.5 et 17.25 GHz.... | 29 |

| | |
|---|----|
| Figure 3.5 Distribution du vecteur champ électrique montrant le mode TE_{111} à 13.5 GHz à gauche et le mode TE_{113} à 17.25 GHz à droite..... | 29 |
| Figure 3.6 Identification des paramètres variés lors de l'étude paramétrique du DRA simple polarisation double-bande | 30 |
| Figure 3.7 Étude de l'effet de la variation des paramètres a , a_{haut} et h du DRA sur le paramètre S_{11} et la directivité de l'antenne à 13.5 GHz (Ku_1) et 17.25 GHz (Ku_2) | 31 |
| Figure 3.8 Géométrie de la jonction en T proposée | 33 |
| Figure 3.9 Simulation des paramètres S de la jonction en T optimisée | 34 |
| Figure 3.10 Vue de haut et isométrique du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation ... | 34 |
| Figure 3.11 Simulation du sous-réseau 2x2 simple polarisation sur un plan de masse infini. a) Coefficient de réflexion. Gain réalisé en co- et contra-polarisation dans les plans XZ, à 45° et YZ, b) à 13.5 GHz, c) à 17.25 GHz..... | 35 |
| Figure 3.12 Simulation du sous-réseau 2x2 simple polarisation sur plan de masse fini de (32.5x32.5) mm. a) Coefficient de réflexion. Gain réalisé en co- et contra-polarisation dans les plans XZ, à 45° et YZ, b) à 13.5 GHz, c) à 17.25 GHz..... | 36 |
| Figure 3.13 Vue éclatée du connecteur vertical PE45458 de <i>Pasternack Enterprises</i> installé sur un substrat | 37 |
| Figure 3.14 Photo du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation fabriqué..... | 39 |
| Figure 3.15 Mesure et simulation du coefficient de réflexion du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation..... | 39 |
| Figure 3.16 Gains réalisés simulés et mesurés en co- et contra-polarisation du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation dans le plan H ($\phi=90^\circ$) aux fréquences a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 40 |
| Figure 3.17 Photos de la configuration pour la mesure en chambre anéchoïque du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation..... | 41 |
| Figure 3.18 Vue de haut et isométrique de l'élément rayonnant DBDP sur plan de masse infini . | 43 |
| Figure 3.19 Description des couches du circuit de l'élément rayonnant DBDP | 43 |

| | |
|---|----|
| Figure 3.20 Simulation des paramètres S de l'élément rayonnant DBDP | 44 |
| Figure 3.21 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ et YZ de l'élément rayonnant DBDP lorsque le port VP est excité à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 45 |
| Figure 3.22 Vue rapprochée de l'antenne montrant le via respectant les règles de fabrication du Poly-Grames..... | 46 |
| Figure 3.23 Transition d'une ligne microruban à une SICL réalisée dans HFSS..... | 47 |
| Figure 3.24 Simulation des paramètres S de la transition d'une ligne microruban vers une SICL | 48 |
| Figure 3.25 Première version de l'antenne à simple élément DBDP fabricable | 48 |
| Figure 3.26 Simulation de la première version de l'antenne à simple élément DBDP fabricable, taille de 60 mm x 60 mm a) Paramètres S. Directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ, b) à 13.5 GHz, c) à 17.25 GHz..... | 50 |
| Figure 3.27 Représentation schématique des différentes couches de la première version de l'antenne simple élément DBDP..... | 51 |
| Figure 3.28 a) Aperçu de la deuxième version de l'antenne avec simple élément DBDP, b) Description détaillée des couches du circuit | 52 |
| Figure 3.29 Simulation de la deuxième version de l'antenne à simple élément DBDP, plan de masse de 70 mm x70 mm a) Paramètres S. Directivité co- et contra-polarisée pour une excitation VP dans les plans XZ, à 45° et YZ, b) à 13.5 GHz, c) à 17.25 GHz..... | 54 |
| Figure 3.30 Photos du circuit. En haut à gauche : vue de haut. En haut à droite : vue du dessous. Au bas : photo de l'antenne lors de la mesure en chambre anéchoïque | 55 |
| Figure 3.31 Gains réalisés en co- et contra-polarisation dans les plans XZ et YZ mesurés et simulés de l'antenne à simple élément DBDP pour une excitation HP à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 56 |
| Figure 3.32 Gains réalisés en co- et contra-polarisation dans les plans XZ et YZ mesurés et simulés de l'antenne à simple élément DBDP pour une excitation VP à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 57 |
| Figure 3.33 Mesure des paramètres S de l'antenne à simple élément DBDP. Le port 1 est l'excitation VP, le port 2 est l'excitation HP..... | 58 |

| | |
|---|----|
| Figure 3.34 Photos du dessus de l'antenne à simple élément DBDP montrant ses défauts de fabrication | 59 |
| Figure 3.35 Photos du dessous de l'antenne à simple élément DBDP montrant quelques défauts de fabrication | 60 |
| Figure 3.36 Vue rapprochée du dessus de l'antenne à simple élément DBDP montrant le débordement de la colle sous le résonateur..... | 60 |
| Figure 3.37 Schématisation du sous-réseau 2x1 DBDP donné en guise d'exemple pour expliquer l'alimentation différentielle | 62 |
| Figure 3.38 Vue de haut du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini avec l'identification des ports et de leur phase relative..... | 64 |
| Figure 3.39 Comparaison des paramètres S actifs et passifs simulés du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini | 66 |
| Figure 3.40 Simulation des directivités VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 67 |
| Figure 3.41 Simulation des directivités HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 68 |
| Figure 3.42 Réseau 5x5 formé à partir de sous-réseaux 2x2 réalisé pour calculer les EEP dans HFSS | 71 |
| Figure 3.43 Convergence du réseau 5x5 pour le calcul des EEP..... | 71 |
| Figure 3.44 Simulation des EEP co- et contra-polarisés dans les plans XZ, à 45° et YZ du réseau 5x5 avec excitation VP a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 72 |
| Figure 3.45 Simulation des EEP co- et contra-polarisés dans les plans XZ, à 45° et YZ du réseau 5x5 avec excitation HP a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 73 |
| Figure 3.46 Procédure pour multiplier le facteur du réseau dans HFSS | 74 |
| Figure 3.47 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 75 |

| | |
|--|----|
| Figure 3.48 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation HP a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 76 |
| Figure 3.49 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans le plan YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP lors d'un balayage en élévation de 11.5° a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 77 |
| Figure 3.50 Réseau 5x5 formé à partir de sous-réseaux 2x2 réalisé pour calculer les EEP sans alimentation différentielle dans HFSS | 79 |
| Figure 3.51 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP sans alimentation différentielle a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 80 |
| Figure 3.52 Reproduction adaptée de l'illustration schématique du circuit du déphaseur telle que présentée dans l'article de Eom et al. ©2003 IEEE [58] | 81 |
| Figure 3.53 Jonction en T avec branches de sortie parallèles a) Modèle HFSS, b) Paramètres S simulés | 82 |
| Figure 3.54 Simulation du déphaseur réalisé dans HFSS a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les 2 lignes | 84 |
| Figure 3.55 Simulation des performances du balun a) Paramètres S, b) Déphasage..... | 85 |
| Figure 3.56 Superposition du sous-réseau 2x2 DBDP et du balun montrant le manque d'espace flagrant vu les collisions entre les différents éléments | 86 |
| Figure 3.57 Description des couches du circuit du sous-réseau 2x2 DBDP avec circuits d'alimentation étagés..... | 87 |
| Figure 3.58 Vue de côté et de haut du sous-réseau 2x2 DBDP avec lignes d'alimentation étagées montrant la grosseur des vias nécessaires pour respecter les règles de fabrication du Poly-Grames | 87 |
| Figure 3.59 Représentation schématique du balun conçu à l'aide de lignes couplées horizontalement ©2016 IEEE [59]..... | 88 |
| Figure 3.60 Balun conçu à l'aide d'un coupleur horizontal a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les deux lignes | 89 |

| | |
|---|-----|
| Figure 3.61 Balun conçu à l'aide d'un coupleur vertical a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les deux lignes | 91 |
| Figure 3.62 Vue de haut du sous-réseau 3x2 DBDP réalisé dans HFSS..... | 92 |
| Figure 3.63 Simulation de la directivité VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 93 |
| Figure 3.64 Simulation de la directivité HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz..... | 94 |
| Figure 3.65 Simulation des paramètres S de l'élément central du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation | 94 |
| Figure 3.66 Simulation de la directivité VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 96 |
| Figure 3.67 Simulation de la directivité HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz | 97 |
| Figure 3.68 Simulation des paramètres S du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation différentielle | 97 |
| Figure 3.69 Banc de test pour la mesure en espace libre servant à l'extraction de la permittivité relative d'un échantillon diélectrique | 98 |
| Figure 3.70 Résultats calculés à partir de la mesure des paramètres S en espace libre de l'échantillon diélectrique a) Permittivité relative, b) Tangente de pertes | 99 |
| Figure 4.1 Simulation des paramètres S de la transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil a) sur plan de masse infini sans l'effet des connecteurs, b) sur plan de masse fini avec l'effet des connecteurs | 102 |
| Figure 4.2 Transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil a) Photo du circuit, b) Paramètres S mesurés | 103 |
| Figure 4.3 Vue rapprochée des défauts de la transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil a) à la jonction entre les couches de substrat, montrant la dégradation de la ligne microruban, b) sur la face supérieure du circuit..... | 104 |

| | |
|---|-----|
| Figure 4.4 Simulation de la première version du balun 1x4 réalisé dans HFSS avec deux substrats RO3006, 25 mil a) Vue de haut, b) Paramètres S, c) Différence de phase | 106 |
| Figure 4.5 Simulation de la deuxième version du balun 1x4 réalisé dans HFSS avec deux substrats RO3006, 25 mil, a) Vue de haut, b) Paramètres S, c) Différence de phase | 107 |
| Figure 4.6 Photo du premier balun fabriqué lors d'une mesure avec l'analyseur de réseau | 108 |
| Figure 4.7 Aperçu du rebord permettant le dépassement des lignes dans le but de les court-circuiter par électroplacage de cuivre | 109 |
| Figure 4.8 Simulation du balun tenant compte du rebord pour le court-circuit et des connecteurs de <i>Southwest Microwave</i> a) Aperçu du modèle dans HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les ports 2 et 4 | 111 |
| Figure 4.9 Mesures du balun avec les nouveaux courts-circuits a) Paramètres S, b) Différence de phase entre les ports 2 et 3, c) Différence de phase entre les ports 2 et 4, d) Différence de phase entre les ports 2 et 5 | 113 |
| Figure 4.10 Étude de l'effet de la variation des largeurs des lignes $\lambda g/8$ et $\lambda g/2$ du balun sur les paramètres S du circuit..... | 115 |
| Figure 4.11 Jonction en T en technologie microruban a) Modèle réalisé dans HFSS b) Simulation des paramètres S | 117 |
| Figure 4.12 Fabrication de la jonction en T en technologie microruban a) Photo du circuit, b) Mesure des paramètres S..... | 118 |
| Figure 4.13 Simulation du balun 3 ports en technologie microruban a) Modèle HFSS, b) Simulation des paramètres S | 119 |
| Figure 4.14 Balun fabriqué en technologie microruban a) Photo du circuit, b) Paramètres S, c) Différence de phase | 121 |
| Figure 5.1 Transition d'un guide d'onde métallique creux vers une <i>stripline</i> réalisée à la d'une structure dendritique par Kumar et Poddar. À gauche, une vue isométrique de la transition intégrée dans un guide d'onde. À droite, il est respectivement montré la vue de haut, de côté et un aperçu détaillé de la structure dendritique ©2016 IEEE [61]..... | 124 |

| | |
|---|-----|
| Figure 5.2 Schéma illustrant l'alimentation différentielle du sous-réseau 2x2 DBDP en utilisant un guide d'onde métallique rectangulaire creux et une transition vers une <i>stripline</i> à l'aide d'une structure dendritique | 125 |
| Figure A.1 Identification des dimensions de la jonction en T..... | 131 |
| Figure D.1 Identification des dimensions de l'antenne DBDP..... | 134 |
| Figure E.1 Identification des dimensions de la transition microruban/SICL 1.016 mm..... | 135 |
| Figure H.1 Identification des dimensions du balun 1.016 mm..... | 138 |

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

| | |
|-------|---|
| ASC | Agence spatiale canadienne |
| DBDP | Double-bande et double-polarisation |
| DRA | Antenne à résonateur diélectrique (<i>Dielectric Resonator Antenna</i>) |
| EEP | Patron d'un élément dans un réseau (<i>Embedded Element Pattern</i>) |
| GCPW | Guide d'onde coplanaire avec masse (<i>Grounded Coplanar Waveguide</i>) |
| HEM | Hybride électrique et magnétique |
| HFSS | <i>High-Frequency Structure Simulator</i> (nom du logiciel pour les simulations électromagnétiques) |
| HP | Polarisation horizontale (<i>Horizontal polarization</i>) |
| RSICL | Ligne coaxiale avec bordures intégrée au substrat (<i>Ridged Substrate Integrated Coaxial Line</i>) |
| RSO | Radar à synthèse d'ouverture |
| SICL | Ligne coaxiale intégrée au substrat (<i>Substrate Integrated Coaxial Line</i>) |
| SIW | Guide d'onde intégré au substrat (<i>Substrate Integrated Waveguide</i>) |
| SWE | Équivalent en eau d'une masse de neige (<i>Snow Water Equivalent</i>) |
| TE | Transverse électrique |
| TSMM | <i>Terrestrial Snow Mass Mission</i> |
| VP | Polarisation verticale (<i>Vertical polarization</i>) |
| XPD | Discriminant de polarisation croisée (<i>Cross polar discrimination</i>) |

LISTE DES ANNEXES

| | | |
|----------|--|-----|
| Annexe A | Dimensions antenne simple polarisation double bande | 131 |
| Annexe B | Dimensions de la jonction en T | 132 |
| Annexe C | Dimensions du sous-réseau 2x2 simple polarisation double-bande | 133 |
| Annexe D | Dimensions de l'antenne DBDP..... | 134 |
| Annexe E | Dimensions de la transition microruban/SICL 1.016 mm..... | 135 |
| Annexe F | Dimensions de l'élément DBDP sur plan de masse fini..... | 136 |
| Annexe G | Dimensions de l'antenne dans le sous-réseau DBDP | 137 |
| Annexe H | Dimensions du balun 1.016 mm..... | 138 |

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

L'hydrographie du territoire canadien est parmi les plus riches du monde. Une partie de cette eau se retrouve de façon permanente sous forme de glace dans le nord du pays. Le réchauffement climatique entraîne une réduction de la couverture de neige et éventuellement à une hausse du niveau des océans. Il est pertinent de s'intéresser à l'étendue de neige d'un territoire puisqu'elle a un impact sur le climat, sur la migration des espèces et même sur l'aménagement de certaines routes. En effet, dans les régions nordiques, certaines communautés ainsi que des travailleurs miniers dépendent des routes de glace pour leur approvisionnement en nourriture, essence et autres biens essentiels. Lorsque l'étendue de glace fond, il faut alors recourir au transport aérien. Ce type de transport est très onéreux et augmente le coût des biens à l'achat. Pour certaines communautés autochtones, ce type de transport n'est pas envisageable et les routes de glace sont la seule infrastructure qui leur permet de défier l'isolement.

Que ce soit pour améliorer les modèles de climatologie, estimer l'équivalent en eau d'une masse de neige ou pour planifier l'aménagement de routes de glace, les experts ont besoin d'une donnée essentielle : l'épaisseur de la couche de neige et de glace au sol. Il est possible d'estimer les propriétés diélectriques d'une étendue de glace ou de neige en utilisant des sondes [1, 2]. En étudiant la façon dont les signaux électriques se propagent dans la neige d'une sonde à l'autre, l'épaisseur de la couche enneigée peut être déterminée. Cependant, cette technique ne permet que de caractériser de petites sections du territoire et nécessite des équipes au sol qui étudient régulièrement l'état de la couche de neige.

Afin de cartographier et surveiller les étendues de neige dans les régions nordiques, les radars à synthèse d'ouverture (RSO) offrent la possibilité d'estimer avec une grande résolution spatiale l'épaisseur des étendues glaciaires. L'usage d'images provenant de RSO est une alternative comportant plusieurs avantages. Tout d'abord, vu du ciel, il est aisé d'analyser de grandes sections du territoire. Cela est particulièrement intéressant dans les régions difficiles d'accès. Le recours au RSO permet d'obtenir des images très nettes jour et nuit, peu importe les conditions

météorologiques. Les radars sont des systèmes actifs, c'est-à-dire qu'ils produisent leur propre source d'illumination. La mesure ne dépend pas de l'illumination provenant du soleil et les ondes radar pénètrent sans problème les nuages. De plus, les images produites par le RSO communiquent des informations beaucoup plus précises en ce qui a trait non seulement à l'épaisseur de la couche de neige, mais particulièrement à l'emplacement des défauts ou crevasses importantes. Dans un contexte de planification routière par exemple, il est possible de détourner les camions et leur assurer un voyage plus sûr en sachant à quels endroits la route est plus fragile,

1.1 Contexte de la problématique

Le projet de recherche s'inscrit dans le développement d'un système de télédétection pour mesurer l'épaisseur de neige dans l'Arctique canadien. Le principe de la mesure est basé sur la réponse différentielle de rétrodiffusion de la neige à 13.5 et 17.2 GHz (bande Ku). Les mécanismes de rétrodiffusion de la neige en fonction de la fréquence ont été étudiés dans [3-5], où un comportement très différent entre les bandes X et Ku a été démontré. Se basant sur cette réponse en fréquence, des chercheurs ont démontré qu'il serait possible d'exploiter ce phénomène pour la mesure de couche de neige [6, 7]. L'Agence spatiale canadienne (ASC) s'intéresse au développement d'une mission RSO satellitaire qui serait en mesure d'imager la couverture de neige dans le nord du Canada, permettant ainsi de faire un suivi de l'influence du réchauffement climatique. Le projet s'intitule *Terrestrial Snow Mass Mission* (TSMM). L'architecture générale d'une antenne bande Ku (13.5 et 17.2 GHz) à double-polarisation a été proposée par la compagnie Airbus lors de l'atelier ASAR organisé par l'ASC en octobre 2019 [8]. Le concept n'était alors pas suffisamment développé pour satisfaire les exigences d'un RSO. En parallèle, l'ASC a mandaté la compagnie MDA pour développer une solution alternative qui pourrait davantage satisfaire les besoins d'une mission RSO canadienne. C'est dans ce contexte que s'effectue ce projet. MDA étudie une solution d'antenne utilisant des technologies bien établies qui ont fait leurs preuves dans des missions spatiales antérieures. Ce projet de maîtrise vise à étudier une solution moins conventionnelle, donc potentiellement plus risquée, mais qui pourrait apporter des avantages au niveau de la performance de l'antenne et potentiellement de sa masse et son coût. Historiquement, l'ASC s'intéresse aux RSO depuis 1995 avec la mise en orbite du satellite RADARSAT-1, qui est

le premier satellite d'observation de la Terre développé et exploité commercialement par le Canada. Son objectif est de surveiller les changements environnementaux et les ressources naturelles de la planète dans le domaine des micro-ondes. La mise en orbite de RADARSAT-2 a permis de poursuivre la mission en 2007. Plus récemment en 2019, la *RADARSAT Constellation Mission* (RCM) est une petite constellation de trois RSOs canadiens qui a été mise en orbite. Les technologies utilisées pour ces RSOs sont fiables, mais ont une masse élevée, soit de l'ordre de plusieurs centaines de kilos [9].

1.2 Objectifs et sous-objectifs

L'objectif du projet est de réaliser un concept novateur, léger et peu coûteux de sous-réseau d'antennes linéaires en bande Ku pour utilisation dans un RSO. Le sous-réseau d'antennes linéaires doit être constitué d'éléments double-bande et double-polarisation (DBDP) fonctionnant à 2 polarisations par bande. Les sous-objectifs (SO) spécifiques sont :

- SO1) Concevoir pour chaque élément un accès par polarisation ;
- SO2) Concevoir des éléments fonctionnant sur 2 plages de fréquences (13.5 et 17.25 GHz) ;
- SO3) Simuler les performances d'un grand réseau.

Le défi technique le plus important de ce projet est de faire coexister sur un même élément deux ports d'excitation, soit un port par polarisation, et d'obtenir une réponse double-bande ou large bande stable sur chaque port. Une excellente isolation entre les polarisations est requise pour maintenir les bonnes performances du radar. En plus, cet élément et son réseau d'alimentation devront demeurer compacts pour limiter l'apparition de lobes discordants lorsque le faisceau du radar sera balayé.

1.2.1 Cahier des charges

Cette section présente les performances requises du réseau d'antennes pour assurer le bon fonctionnement du RSO. Ce cahier des charges est grandement inspiré de celui rédigé par l'ASC pour la TSMM. Dans ce projet, les performances sont définies pour un réseau de 32 éléments par 32 éléments (grille 32x32). Le tableau 1.1 présente la liste des requis pour le RSO.

Tableau 1.1 Cahier des charges du réseau d'antennes

| Paramètre | Performance attendue |
|--|--|
| Polarisation | HP en réception (Rx) VP en transmission et en réception (Tx et Rx) |
| Fréquence d'opération | 13.5 GHz (Ku ₁) et 17.25 GHz (Ku ₂) dans chaque polarisation, largeur de bande de 15 MHz pour chaque fréquence |
| Balayage en élévation | Couverture d'une région de 500 km au sol à une altitude de 800 km assurée par un balayage en élévation de $\pm 11.5^\circ$ et un contrôle du pointage de la structure du satellite |
| Niveaux des lobes discordants | Plus de 10 dB de différence avec le lobe principal, avec ou sans balayage |
| Discriminant de polarisation croisée (XPD) | Plus de 33 dB, avec ou sans balayage |
| Gain | Plus de 40 dB |

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

L'objectif de ce chapitre est d'abord de présenter des articles discutant des mécanismes de rétrodiffusion de la neige et des expériences utilisant des RSO pour estimer l'épaisseur de la couche de neige. Par la suite, cette revue de littérature identifie des technologies d'antennes pouvant facilement être incorporées dans un réseau avec une faible masse.

2.1 Estimation de l'épaisseur de la neige par télédétection RSO

2.1.1 Théorie

Afin d'extraire les propriétés d'une masse de neige par télédétection radar, il faut exploiter les changements subtils de la rétrodiffusion résultant des variations des différentes couches de neige et des réflexions aux interfaces. Dans [10], la rétrodiffusion totale (σ^{tot}) d'un signal radar illuminant une masse de neige est exprimée comme la somme des contributions dues à l'interface air-neige ($\sigma^{\text{a-n}}$), l'interface neige-sol ($\sigma^{\text{n-s}}$), le volume de neige (σ^{vol}) et les contributions d'ordres supérieurs dues aux interactions entre le sol et le volume de neige ($\sigma^{\text{s-vol}}$) de la manière suivante :

$$\sigma^{\text{tot}} = \sigma^{\text{a-n}} + \sigma^{\text{n-s}} + \sigma^{\text{vol}} + \sigma^{\text{s-vol}} \quad 2-1$$

La figure 2.1 schématise ce processus. Se basant sur ce modèle théorique, des chercheurs ont montré que la rétrodiffusion co-polarisée à 17.2 GHz augmente de 0.82 dB pour chaque augmentation de 1 cm de l'équivalent en eau, noté SWE pour *snow water equivalent*, d'une masse de neige [6].

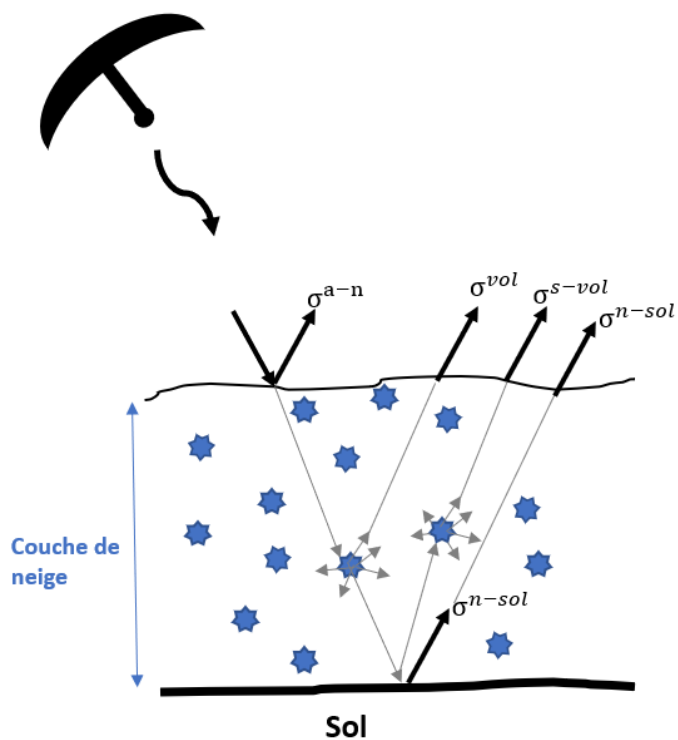


Figure 2.1 Contribueurs principaux de la rétrodiffusion totale d'une onde radar interagissant avec une couverture de neige

Cette mesure du SWE est très importante. C'est souvent le résultat désiré suite à l'analyse des données radar. La neige est un mélange de microcristaux de glace et d'air [11]. Plus il y a de microcristaux dans un même volume, plus le SWE est important et plus l'onde sera diffusée lors de son trajet au travers de la couche de neige. Il est pertinent de s'imaginer que l'équation 2-1 a une dépendance fréquentielle. La neige d'une granularité fixe diffusera de manière différente une onde à 13.5 GHz et 17.25 GHz. Puisqu'il a été démontré qu'un fort signal de rétrodiffusion est obtenu en bande Ku [3-7], il est maintenant plus facile de comprendre pourquoi les fréquences de 13.5 GHz et 17.25 GHz ont été choisies dans le contexte de la TSMM : en couvrant la bande Ku avec deux fréquences, il est possible d'étudier la couverture de neige avec une bonne sensibilité pour une large gamme de granularité de neige. La redondance d'informations permet aussi de diminuer l'erreur lors de l'estimation.

De manière générale, on représente la cible radar par sa permittivité relative ainsi :

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - i\epsilon_r'' \quad 2-2$$

où ϵ_r' représente la partie réelle de la permittivité relative, associée à la facilité avec laquelle la cible peut se polariser et emmagasiner de l'énergie, et ϵ_r'' est la partie imaginaire de la permittivité relative, associée aux pertes. Pour la neige dite sèche, la permittivité est assez basse aux fréquences micro-ondes, soit $\epsilon_r' < 2$ et $\epsilon_r'' < 0.001$. C'est ce type de neige qui est à l'étude. Si la neige est mouillée, soit recouverte d'une couche d'eau liquide, une grande partie de l'énergie radar sera soit réfléchi ou absorbée, ce qui rend difficile l'étude de l'épaisseur de la couche de neige. Pour la neige mouillée, la permittivité relative est de l'ordre de $\epsilon_r' \approx 20 - 80$ et $\epsilon_r'' \approx 5 - 40$ et la profondeur de pénétration est de l'ordre de la longueur d'onde [12].

En étudiant de manière plus détaillée l'équation 2-2, on peut conclure que l'importance de chaque interface est déterminée par la différence entre les permittivités relatives, à l'instar du coefficient de réflexion qui est d'autant plus important si la différence entre les impédances des milieux voisins est très différente. C'est pourquoi dans de nombreux ouvrages, tels que [3-6], la contribution air-neige (σ^{a-n}) est négligée. En effet, l'air ($\epsilon_r = 1$) et la neige sèche ($\epsilon_r' = 1.05 - 2$, $\epsilon_r'' \approx 0$) ont pratiquement les mêmes propriétés diélectriques. L'interface neige-sol cependant a un impact important sur la rétrodiffusion totale, puisque le sol a généralement une permittivité significativement plus élevée que la masse de neige ($\epsilon_r' > 3$). Concernant σ^{vol} , la diffusion de l'onde dans le volume de neige dépend de son épaisseur, sa densité et sa microstructure. Plus la couverture de neige est épaisse, plus le parcours de l'onde radar dans le volume de neige sera grand et plus la diffusion par les microcristaux de glace sera importante. Finalement, la contribution d'ordre supérieur due à l'interaction entre le sol et la masse de neige est difficile à caractériser. Le phénomène décrit le trajet d'une onde transmise jusqu'au sol qui est alors réfléchi dans le volume de neige et qui diffuse à nouveau, menant à un cycle de réflexions et de diffusions multiples.

2.1.2 Mission CoReH20

La source d'information la plus complète et la plus récente concernant l'estimation de l'épaisseur de neige et de son équivalent en eau à l'aide de technologie radar en bande X et Ku est certainement le rapport concernant la mission de l'Agence spatiale européenne nommée CoReH20 [5]. L'ouvrage décrit en détail la pertinence et le besoin d'avoir des données concernant les couvertures de neige de toute la Terre. Par la suite, une description technique des objectifs et des requis de la mission sont présentés. En bref, le but est de pouvoir estimer la quantité d'eau douce stockée sous forme de neige qui recouvre soit la terre ferme ou la glace.

CoReH20 est formé d'une antenne de type réflecteur parabolique. La source est un réseau de cornets métalliques pouvant opérer dans les deux polarisations H et V. Le radar fonctionne en bande X (9.6 GHz) et en bande Ku (17.2 GHz). Les 2 bandes de fréquence ont des sensibilités différentes par rapport au volume de la neige et à la surface recouvrant le sol (sol ferme ou glace). L'épaisseur de pénétration typique dans la neige sèche à 17.2 GHz est de l'ordre de 3 à 5 m et de l'ordre de 10 m à 9.6 GHz [12, 13]. Déjà, la fonctionnalité de bande duale s'avère utile, car elle permet d'avoir une sensibilité pour une large gamme d'épaisseur de neige.

Les étapes principales pour estimer l'équivalent en eau d'une masse de neige sont de séparer la contribution de la rétrodiffusion totale due au volume de neige et celle due au sol, puis d'estimer l'albédo de diffusion. Cet albédo est relié à la taille des grains de neige. Il s'agit du ratio de l'efficacité de diffusion par rapport à l'efficacité d'extinction totale, définie comme

$$\omega = \frac{k_s}{(k_a + k_s)} \quad 2-3$$

où ω est l'albédo de diffusion, k_s est le coefficient de diffusion dû au volume de neige et k_a le coefficient d'absorption. Pour estimer l'albédo, il est requis d'avoir une approche à bande duale [4]. Il est par la suite possible d'estimer l'équivalent en eau d'une masse de neige par les mesures polarimétriques.

2.2 Technologies d'antennes et de circuits d'alimentation

Le but de ce mémoire est de présenter une solution alternative pour la conception d'un radar dans le contexte de télédétection de masse de neige utilisant une technologie plus légère et potentiellement moins coûteuse. Comme il a été présenté dans la dernière section, l'héritage des missions précédentes indique que les technologies privilégiées sont les antennes à réflecteur, les cornets métalliques et les guides d'onde métalliques (réseau d'alimentation). Dans cette section, des technologies alternatives sont présentées, tant en termes du circuit d'alimentation qu'au niveau des éléments rayonnants.

2.2.1 Antenne *patch*

L'antenne *patch* consiste généralement en une plaque rectangulaire métallique de longueur L et de largeur W reposant sur la face supérieure d'un substrat diélectrique ayant une permittivité relative ϵ_r et une épaisseur petite par rapport à la longueur d'onde. La face inférieure du substrat est habituellement recouverte de cuivre et sert de référence (masse). Un dessin représentant un élément *patch* est montré à la figure 2.2. Le substrat diélectrique est représenté en vert. Sa face inférieure est recouverte de cuivre et l'élément *patch* repose sur la face supérieure. Lorsque la longueur L de l'élément *patch* approche la moitié de la longueur d'onde dans le substrat λ_d , la réactance de l'antenne approche de zéro et c'est ce qui caractérise sa résonance. Concernant la conception, les mécanismes de rayonnement et une étude théorique des patrons en champ lointain de ce type d'antenne, se référer par exemple au livre de Stutzman et Thiele [14].

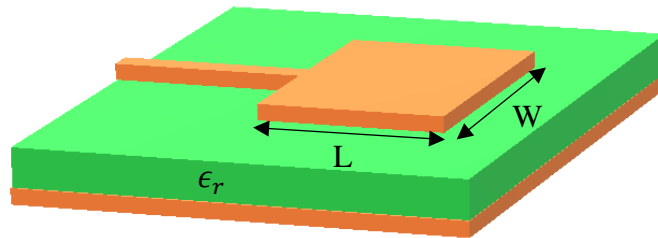


Figure 2.2 Représentation schématique d'un élément *patch* alimenté par le côté avec une ligne microruban

Dans le contexte de ce mémoire, cette technologie est intéressante, car elle offre un bas profil. Un réseau formé de *patches* occupe un petit volume, ce qui résulte en une masse assez basse. Cependant, les *patches* sont généralement à bande étroite, due au phénomène de résonance mentionné plus tôt, et rayonne dans une seule polarisation. Les articles suivants proposent des méthodes pour rendre les *patches* à bande duale et/ou à polarisation duale.

Dans la littérature, les articles présentant des antennes DBDP fonctionnent souvent à une seule polarisation par bande, ou offrent un élément rayonnant étant simple bande à double-polarisation. Par exemple, dans [15], les auteurs suggèrent des structures de *patches* empilées. Les *patches* sont carrés et alimentés par des fentes de couplage perpendiculaires l'une par rapport à l'autre, permettant la propriété de polarisation duale. Cependant, les *patches* sont à simple bande. Dans [16], un réseau de *patches* à bande duale est proposé, mais seule l'opération en simple polarisation est possible.

Un concept original d'antenne *patch* DBDP fonctionnant en bande L et C est présenté dans [17]. L'antenne planaire est composée de *patches* en bande L et C sur la face supérieure du circuit imprimé. Les éléments rayonnants en bande C sont imbriqués dans les *patches* troués en bande L. Il y a aussi une antenne en bande L identique se trouvant une épaisseur de substrat en dessous. Dans le contexte de ce projet de maîtrise, les deux bandes désirées sont assez rapprochées et une

telle approche n'est pas applicable. De plus, les résultats de [17] ne montrent pas clairement que les deux polarisations ont été réalisées dans chaque bande.

Un concept beaucoup plus proche de ce qui est désiré ici est présenté dans [18], utilisant un sous-réseau de quatre *patches* superposés d'éléments parasites. Le réseau fonctionne aux fréquences de 12.5 GHz et 14.25 GHz. Bien que les éléments rayonnants soient qualifiés de « double-bande », ils sont en fait des éléments large bande qui couvrent les deux bandes désirées. Malheureusement, ce concept ne présente pas les performances voulues : la largeur de bande est inférieure à celle désirée dans le contexte de ce projet de maîtrise. Enfin, la structure multicouche de l'antenne est complexe, ce qui met en doute sa fiabilité en ce qui a trait à la fabrication.

Dans [19], la conception d'une antenne multicouche à double-polarisation entrelaçant des *patches* résonnant à des fréquences distinctes est présentée. L'entrelacement est responsable d'un couplage entre les éléments de bandes distinctes et force de surcroît une utilisation suboptimale de la surface. Les deux bandes de fréquences sont centrées à 12 GHz et 18 GHz, ce qui est très près des bandes désirées dans ce projet. Cependant, l'antenne n'offre qu'une seule polarisation par bande. Néanmoins, la structure des différentes couches du circuit est pertinente et est montrée à la figure 2.3. Clairement, une antenne imprimée à double-polarisation doit être composée de deux étages de circuit d'alimentation distincts, soit un par polarisation. La solution proposée dans ce mémoire aura donc certainement une structure semblable.

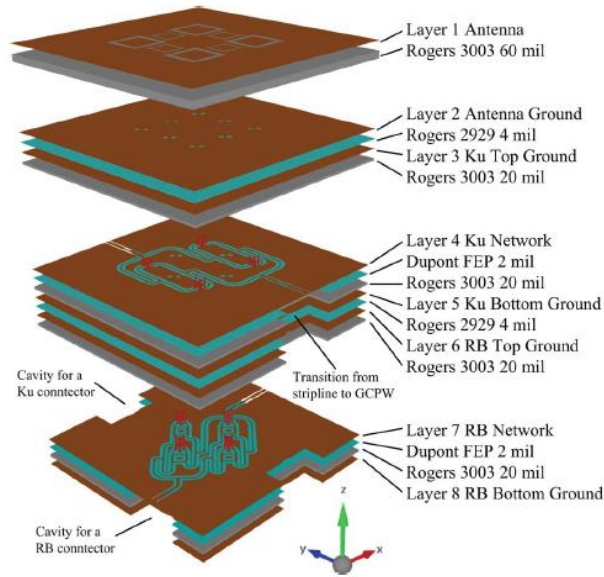


Figure 2.3 Vue éclatée donnant le détail des couches du circuit réalisé par Yang et Warnick

©2014 IEEE [19]

2.2.2 Antenne à résonateurs diélectriques

Les antennes à résonateurs diélectriques ont fait leur émergence en 1983 [20]. À l'époque, les résonateurs diélectriques étaient utilisés comme cavités résonantes pour des applications au-delà des ondes millimétriques (100-300 GHz). Les technologies à guide d'onde traditionnelles ne peuvent pas simplement être mises à l'échelle à ces fréquences, d'une part à cause des défis reliés à la miniaturisation, et d'autre part à cause des pertes. En effet, à très hautes fréquences, les pertes métalliques sont d'autant plus importantes et les guides d'onde ne permettent plus d'atteindre les hauts niveaux d'efficacité requis. Ainsi, en utilisant des cylindres fabriqués à l'aide d'un diélectrique de permittivité relative élevée ($\epsilon_r > 35$), il est possible de réaliser des cavités résonantes compactes avec un facteur de qualité très grand. De plus, il est facile de les intégrer avec les technologies de circuits imprimés.

Il est aussi possible de faire de ces cylindres des éléments rayonnants très efficaces. Une variété de formes de résonateurs diélectriques peut être utilisée, les plus communes étant cylindrique, rectangulaire, hémisphérique, en forme de croix et pyramidale [21]. Les DRA sont généralement composés d'un résonateur diélectrique reposant sur un plan de masse, supporté par un substrat. La géométrie du résonateur et sa permittivité relative déterminent ses fréquences de résonance. En couplant un mode approprié, une onde stationnaire se forme dans le résonateur. Puisque les murs du résonateur ne sont pas métalliques, l'onde peut se propager et l'antenne peut rayonner. En bref, les propriétés des DRA peuvent être énumérées ainsi [22, 23] :

- La taille maximale du DRA est proportionnelle à $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, où λ_0 est la longueur d'onde d'opération dans le vide et ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique du résonateur. Le facteur de forme est ainsi plus petit que les antennes métalliques classiques. Les DRA offrent une meilleure compacité, surtout pour des ϵ_r élevées.
- Puisque l'élément rayonnant ne contient pas de métal, les DRA peuvent avoir une très haute efficacité de rayonnement si un diélectrique à faibles pertes est utilisé. Cela est d'autant plus vrai à haute fréquence (30-300 GHz), puisque les pertes métalliques sont plus importantes. De plus, puisque l'efficacité n'est pas affectée par ϵ_r , les DRA offrent une grande flexibilité sur le choix du matériau diélectrique.
- Les DRA peuvent avoir une impédance large bande si un choix judicieux de la géométrie et du diélectrique est fait. Cependant, la largeur de bande des DRA est généralement inversement proportionnelle à ϵ_r . Il y a donc un compromis à faire entre compacité de l'antenne et sa largeur de bande.
- Il existe de nombreuses façons d'exciter les différents modes de résonance des DRA, ce qui les rend utiles dans plusieurs applications.

À des fins d'illustration, la figure 2.4 montre un DRA rectangulaire excité par une fente dans le plan de masse.

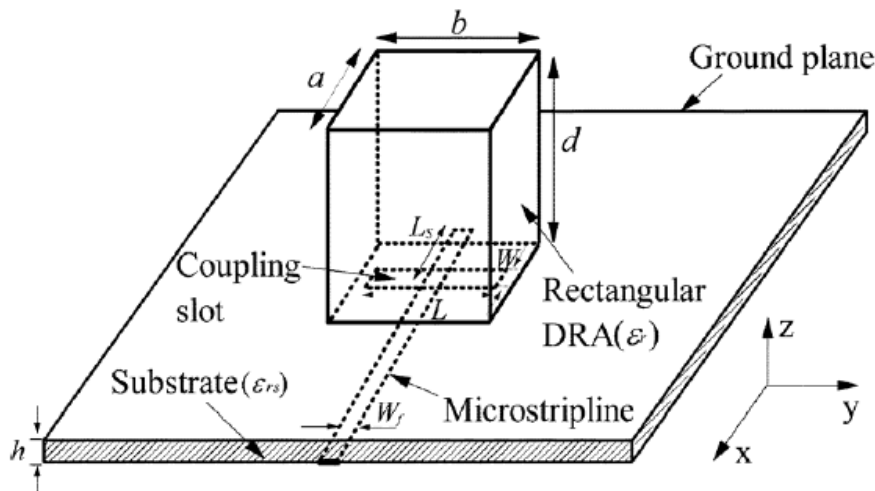


Figure 2.4 Configuration d'un DRA rectangulaire excité par une fente dans un plan de masse

©2011 IEEE [24]

Dans le cadre de ce mémoire, il faut s'intéresser aux DRA DBDP. Dans [24-26], des méthodes numériques sont présentées pour concevoir des DRA soit rectangulaires ou cylindriques qui sont double ou large bande. Il s'agit de résoudre numériquement le problème de champ avec les bonnes conditions aux frontières et l'équation transcendante. L'idée est de fixer la géométrie et la permittivité relative du DRA pour avoir une résonance aux bandes voulues.

En approximant le comportement d'un DRA cylindrique avec des équations analytiques dans [27], les auteurs parviennent à conclure que le facteur de qualité Q est proportionnel à ϵ_r (bien que Mongia et Ittipiboon [28] ont montré que $Q \propto (\epsilon_r)^{3/2}$ pour un DRA rectangulaire) et que la largeur de bande est inversement proportionnelle à Q pour des valeurs de $\epsilon_r > 10$. En fait, la largeur de bande maximale serait atteinte pour $\epsilon_r \approx 10$. Si la permittivité relative est plus basse que 10, les champs sont moins confinés dans le résonateur et le mode est plus difficile à coupler. Dans ce régime, plus ϵ_r diminue, moins la largeur de bande est grande. Pour de grandes valeurs de ϵ_r , le couplage est fort, ce qui augmente Q et réduit la largeur de bande.

Un premier ouvrage intéressant présentant un DRA cylindrique DBDP est introduit dans [29]. Une configuration très semblable propose même une opération tri-bande [30]. La géométrie du DRA DBDP est montrée à la figure 2.5. Les auteurs considèrent le mode hybride fondamental HEM_{111} et le mode d'ordre supérieur HEM_{113} . Chaque mode peut être excité lorsque la fréquence d'opération est supérieure à la fréquence de coupure du mode. Pour obtenir un comportement large bande, il faut que les modes soient suffisamment près l'un de l'autre afin que leurs réponses fréquentielles se superposent partiellement. Le port 1 est composé d'une ligne microruban qui excite une fente dans le plan de masse centrée sous le DRA. Le port 2 est composé d'une bande de cuivre s'étendant sur la hauteur du cylindre. Une fente près de la paroi du cylindre et perpendiculaire à celle du port 1 est utilisée pour réaliser l'adaptation d'impédance. Cet article est un excellent point de départ. Cependant, le matériau utilisé (K9-Glass, $\epsilon_r = 6.85$) ne semble pas disponible commercialement. De plus, les fréquences utilisées (1.7 – 2.48 GHz) sont loin de celles désirées. Finalement, l'usinage du cylindre et de la bande de cuivre sur le DRA est difficilement réalisable.

Dans [31], un DRA cylindrique double-polarisation est excité avec deux fentes en H perpendiculaires placées côte à côte. Bien que l'opération soit simple bande, la proximité des fentes ne semble pas poser problème au niveau de l'isolation entre les ports. Afin de minimiser encore plus le niveau de polarisation croisée, les auteurs dans [32] proposent de mettre une fente en H au centre sous le résonateur cylindrique pour alimenter une polarisation et d'alimenter deux fentes en H déphasées de 180° et placées perpendiculairement à chaque extrémité de la fente centrale. Toutefois, il est difficile d'imaginer un gros réseau ainsi fait, il y a aura certainement collisions à cause des nombreux segments de lignes d'alimentation. Un principe d'alimentation similaire est proposé dans [33], cette fois avec un DRA rectangulaire et deux bandes de métal s'étendant sur la hauteur du DRA à la place des deux fentes en opposition de phase. Cette configuration a l'avantage d'avoir une excellente isolation (52 dB) entre les deux ports.

Un DRA DBDP à base carrée est introduit dans [34]. L'opération double-polarisation est établie par deux paires de bandes de métal s'étendant sur la hauteur de chacune des faces du prisme

diélectrique. Encore une fois, cette manière d'exciter le DRA offre une très grande isolation entre les ports, soit 65 dB dans ce cas.

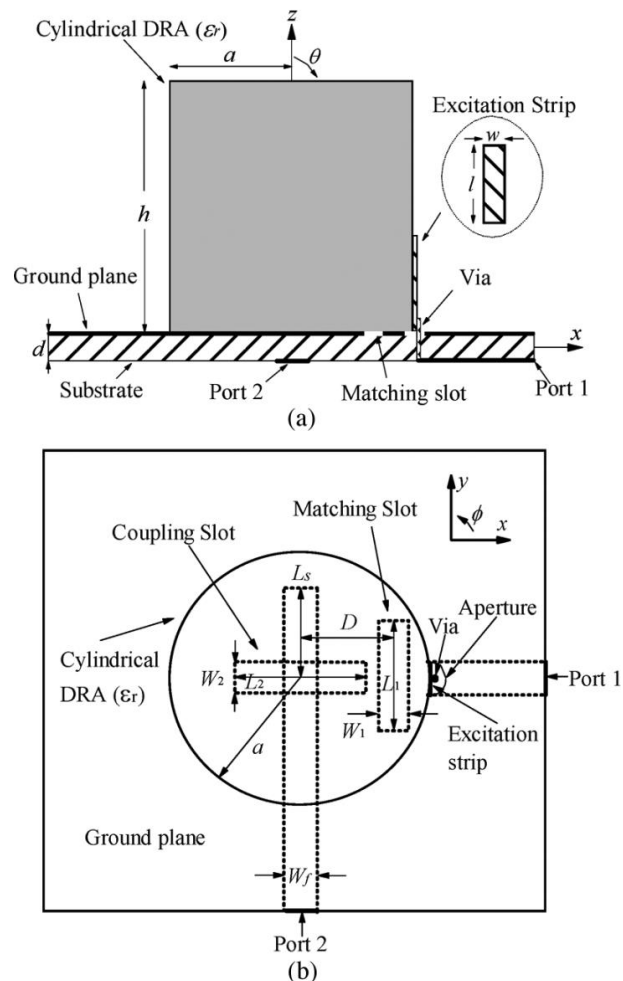


Figure 2.5 Configuration d'un DRA cylindrique DBDP ©2013 IEEE [29]

Lorsque deux DRA rectangulaires sont réunis, ils peuvent former une croix. L'article [35] décrit un DRA DBDP en forme de croix. Son fonctionnement est expliqué comme la somme de deux DRA rectangulaires réunis en leur centre. Aux extrémités de chaque DRA se trouvent des bandes de métal qui l'alimentent en opposition de phase. La symétrie du réseau d'alimentation permet d'atteindre de bonnes performances pour les deux polarisations orthogonales aux deux bandes de fréquence étudiées. Ces résonateurs en croix sont utilisés dans [36], où un réseau DBDP est proposé. Un circuit multicouche permet de réaliser deux circuits d'alimentation, soit un par bande.

Pour chaque bande (chaque couche du circuit), deux ports sont réalisés, soit un par polarisation. Le réseau est formé d'un entrelacement de *patches* pour couvrir la bande Ka et de DRA en croix pour la bande Ku. Un schéma semblable, bien que plus compliqué, est proposé dans [37]. Des dipôles en forme de croix sont entrelacés avec des DRA à base carrée alimentée en opposition de phase.

Considérant que dans ce projet, il serait idéal d'utiliser des DRA à base carrée alimentés par fentes dans le plan de masse, l'article [38] propose une configuration très intéressante. L'antenne est illustrée par la figure 2.6. Un DRA à base carrée est utilisé afin de supporter les mêmes modes dans chaque polarisation orthogonale. Pour alimenter le DRA, des lignes microrubans sont utilisées. Une fente en croix sous le DRA permet le couplage électromagnétique. Afin de réduire le chevauchement entre les lignes de chaque polarisation, les lignes microrubans se terminent en fourchette, c'est-à-dire que la branche principale se divise en deux. Cette configuration est idéale, puisqu'elle permet d'exciter deux polarisations linéaires indépendamment sans recourir à l'alimentation par bandes métalliques verticales s'étendant sur la hauteur du résonateur. La fente en croix étant centrée offre de bas niveaux de contra-polarisation. Cependant, cette antenne est à simple bande.

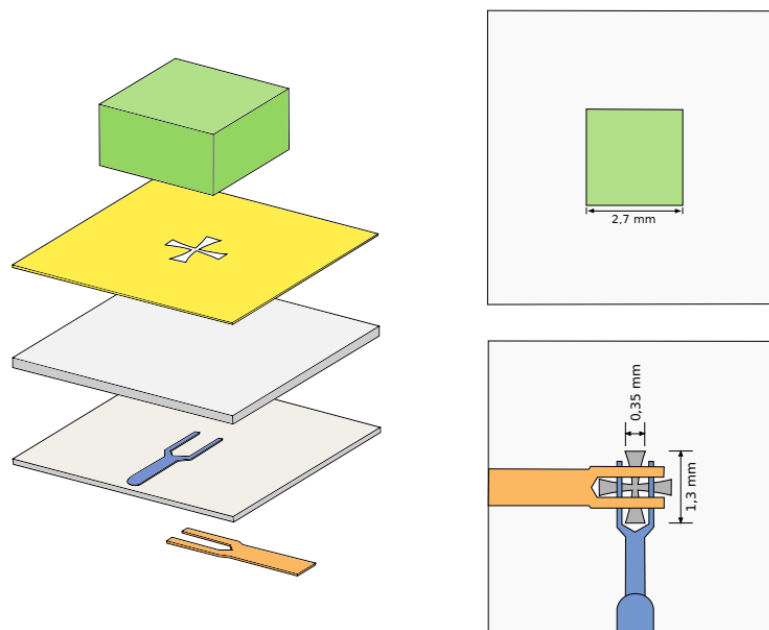


Figure 2.6 Géométrie d'un DRA double-polarisation alimenté par des lignes d'alimentation en forme de fourchette ©2020 IEEE [38]

D'autres auteurs [39] réussissent à exploiter d'une antenne DBDP en utilisant le même mécanisme d'excitation. Cependant cette fois, l'élément rayonnant est constitué de deux *patches* superposés. La configuration est montrée à la figure 2.7 et le détail des différentes couches est présenté à la figure 2.8.

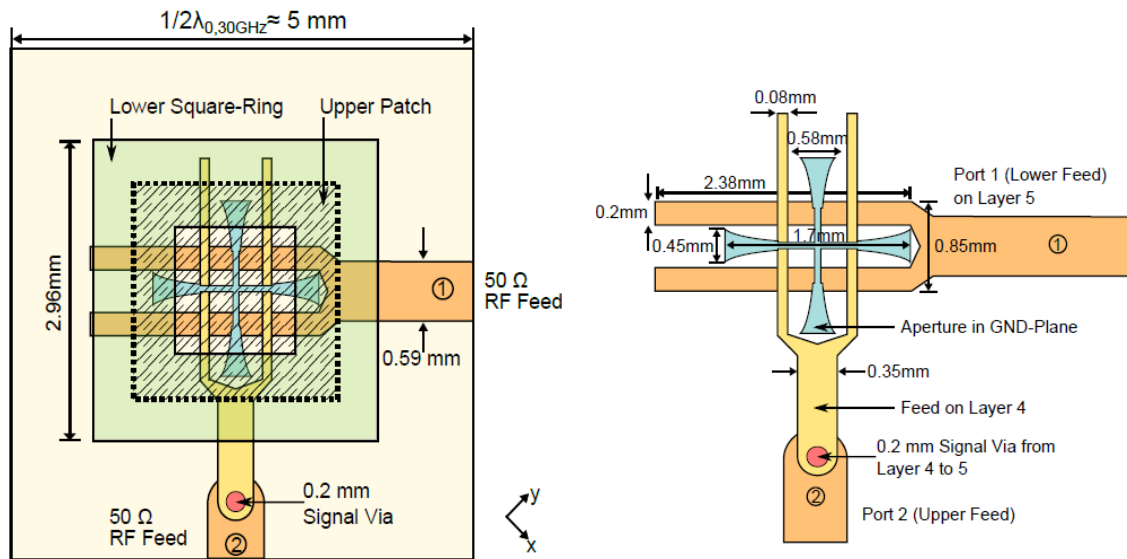


Figure 2.7 Configuration DBDP avec des lignes terminées en fourchette ©2015 IEEE [39]

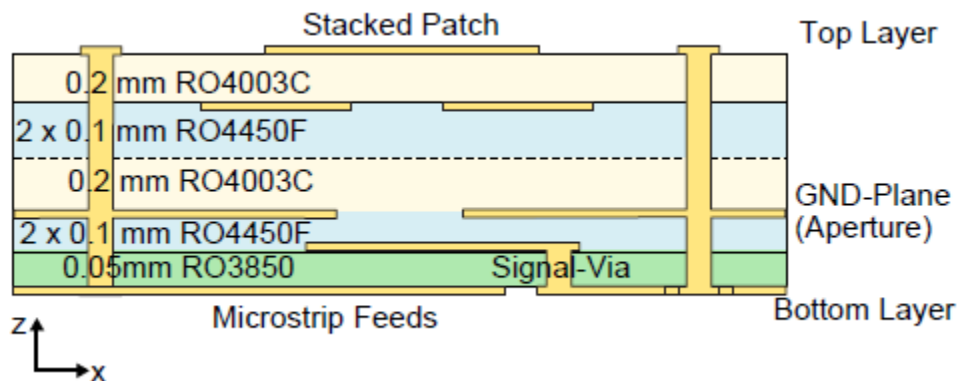


Figure 2.8 Détail des couches du circuit imprimé ©2015 IEEE [39]

2.2.3 Circuits d'alimentation intégrés au substrat

Il existe plusieurs technologies pour alimenter le réseau d'antennes. La plus simple et la plus courante est certainement la ligne microruban [40-42]. Pour alimenter un très grand réseau, il est désavantageux d'utiliser une technologie microruban. En effet, tel qu'on peut le voir sur la figure 2.2, le réseau d'alimentation se situe dans le même plan que les éléments rayonnants. Le circuit lui-même rayonne et risque de déformer le patron désiré en champ lointain. Pour remédier au problème, il est commun d'alimenter les éléments rayonnants par couplage avec une fente dans le plan de masse. À des fins d'illustration, un élément *patch* est ainsi alimenté et représenté à la figure 2.9. L'élément *patch* repose sur la face supérieure du substrat du haut. La couche milieu est le plan de masse dans lequel on peut apercevoir la fente de couplage. La ligne microruban repose sur la face inférieure du substrat du bas. Avec une telle géométrie, le réseau d'alimentation ne risque pas de déformer le patron lorsqu'on observe en direction $z > 0$. Cependant, le circuit d'alimentation peut rayonner vers le bas, ce qui constitue des pertes par rayonnement. Afin d'éviter tout champ de fuite dû aux lignes microrubans, la technologie *stripline* est préférée. Le principe d'alimentation est le même que celui présenté à la figure 2.9. Pour avoir une *stripline*, il suffit d'ajouter un substrat sous la ligne d'alimentation. Ce substrat est entièrement recouvert de cuivre sur sa face inférieure, ce qui a pour effet de confiner le champ électrique du circuit d'alimentation et de réduire significativement les pertes dues au champ de fuite. Une antenne *patch* alimentée par une *stripline* est représentée à la figure 2.10.

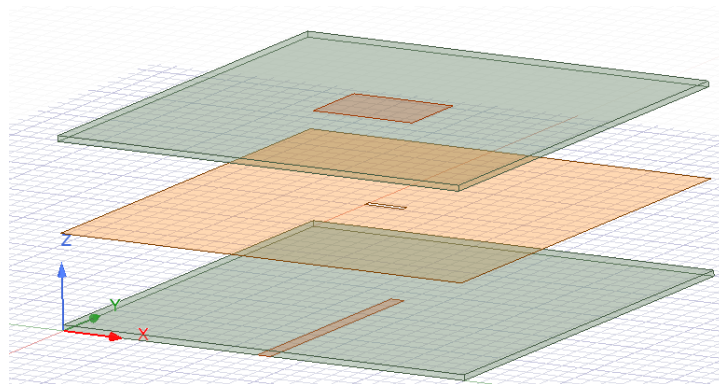


Figure 2.9 Vue éclatée d'une antenne *patch* alimentée par couplage avec la fente dans le plan de masse

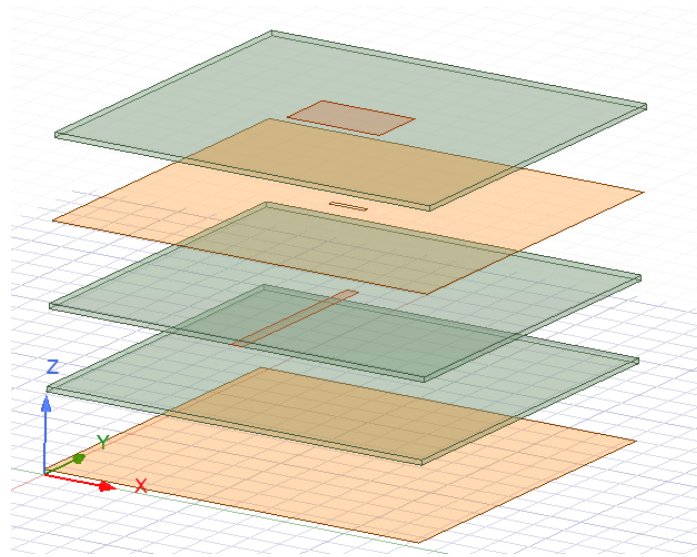


Figure 2.10 Vue éclatée d'une antenne *patch* alimentée par une *stripline*

Bien que les *striplines* permettent d'éviter le rayonnement indésirable des lignes d'alimentation, cette technologie n'offre pas d'isolation entre les lignes voisines. Dans le contexte d'un réseau d'antennes, le circuit d'alimentation consiste en une ligne se divisant en plusieurs branches pour alimenter chaque élément rayonnant. Les lignes d'alimentation n'étant pas isolées entre elle, il y a un effet de couplage mutuel qui est indésirable.

La technologie de guide d'onde intégré au substrat, notée SIW pour *Substrate Integrated Waveguide*, permet à la fois d'isoler les différentes branches du circuit d'alimentation et assure de contenir les champs de fuite [43-47]. Ce type de circuit consiste à imiter les guides rectangulaires métalliques creux à partir du substrat diélectrique habituellement utilisé pour la conception de circuits imprimés. Les murs horizontaux du guide d'onde sont les couches de cuivre du haut et du bas du substrat. Les murs verticaux sont réalisés à l'aide de trous métallisés (vias). Une représentation schématique de ce guide d'onde est montrée à la figure 2.11.

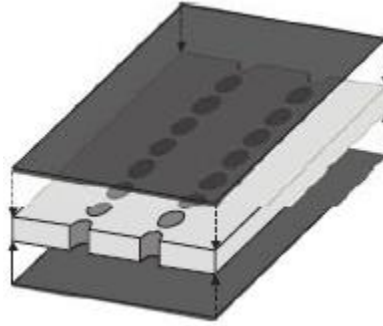


Figure 2.11 Vue éclatée d'un guide d'onde intégré au substrat (SIW) ©2006 IEEE [45]

Enfin, une technologie aussi intéressante, qui ressemble au SIW, mais qui permet d'exciter des ondes TEM, se nomme soit ligne coaxiale intégrée au substrat, ligne TEM ou encore SICL, tirée de l'anglais *Substrate Integrated Coaxial Line* et son variant *Ridged Substrate Integrated Coaxial Line* (RSICL) [48-51]. L'idée est de reproduire une ligne coaxiale à partir du substrat diélectrique habituellement utilisé pour la conception de circuits imprimés, à l'instar des SIW avec les guides d'onde métalliques rectangulaires creux. En bref, cette technologie incorpore à la fois des éléments de la *stripline* et du SIW. La topologie est la même que la *stripline*, mais en plus la ligne d'alimentation est isolée avec des murs verticaux faits à partir de trous métallisés (vias). Une représentation schématique d'une SICL est montrée à la figure 2.12. L'avantage de cette technologie vis-à-vis des SIW est qu'elle permet de transporter une onde TEM. Mise à part la *stripline*, aucun des guides d'onde présentés jusqu'à maintenant ne supporte les ondes TEM. Pourtant, c'est le seul type d'onde qui soit sans dispersion. En d'autres termes, pour des applications nécessitant un délai de groupe constant, souvent nécessaire dans un contexte à large bande, et une excellente isolation, les SICL s'avèrent très utiles. De plus, le SIW fonctionne avec le mode TE_{10} , et donc, pour être au-dessus de la fréquence de coupure, il faut une largeur minimale de $\lambda_g/2$ dans le diélectrique, ce qui en fait une ligne potentiellement plus large que le SICL et par conséquent plus difficile à gérer dans un réseau d'alimentation complexe.

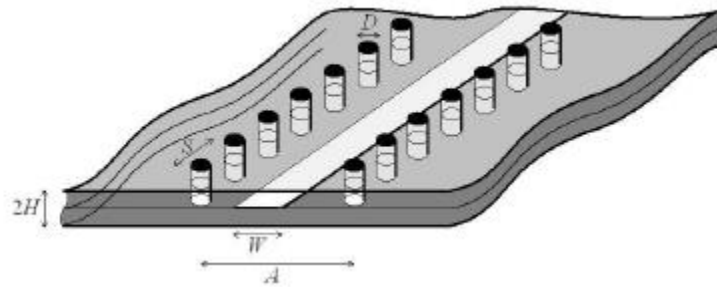


Figure 2.12 Géométrie d'une ligne coaxiale intégrée au substrat ©2006 IEEE [48]

Pour conclure, il a été vu dans ce chapitre que l'opération du RSO doit être à bande duale afin d'extraire les propriétés diélectriques d'une masse de neige. Les éléments rayonnants proposés sont les antennes *patches* et les DRA, offrant toutes deux la propriété DBDP. Différentes technologies intégrées au substrat permettent d'alimenter un réseau de *patches* ou de DRA, entre autres la ligne microruban, stripline, SIW et SICL.

CHAPITRE 3 CONCEPTION DU SOUS-RÉSEAU D'ANTENNES

Dans ce chapitre, une justification du choix de la technologie est faite. Par la suite, la méthodologie de conception est décrite. D'abord, un DRA double-bande à simple polarisation est conçu et mis en sous-réseau 2x2. Ce sous-réseau a été fabriqué et testé. Les pertes de retour et les mesures en chambre anéchoïque sont présentées. Par la suite, un DRA DBDP est conçu et l'étude de la mise en réseau de cet élément rayonnant est abordée.

3.1 Choix de la technologie

3.1.1 Éléments rayonnants

La technologie d'antenne à résonateur diélectrique est choisie pour ce projet. Un réseau de DRA est léger et peu coûteux, ce qui répond aux objectifs de ce projet. En comparaison avec un réseau de cornets par exemple, les résonateurs sont nécessairement moins lourds et moins dispendieux. En comparaison avec un réseau d'antennes *patches* cependant, les DRA sont un peu plus coûteux et légèrement plus lourds. Cela dit, les DRA comportent des avantages par rapport aux *patches*. Entre autres, il est possible d'exciter un seul résonateur de manière DBDP. Dans la littérature, il a été vu qu'il faut souvent avoir recours à un entrelacement ou une superposition d'éléments résonants à des bandes distinctes pour y arriver. Les DRA ont l'avantage de pouvoir exciter deux modes de résonance par la même ouverture dans le plan de masse sur lequel ils reposent. Si cette excitation est adéquate, une haute efficacité de rayonnement peut être obtenue, ce qui est désiré dans le contexte d'une mission RSO. Dans le cadre de ce projet, les DRA rectangulaires sont privilégiés, puisqu'ils offrent des niveaux de polarisation croisée plus bas que les DRA cylindriques [52]. Aussi, il est plus aisé d'usiner les DRA rectangulaires que d'usiner la forme cylindrique.

Afin de se convaincre de la haute efficacité de rayonnement des DRA, un modèle a été simulé à l'aide du logiciel Ansys EDT (communément appelé HFSS). Il s'agit d'une réplique du DRA introduit dans [29]. Le DRA reproduit utilise les mêmes matériaux et dimensions tels que

mentionnés dans l'article. La figure 3.1 présente l'antenne dessinée à l'aide du logiciel HFSS. Le substrat utilisé est le *Rogers RT/duroid 5870*, avec une permittivité relative de 2.33 et une tangente de pertes de 0.0012. Pour le résonateur, le matériau est du K9-Glass, avec une permittivité relative de 6.85 et une tangente de pertes de 0.001. Le métal utilisé est du cuivre avec une conductivité de $5.8 \cdot 10^7$ S/m. Les bandes d'intérêt sont centrées à 1.8 GHz et 2.42 GHz. Le tableau 3.1 présente les performances de l'antenne aux deux bandes de fréquence étudiées.

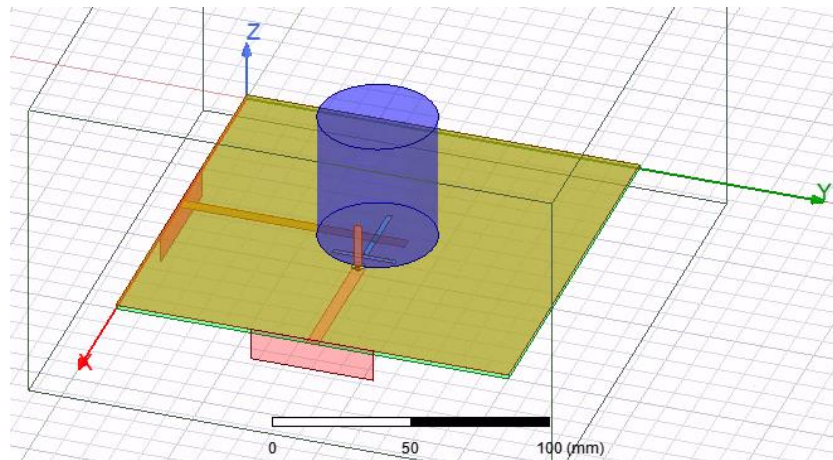


Figure 3.1 Vue isométrique du DRA reproduit à l'aide du logiciel Ansys EDT (HFSS)

Tableau 3.1 Gain réalisé, gain et directivité de l'antenne réalisée dans le logiciel Ansys EDT

| max(dB(RealizedGainTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=1.8GHz' | max(dB(RealizedGainTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=2.42GHz' | max(dB(GainTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=1.8GHz' | max(dB(GainTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=2.42GHz' | max(dB(DirTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=1.8GHz' | max(dB(DirTotal)) Setup1 : LastAdaptive Freq=2.42GHz' |
|---|--|---|--|--|---|
| 7.311240 | 8.725404 | 7.521769 | 8.929919 | 7.522576 | 8.948661 |

L'efficacité de rayonnement dans chaque bande peut être calculée en utilisant l'équation 3-1 et le tableau 3.1. Puisque les résultats sont présentés en décibel, le calcul de l'efficacité de rayonnement pour chaque bande est :

$$e_r = 10^{\frac{G_{dB} - D_{dB}}{10}} \quad 3-1$$

À la fréquence de 1.8 GHz, l'efficacité de rayonnement est donc de 99.98% et à la fréquence de 2.42 GHz, l'efficacité de rayonnement est de 99.57%. Les efficacités de rayonnement sont très élevées. Évidemment, l'antenne simulée ne comporte qu'un seul élément. Dans le cas d'un grand réseau, l'efficacité devrait diminuer puisque la surface du substrat sera plus grande et des pertes supplémentaires sont à prévoir dans les lignes de transmission divisant la puissance d'entrée aux divers éléments rayonnants. Il faut aussi admettre qu'il est possible de réaliser des antennes *patches* avec de hautes efficacités de radiation. Cependant, il est plus difficile d'en faire autant sur deux bandes de fréquence et deux polarisations linéaires orthogonales intégrées sur le même élément *patch*.

3.1.2 Circuit d'alimentation

Plusieurs technologies ont été explorées à la section 2.2.3. Chacune d'entre elles aurait pu être utilisée pour réaliser ce projet. Cela dit, la technologie SICL est préférée. Puisqu'il faut concevoir une antenne réseau, il est idéal d'avoir des éléments rayonnants qui sont proches les uns des autres afin de supprimer ou de minimiser le niveau des lobes secondaires. Le circuit de distribution d'alimentation sera donc constitué de lignes d'alimentation proches les unes des autres. Afin de minimiser le couplage mutuel entre les lignes à proximité, les technologies *stripline* et microruban sont à éviter. Les technologies SIW et SICL sont celles qui offrent la meilleure isolation entre les lignes. Les SICL sont préférées puisqu'elles transportent des ondes TEM. Il est donc possible en théorie de concevoir des SICL moins larges que des SIW, puisqu'avec les SICL il n'y a pas de soucis relatifs à la fréquence de coupure. Cela dit, les SICL ont tout de même une largeur minimale à respecter pour obtenir une impédance de ligne de 50Ω .

3.2 Méthodologie pour la conception du sous-réseau de DRA

Dans cette sous-section, les étapes menant à la conception d'un sous-réseau de DRA sont abordées. D'abord, un simple élément double-bande à simple polarisation est conçu. Par la suite, un sous-réseau 2x2 double-bande à simple polarisation est fabriqué et les performances sont comparées aux résultats simulés. Par après, un élément DBDP est fabriqué et la même comparaison avec les simulations est effectuée. Finalement, la simulation d'un sous-réseau 3x2 est présentée ainsi que l'étude des patrons de rayonnement d'un très grand réseau.

3.2.1 Conception d'un DRA double-bande simple polarisation sur plan de masse infini

La stratégie pour concevoir des DRA rectangulaires double-bande est d'exciter un mode différent pour chaque bande, tel que cela a été introduit dans [29]. Dans ce dernier cas, un DRA cylindrique pour lequel le mode HEM_{111} est excité à la fréquence basse et le mode HEM_{113} est excité à la fréquence haute est présenté. Dans cette nomenclature des modes, le dernier indice décrit le nombre de demi-cycles selon l'axe vertical (hauteur) du DRA. Il suffit de reproduire cette idée avec un DRA rectangulaire. Le principe est le même, cependant les modes sont TE, puisqu'ils sont les seuls modes généralement excités pour les DRA rectangulaires reposant sur un plan de masse [27]. Puisque l'antenne doit être à polarisation duale, le DRA aura la géométrie d'un prisme à base carrée, de sorte que les patrons de rayonnement seront similaires pour les deux polarisations. Le choix de la permittivité du diélectrique a un impact direct sur le facteur de qualité de la résonance (Q) et la largeur de bande pouvant être obtenus. Il a été déterminé dans [27] que la largeur de bande maximale est obtenue avec un diélectrique ayant une permittivité relative de près de 10. Il est possible d'acheter des feuilles de diélectrique ayant une telle permittivité. Dans ce projet, de telles feuilles ont été achetées au fabricant *CUMING MICROWAVE*. Le nom du produit est *C-STOCK AK AND AK-500*. La tangente de pertes est spécifiée comme étant inférieure à 0.002. Toujours selon la fiche du manufacturier, le diélectrique peut supporter des champs électriques ayant des amplitudes au-delà de 8 kV/mm. Considérant que pour la TSMM, la puissance rayonnée est de

15.625 W pour l'équivalent de 128 résonateurs diélectriques, la puissance rayonnée maximale par élément est de 0.12 W. À la figure 3.5, l'amplitude des vecteurs de champ électrique dans le résonateur est illustrée pour une excitation de 1W. L'amplitude des champs est bien en deçà des limites prescrites par le manufacturier. Les DRA sont donc tout à fait capables d'offrir les niveaux de puissance rayonnée nécessaires pour une application RSO. Puisque les feuilles sont faites de céramique et de plastique, il est possible de les usiner pour avoir la géométrie désirée avec des outils de coupe en carbure.

Une description mathématique complète des DRA rectangulaires est donnée dans [53, 54]. Soit la géométrie présentée à la figure 3.2. La fréquence de résonance du mode $TE_{m,n,p}$ d'un DRA reposant sur un plan de masse peut être approximée par :

$$f_r^{m,n,p} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2d}\right)^2} \quad 3-2$$

où m , n et p représentent le nombre de demi-cycles dans les directions x , y et z et où a , b et d représentent les dimensions du DRA. Dans ce travail, puisque la base du DRA est carrée, $a = b$. De plus, la permittivité relative est déjà fixée à 10. Il suffit donc d'exciter le mode TE_{111} à la fréquence basse (13.5 GHz) et d'exciter le mode TE_{113} à la fréquence haute (17.25 GHz). Il est possible de créer un système de deux équations en utilisant l'équation 3-2. D'abord, fixer la fréquence de résonance à 13.5 GHz avec $a = b$ et $m, n = 1$ et $p = 1$. Poser une deuxième équation avec la fréquence de résonance à 17.25 GHz, toujours avec $a = b$ et $m, n = 1$, mais cette fois-ci avec $p = 3$. Résoudre le système d'équations pour les deux variables inconnues, soit $a = b$ et d . Les valeurs ainsi trouvées sont des points de départ, il est nécessaire d'ajuster les dimensions par après et de bien vérifier si les modes désirés ont été excités. La méthodologie décrite plus haut a été appliquée pour la conception d'un DRA double-bande à simple polarisation. La résolution du système d'équations donne les valeurs suivantes : $a=b=5.18mm$ et $d=6.25mm$.

La géométrie proposée est présentée à la figure 3.2. Le résonateur repose sur un plan de masse infini. La ligne d'alimentation est bien une SICL, les murs verticaux sont spécifiés comme étant parfaitement conducteurs dans HFSS. L'énergie est couplée par une fente en forme de « H » ou

d'os de chien dans le plan de masse. Cette forme de fente est choisie pour maximiser la largeur de bande [55]. La portion de ligne sous la fente a une largeur différente permettant l'adaptation d'impédance. Les performances de l'antenne montrées à la figure 3.3 et la figure 3.4 sont obtenues avec $a=b=5\text{mm}$ et $d=5.72\text{mm}$. L'antenne est très bien adaptée et les patrons de rayonnement sont satisfaisants, avec des niveaux de XPD supérieurs à 56 dB aux deux fréquences d'intérêt. À noter que dans ce mémoire, la définition de Ludwig-3 [56] est utilisée pour les patrons de rayonnement. Les dimensions du modèle optimisé se retrouvent au tableau A.1 en annexe. La figure 3.5 montre la distribution du vecteur champ électrique dans le résonateur à 13.5 GHz et 17.25 GHz.

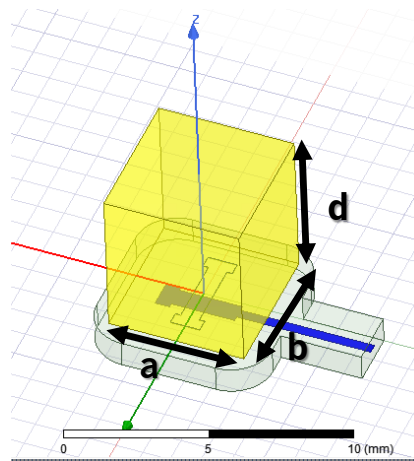


Figure 3.2 Géométrie d'un DRA reposant sur un plan de masse. L'alimentation est fournie par une SICL excitant une fente dans le plan de masse

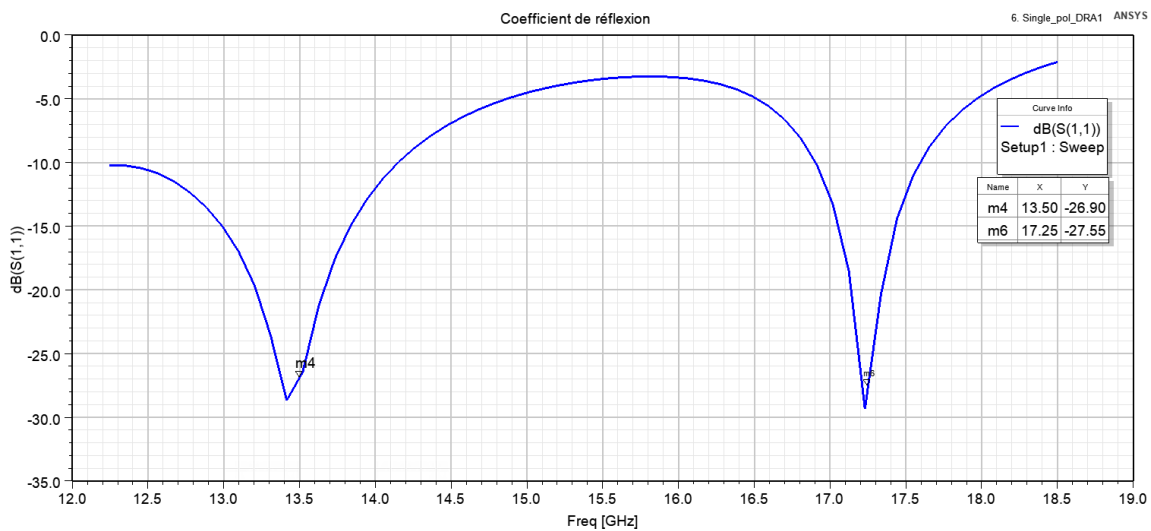


Figure 3.3 Coefficient de réflexion simulé d'un DRA double-bande simple polarisation reposant sur un plan de masse infini

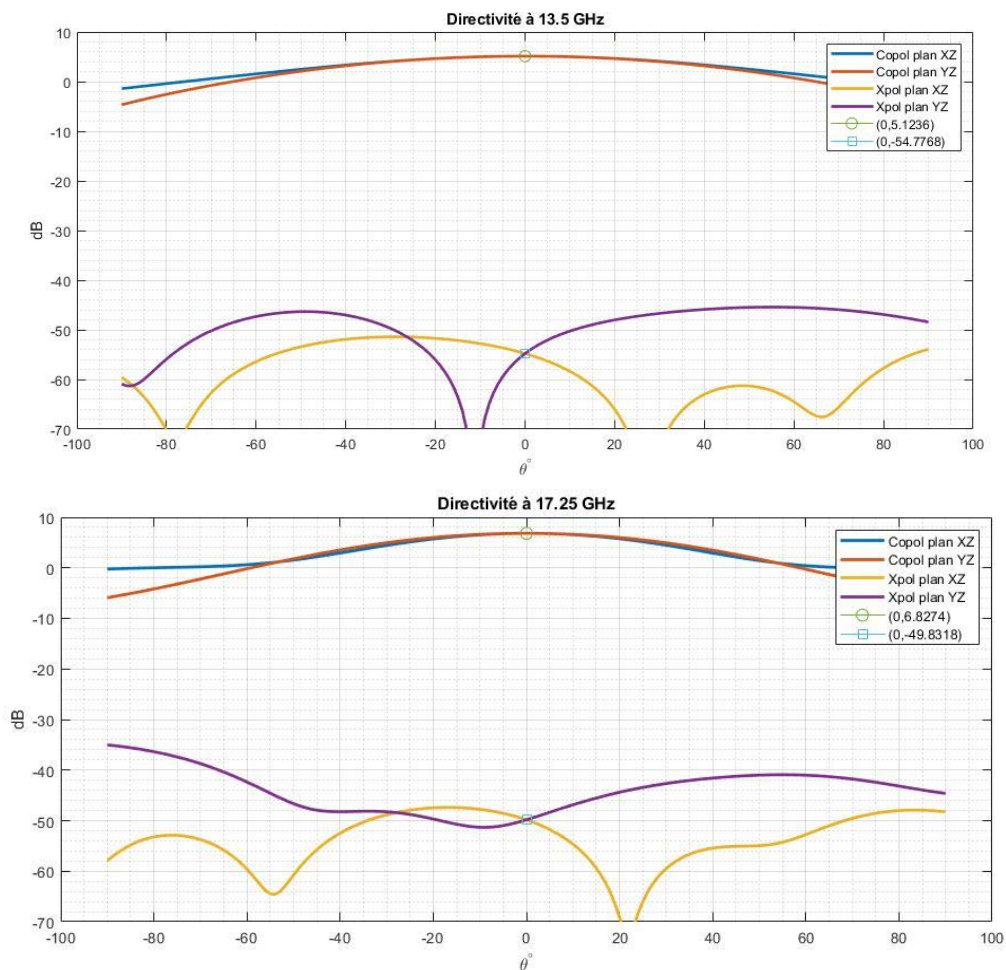


Figure 3.4 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans le plan E (XZ) et H (YZ) d'un DRA double-bande simple polarisation sur un plan de masse infini à 13.5 et 17.25 GHz

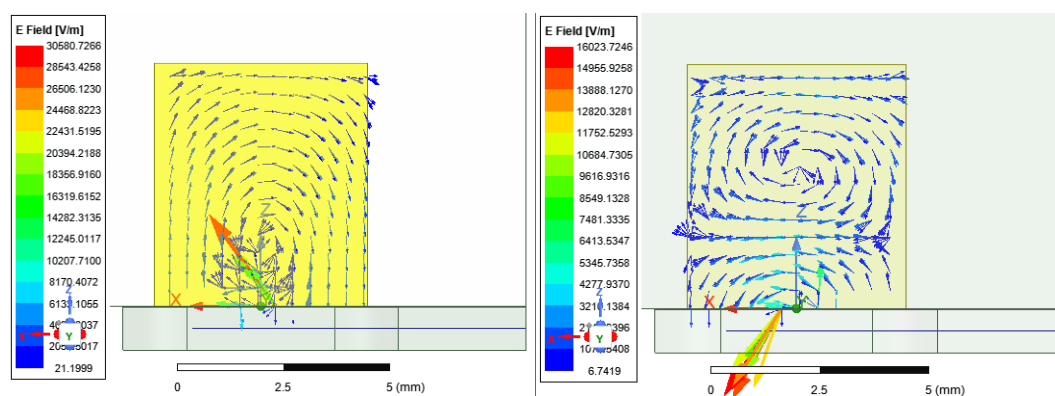


Figure 3.5 Distribution du vecteur champ électrique montrant le mode TE₁₁₁ à 13.5 GHz à gauche et le mode TE₁₁₃ à 17.25 GHz à droite

Pour terminer cette section, une analyse de l'effet de la variation des dimensions du DRA sur les performances de l'antenne est effectuée afin d'évaluer la robustesse du design. Il est supposé que les faces du DRA ne soient pas parfaitement parallèles et que la forme du résonateur puisse être trapézoïdale. Les faces du haut et du bas du résonateur restent carrées. Les variables utilisées pour cette étude paramétrique sont identifiées à la figure 3.6. Les dimensions a et a_{haut} sont variées de $\pm 0.25 \text{ mm}$ par rapport à leur valeur nominale (5 mm). En plus, la hauteur du résonateur (DRA_h) est aussi variée de $\pm 0.25 \text{ mm}$. Ces variations sont choisies parce qu'en pratique, les dimensions des résonateurs fabriqués ont des écarts maximaux de $\pm 0.25 \text{ mm}$ avec leur valeur nominale. Cela est présenté à la sous-section 3.2.2.

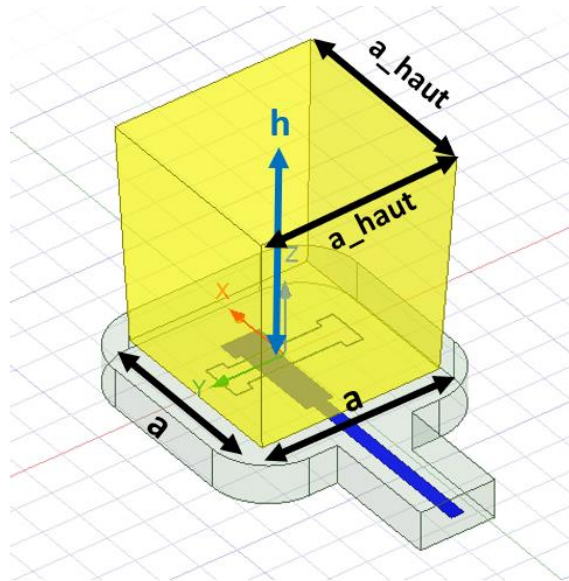
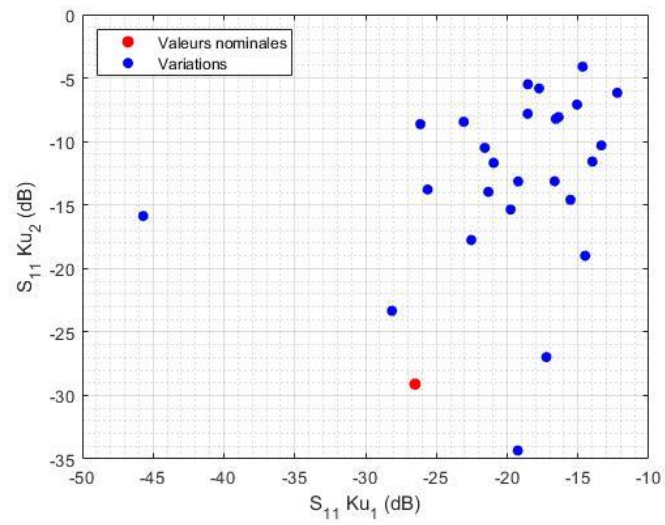
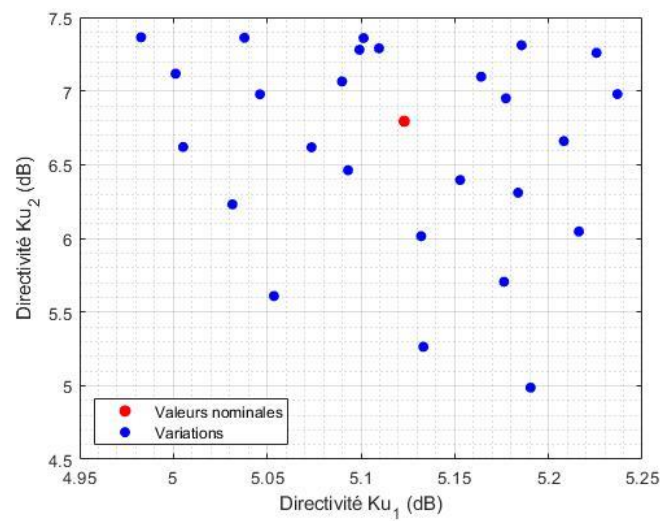


Figure 3.6 Identification des paramètres variés lors de l'étude paramétrique du DRA simple polarisation double-bande

La figure 3.7 montre l'effet de la variation des paramètres a , a_{haut} et h sur les performances de l'antenne. Les différentes valeurs sont $a=[4.75;5;5.25]$ mm, $a_{haut}=[4.75;5;5.25]$ mm et $h=[5.47;5.72;5.97]$ mm. Chaque variation a été évaluée aux fréquences d'intérêt, les graphiques sont tous composés de $3 \times 3 \times 3 = 27$ points. Les variations entraînent dans le pire cas un écart de 25 dB sur le paramètre S_{11} à Ku_1 et de 14.5 dB à Ku_2 . Les pertes de retour sont donc particulièrement sensibles aux erreurs de fabrication. Les variations n'entraînent que des écarts mineurs de 0.22 dB sur les directivités crêtes à Ku_1 . Cependant, une perte de 1.8 dB est à prévoir dans le pire cas à Ku_2 .



a)



b)

Figure 3.7 Étude de l'effet de la variation des paramètres a , a_{haut} et h du DRA sur le paramètre S_{11} et la directivité de l'antenne à 13.5 GHz (Ku_1) et 17.25 GHz (Ku_2)

3.2.2 Conception et fabrication d'un sous-réseau 2x2 de DRA double-bande simple polarisation

À partir du design de l'élément rayonnant simple, il est possible de créer un sous-réseau d'antennes 2x2. Pour y arriver, il faut concevoir un circuit d'alimentation divisant la puissance du port d'entrée en quatre, et ce aux deux fréquences d'intérêt. Les éléments du sous-réseau doivent être alimentés avec la même phase et la même amplitude. La distance entre chaque élément est de 12.5 mm. Plus les éléments sont proches les uns des autres, plus les lobes discordants seront éloignés, voire inexistantes. En revanche, des éléments proches ont un haut niveau de couplage mutuel. Les éléments avoisinants influencent le mécanisme de rayonnement et complexifient l'adaptation d'impédance. D'ailleurs, la proximité des éléments rend la division de puissance plus difficile. Le circuit d'alimentation se doit d'être compact sans pour autant négliger les performances attendues.

La géométrie de la jonction en T proposée est montrée à la figure 3.8. Les dimensions sont détaillées dans le tableau B.1 en annexe. En optimisant les variables l_2 , l_3 , w_2 et w_3 , il est possible de réaliser une adaptation double-bande aux fréquences désirées. Comme valeur initiale, l_2 et l_3 mesurent un quart de longueur d'onde guidée à la fréquence centrale $f_{centre} = \sqrt{13.5 \cdot 17.25}$ GHz. Pour aider à rendre cette jonction plus compacte, le substrat RO3006 de *Rogers Corporation* est utilisé. La constante diélectrique de ce matériau est de 6.15 ± 0.15 . À des fins de design, il est conseillé par le fournisseur d'utiliser une constante diélectrique de 6.4. Le RO3006 a une permittivité relative plutôt élevée pour un substrat, ce qui permet de concevoir des lignes d'alimentation plus petites. Le circuit est composé de quatre couches de RO3006 ayant une épaisseur de 10 millièmes de pouce (mil). La jonction en T est constituée de lignes quart-d'onde. Puisque l'espace entre les éléments rayonnants est fixé à 12.5 mm, il est pertinent d'utiliser un substrat ayant une permittivité relative élevée, qui a pour effet de réduire la longueur d'onde guidée d'un facteur $\sqrt{\epsilon_r}$. La figure 3.9 montre les paramètres S pertinents, soit le S_{11} et le S_{21} (= S_{31} par symétrie). L'adaptation d'impédance est excellente, l'optimisation des variables permet de rapidement converger à une solution optimale. Les ports de sortie ne sont pas adaptés, c'est-à-dire que si la puissance est incidente en sortie, seulement la moitié de la puissance sera acheminée au port 1, le quart de la puissance sera acheminée à l'autre port de sortie et le quart restant sera réfléchi.

En utilisant cette jonction en T, un sous-réseau 2x2 a été simulé avec HFSS. La géométrie du sous-réseau est montrée à la figure 3.10. Les dimensions sont détaillées dans le tableau C.1 en annexe. La technologie utilisée pour le réseau d'alimentation est bien une SICL. Les trous dans le substrat ont des parois métallisées, ce qui assure l'isolation de la ligne de transmission. Pour accélérer la conception, les simulations ont d'abord été faites sur plan de masse infini avec des matériaux avec pertes. Les résultats de ces simulations sont montrés à la figure 3.11. La définition de la polarisation croisée est toujours celle de Ludwig-3 [56]. Par la suite, des simulations tenant compte à la fois des pertes, des effets du plan de masse fini de dimensions (32.5 x 32.5) mm et du connecteur utilisé pour alimenter l'antenne fabriquée ont été effectuées. Ces résultats sont présentés à la figure 3.12. Le connecteur en question est fabriqué par *Pasternack Enterprises* (modèle PE45458 *SMA Female Connector Vertical Launch PCB*). Ce connecteur est conçu pour alimenter des *striplines*. Pour l'utiliser, il faut se référer à la fiche du fabricant. Un via permet d'acheminer le signal du connecteur à la ligne d'alimentation. Il suffit de créer un beigne sur le plan de masse du dessus pour séparer la masse du signal. Le connecteur est posé verticalement sur le circuit. Un schéma du connecteur est présenté à la figure 3.13 L'intérêt de ce type de connecteur est qu'il permet d'éviter de concevoir une transition de ligne microruban vers la SICL, ce qui serait nécessaire si un connecteur plus standard était utilisé, comme les connecteurs se posant sur le côté des substrats de type *end launch*.

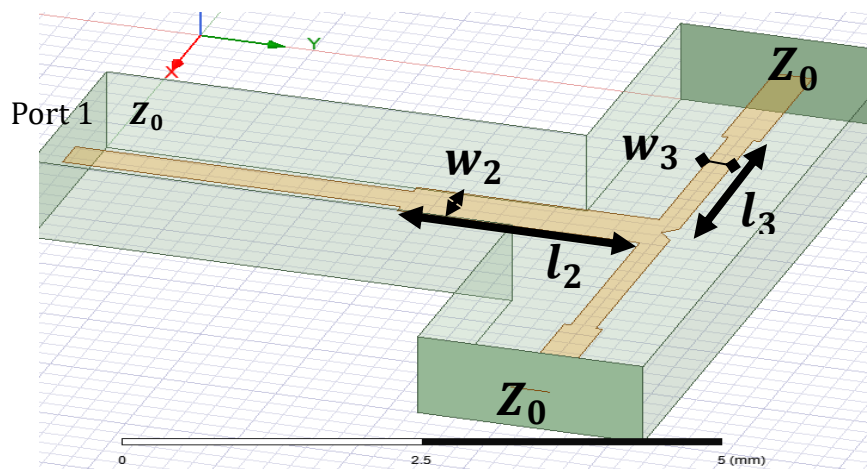


Figure 3.8 Géométrie de la jonction en T proposée

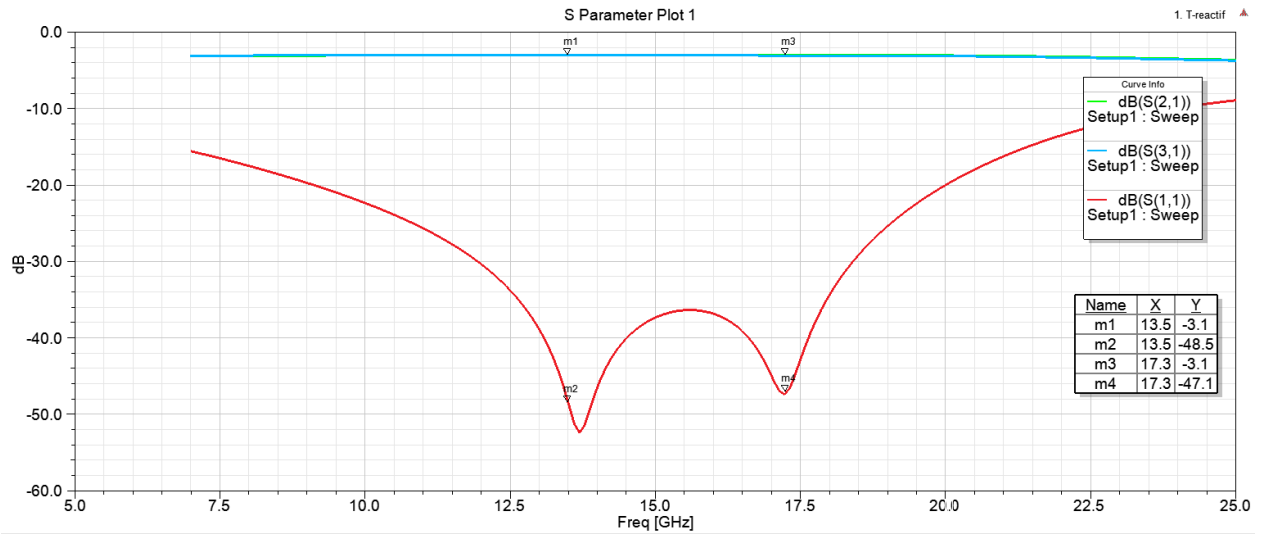


Figure 3.9 Simulation des paramètres S de la jonction en T optimisée

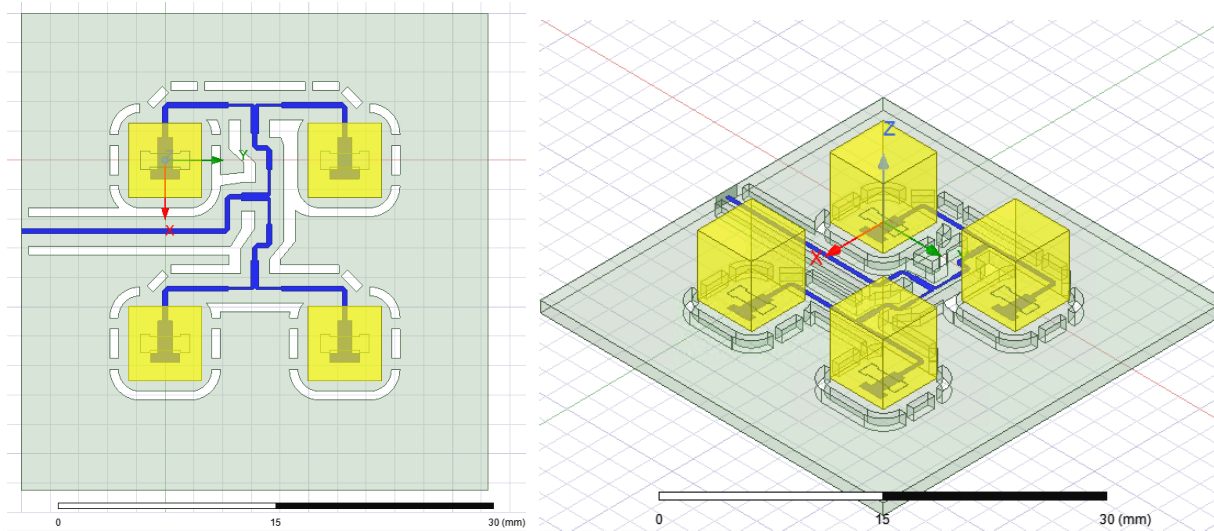


Figure 3.10 Vue de haut et isométrique du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation

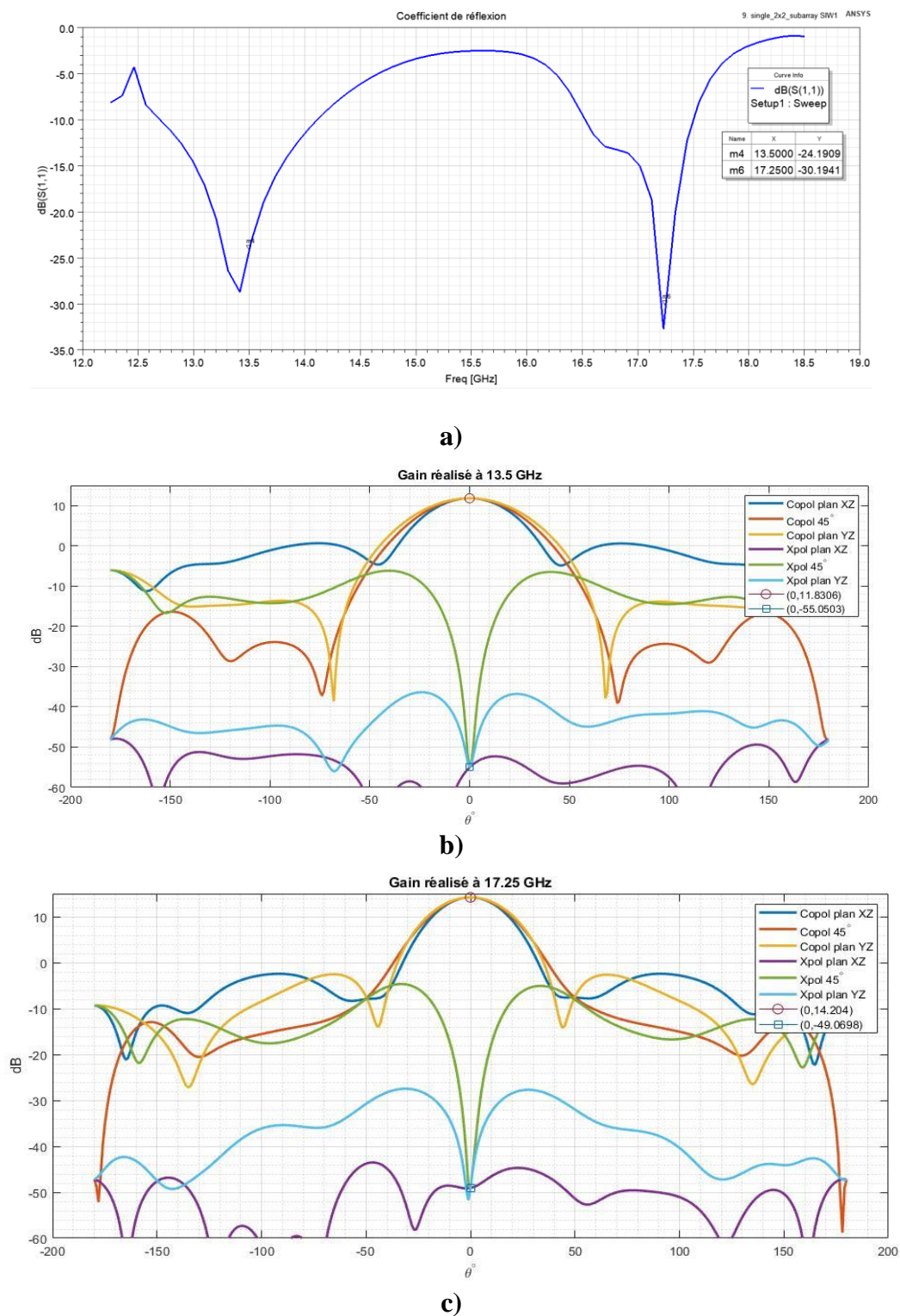
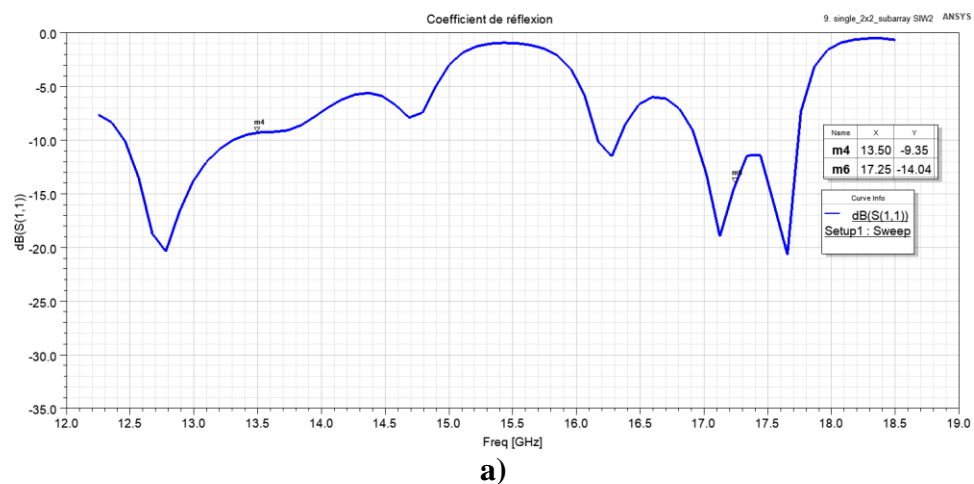
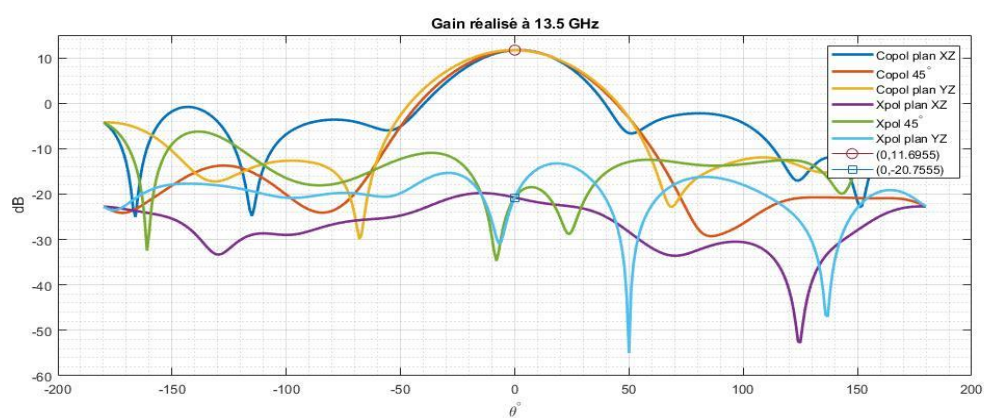


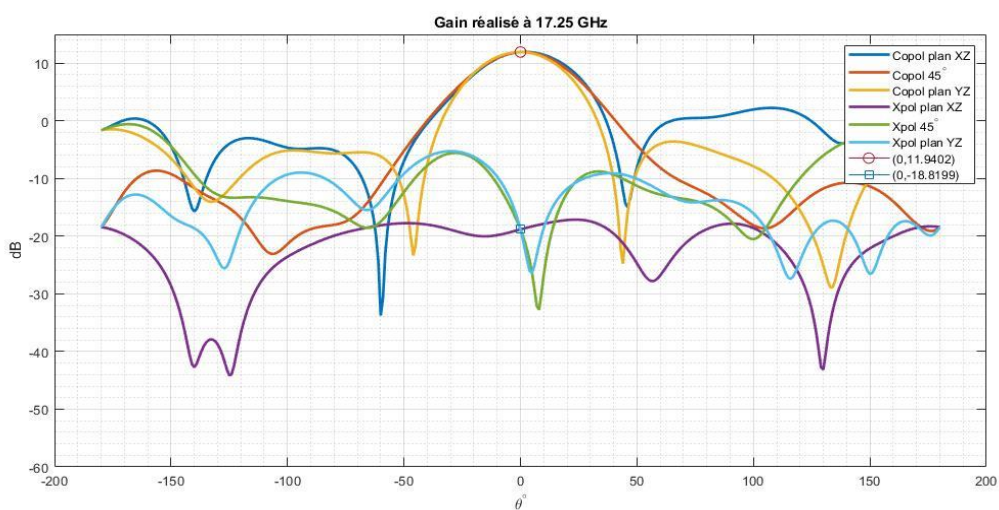
Figure 3.11 Simulation du sous-réseau 2x2 simple polarisation sur un plan de masse infini. **a)** Coefficient de réflexion. Gain réalisé en co- et contra-polarisation dans les plans XZ, à 45° et YZ, **b)** à 13.5 GHz, **c)** à 17.25 GHz



a)



b)



c)

Figure 3.12 Simulation du sous-réseau 2x2 simple polarisation sur plan de masse fini de (32.5x32.5) mm. **a)** Coefficient de réflexion. Gain réalisé en co- et contra-polarisation dans les plans XZ, à 45° et YZ, **b)** à 13.5 GHz, **c)** à 17.25 GHz

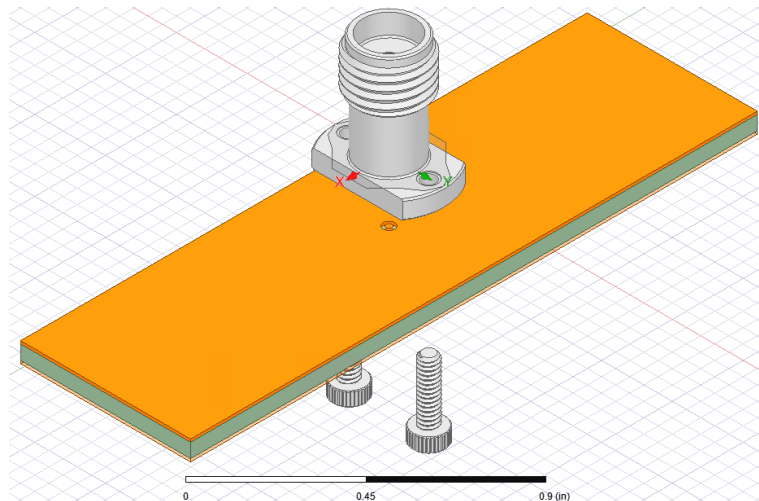


Figure 3.13 Vue éclatée du connecteur vertical PE45458 de *Pasternack Enterprises* installé sur un substrat

Les résultats obtenus avec le plan de masse fini sont assez différents de ceux obtenus avec le plan de masse théoriquement infini. Non seulement l'impact est ressenti sur le coefficient de réflexion, mais le niveau de polarisation croisée se voit drastiquement augmenter lorsque le plan de masse réel est pris en compte. Le coefficient de réflexion du modèle avec plan de masse fini s'est empiré de 14.8 dB à 13.5 GHz et de 16.15 dB à 17.25 GHz. Toutefois, dans le contexte d'un très grand réseau, ces effets ne seront pas aussi marquants. Les simulations avec plan de masse fini ne servent qu'à prédire les performances du prototype qui sera fabriqué. Le but du projet est de concevoir un très grand réseau. Les résultats de simulation du petit sous-réseau 2x2 montrent que la technologie choisie est adéquate. Les patrons de rayonnement simulé sont satisfaisants.

Afin de valider les étapes de conception, un prototype est fabriqué et ses performances sont mesurées. La figure 3.14 montre le circuit fabriqué. Les résonateurs sont fixés à l'aide du même adhésif utilisé pour lier les différentes couches de substrat. Il s'agit du *Bondply 2929*. Le manufacturier de cet adhésif, *Rogers Corporation*, spécifie que la constante diélectrique du matériel est de 2.94 ± 0.05 avec une tangente de pertes de 0.003 à 10 GHz. Puisque la couche d'adhésif est mince, il est d'usage de négliger sa présence lors des simulations avec HFSS puisque l'impact sur la conception serait minime. Cependant, si des résultats plus près de la réalité désirent être obtenus, il serait pertinent de tenir compte de cet adhésif lors des simulations. De plus, la

précision d'usinage des résonateurs n'est pas parfaite. Pour obtenir les résonateurs ayant des dimensions très proches de celles souhaitées, la stratégie est d'en faire fabriquer plusieurs, de prendre les mesures de chacun et de sélectionner les meilleurs produits. Des écarts de ± 0.25 mm par rapport aux valeurs désirées dans chaque dimension ont été constatés. Ainsi, la base du résonateur n'est pas parfaitement carrée, les angles ne sont pas parfaitement de 90° et les différentes faces du prisme ne sont pas parfaitement identiques. Finalement, la permittivité du matériau peut varier par rapport à celle prescrite par le fournisseur. Tous ces éléments d'imperfection sont à considérer lors de l'étude comparative entre les simulations et les résultats mesurés.

D'abord, le coefficient de réflexion de l'antenne est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau. À la suite d'une calibration électronique (Ecal), le coefficient de réflexion obtenu est présenté à la figure 3.15. Il semble y avoir une dérive de la résonance vers des fréquences un peu plus basses. En effet, les coefficients de réflexion les plus bas étaient attendus à 13.5 GHz et 17.25 GHz, alors qu'ils ont été mesurés à 13.3 GHz et 17.2 GHz. Malgré cette dérive, le niveau du coefficient de réflexion mesuré est meilleur que celui simulé dans le cas d'un plan de masse fini.

Finalement, les performances en champ lointain de l'antenne sont évaluées à l'aide de la chambre anéchoïque du centre de recherche du Poly-Grames. Les gains simulés et mesurés aux deux fréquences d'intérêt sont montrés à la figure 3.16. Dans les deux cas, les gains mesurés sont plus bas que ceux simulés. À 13.5 GHz, le gain mesuré est de 10.64 dB, ce qui est 1 dB de moins que la simulation. À 17.25 GHz, le gain mesuré est de 10.74 dB, ce qui est 1.2 dB de moins que la simulation. De plus, les courbes du niveau de polarisation croisée mesurées diffèrent des courbes simulées. Il semble y avoir un décalage selon l'angle θ entre les courbes mesurées et simulées. À 13.5 GHz sur la courbe de la polarisation croisée mesurée, il manque clairement le creux à $\theta = 50^\circ$ qu'il est possible d'apercevoir sur la courbe simulée. Finalement, des photos de la configuration de la chambre anéchoïque lors de la mesure des patrons sont montrées à la figure 3.17.

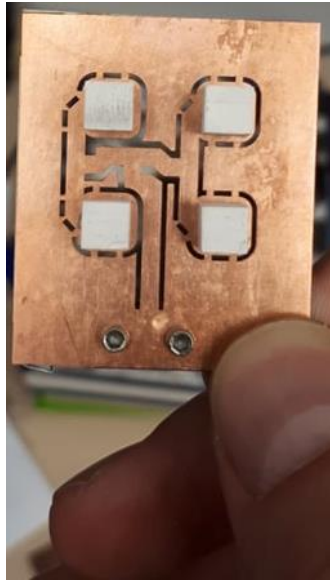


Figure 3.14 Photo du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation fabriqué

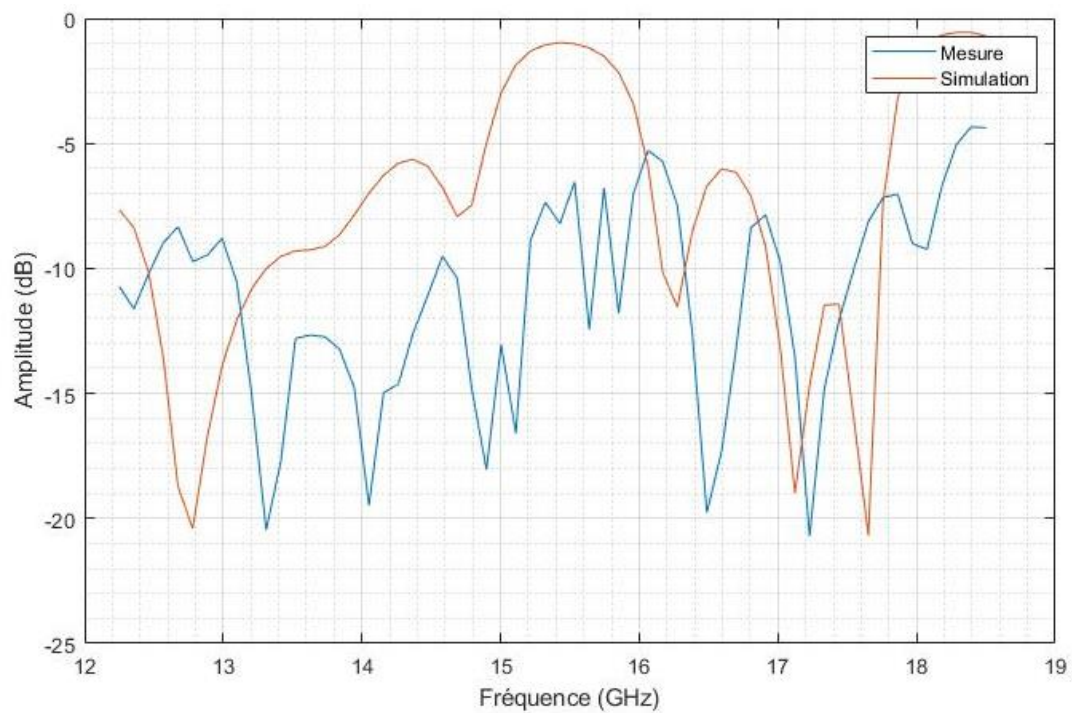
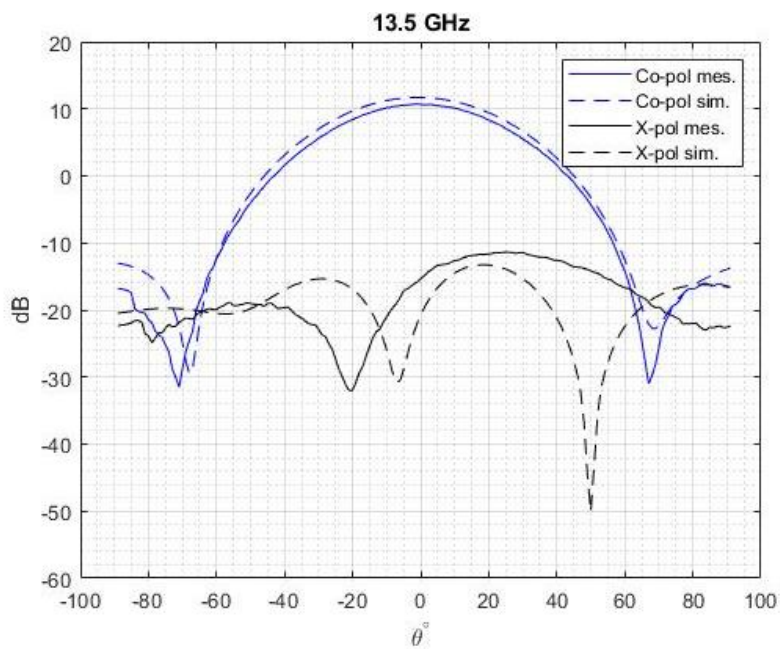
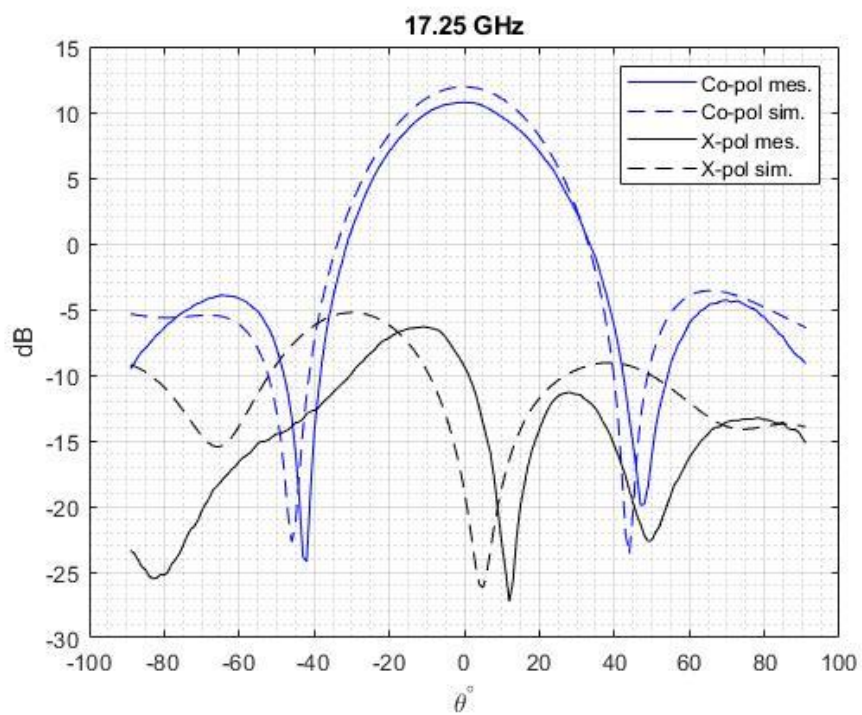


Figure 3.15 Mesure et simulation du coefficient de réflexion du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation



a)



b)

Figure 3.16 Gains réalisés simulés et mesurés en co- et contra-polarisation du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation dans le plan H ($\phi=90^\circ$) aux fréquences **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

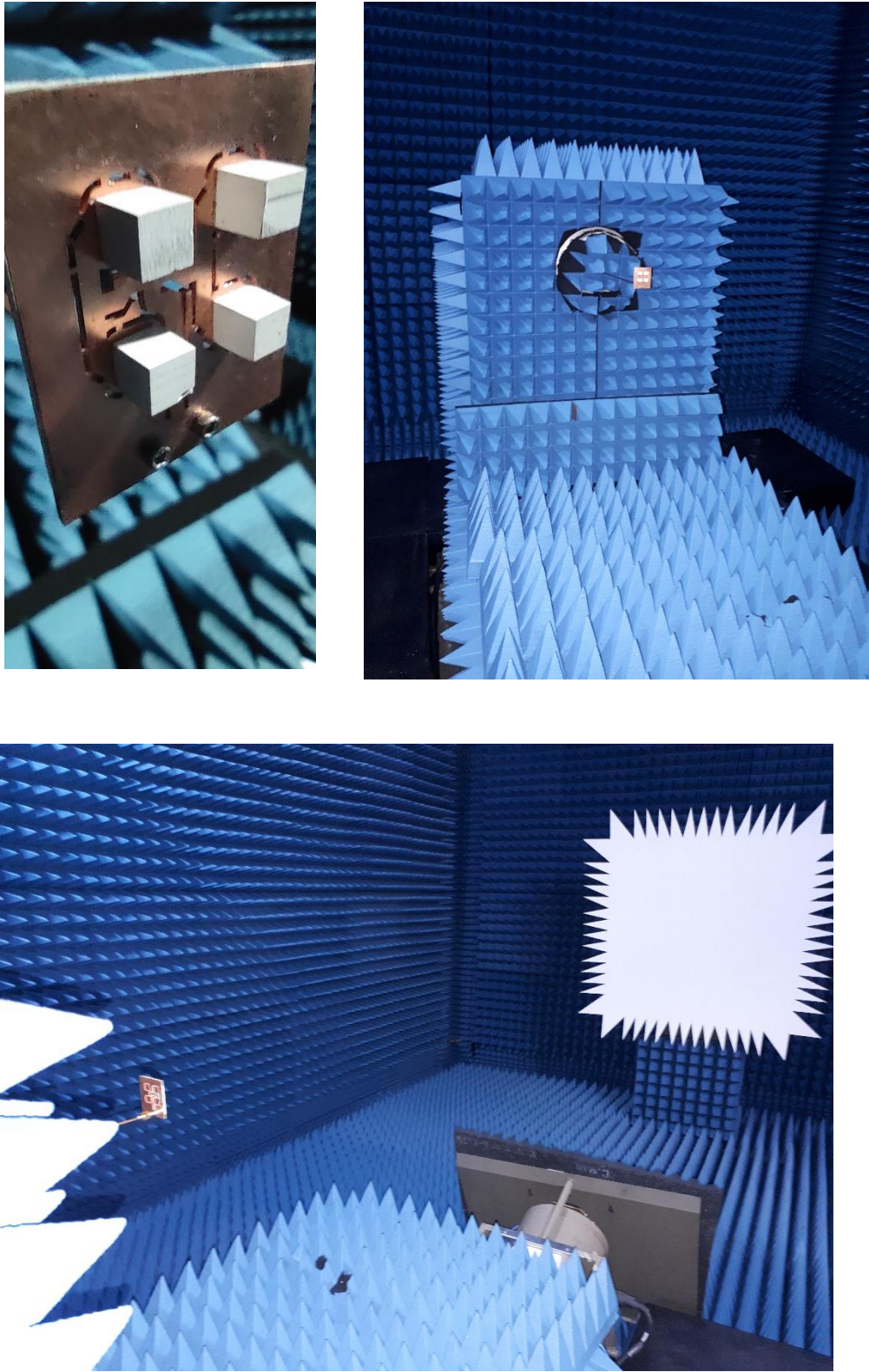


Figure 3.17 Photos de la configuration pour la mesure en chambre anéchoïque du sous-réseau 2x2 double-bande simple polarisation

3.2.3 Conception et fabrication d'un DRA DBDP

Cette section a pour objectif de montrer les étapes menant à la fabrication d'une antenne à simple élément DBDP. Jusqu'à maintenant, la conception considérait une seule polarisation linéaire. Pour rendre l'antenne double-polarisation, il faut ajouter un port excitant l'antenne dans une polarisation perpendiculaire à la première. La topologie proposée s'inspire de l'antenne DBDP présentée dans la revue de littérature [39]. Pour éviter la collision entre la SICL alimentant la polarisation verticale (VP) et celle alimentant la polarisation horizontale (HP), un via situé près de la fente de couplage permet de passer au substrat supérieur. La nouvelle polarisation utilise une ligne à deux branches (fourchette) pour alimenter la fente de couplage. Cela permet de diminuer le couplage entre les deux polarisations. En effet, avec la fourchette, il y a une plus petite surface de recouvrement entre les deux lignes d'alimentation.

L'élément rayonnant est d'abord simulé sur un plan de masse infini. Cela permet d'accélérer la conception et constitue une approximation valide dans le contexte d'un grand réseau. La figure 3.18 montre la géométrie de l'élément rayonnant tel que conçu avec le logiciel HFSS. La convention des polarisations est telle que la ligne rouge représente la polarisation verticale, dénommée VP et étant alignée avec l'axe y, et la ligne bleue représente la polarisation horizontale, dénommée HP et étant alignée avec l'axe x. La figure 3.19 montre le détail des différentes couches du circuit. Celui-ci est formé de quatre substrats de *Rogers Corporations*, soit le RO3006 avec une épaisseur de 10 mil. Puisque le DRA utilisé est à base carrée, l'étude théorique des dimensions présentée à la section 3.2.1 est valide pour les deux polarisations. Le résonateur doit donc avoir sensiblement la même taille que celle utilisée jusqu'à maintenant pour des applications à simple polarisation linéaire. Le défi supplémentaire se situe au niveau de l'adaptation d'impédance. Les alimentations HP et VP ne sont séparées que par un substrat de 10 mil. Il y a donc inévitablement du couplage entre les deux accès. Cela complexifie l'adaptation d'impédance. Changer la géométrie de la ligne d'alimentation HP a un effet sur les pertes de retour du port VP. Les deux accès sont donc intrinsèquement liés, ce qui rend ardue l'adaptation d'impédance. Lorsque l'alimentation HP est active, il y a une partie de cette énergie qui excite la ligne VP, risquant d'induire de la polarisation croisée. Pour réduire ce couplage, la ligne d'alimentation VP adopte la

forme d'une fourchette. Lorsque viendra le temps de concevoir le réseau, il serait avantageux d'utiliser une alimentation différentielle afin d'assurer l'isolation des ports HP et VP et d'annuler une partie de la composante de polarisation croisée induite. Cela sera abordé dans la sous-section 3.2.4. Les dimensions du modèle optimisé se trouvent dans le tableau D.1 en annexe.

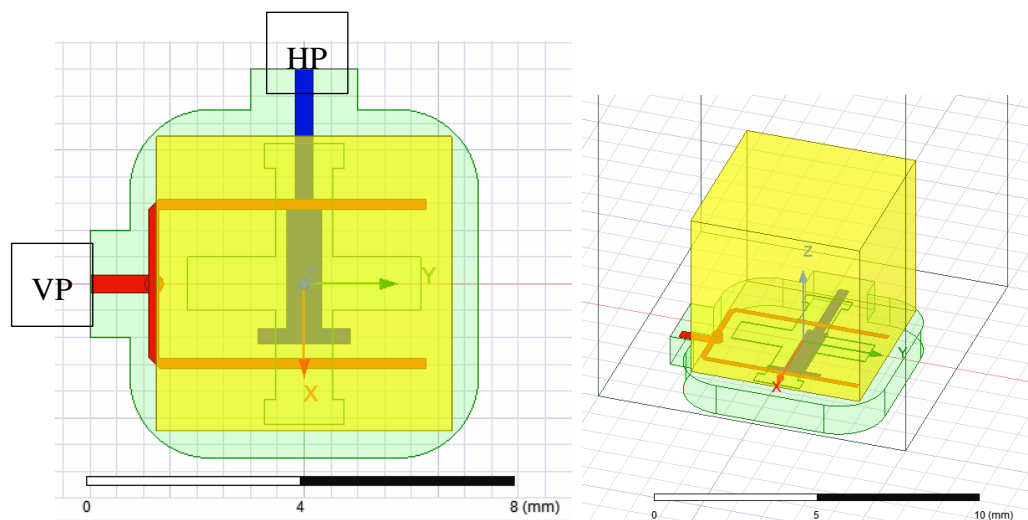


Figure 3.18 Vue de haut et isométrique de l'élément rayonnant DBDP sur plan de masse infini

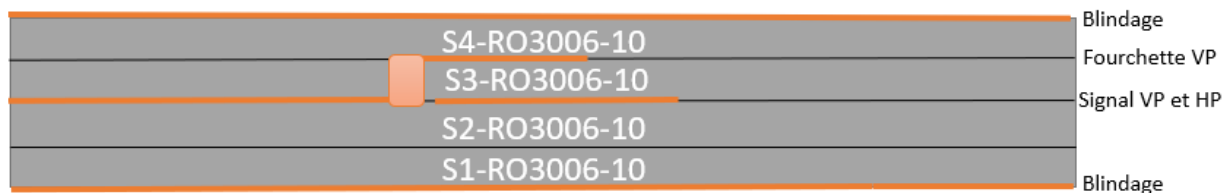


Figure 3.19 Description des couches du circuit de l'élément rayonnant DBDP

En faisant des itérations sur la géométrie de la fente de couplage et des lignes d'alimentation, l'adaptation d'impédance montrée à la figure 3.20 a été obtenue. Le DRA est bien adapté aux deux fréquences dans les deux polarisations. La courbe rouge représente le port VP (ligne rouge du circuit) et la courbe bleue représente le port HP (ligne bleue sur le circuit). La courbe orangée représente l'isolation entre les ports HP et VP. L'isolation ne doit pas être considérée comme problématique à cette étape-ci. L'alimentation différentielle se chargera de régler ce niveau relativement haut de couplage. Pour l'instant, les accès HP et VP se chevauchent et ne sont séparés que de 10 mil en hauteur, il est difficile de faire mieux au niveau de l'isolation pour l'élément seul. La géométrie de la fourchette est l'élément le plus critique lors de l'optimisation. La distance entre

les branches, leur longueur ainsi que leur largeur sont les paramètres clés. Un des facteurs limitants lors de la conception est la largeur minimale des lignes d'alimentation pouvant être fabriquées au centre de recherche Poly-Grames. Une largeur minimale de 6 mil (0.1524 mm) est exigée. La largeur des branches de la fourchette étant de 0.18 mm, ce modèle est peu tolérant aux erreurs de fabrication, ce qui constitue un risque. La directivité de l'antenne simulée lorsque le port VP est actif (seul port Tx du RSO) est montrée à la figure 3.21. Les patrons sont symétriques et démontrent de bons niveaux de XPD, soit de 26.6 dB à Ku_1 et 24.9 dB à Ku_2 .

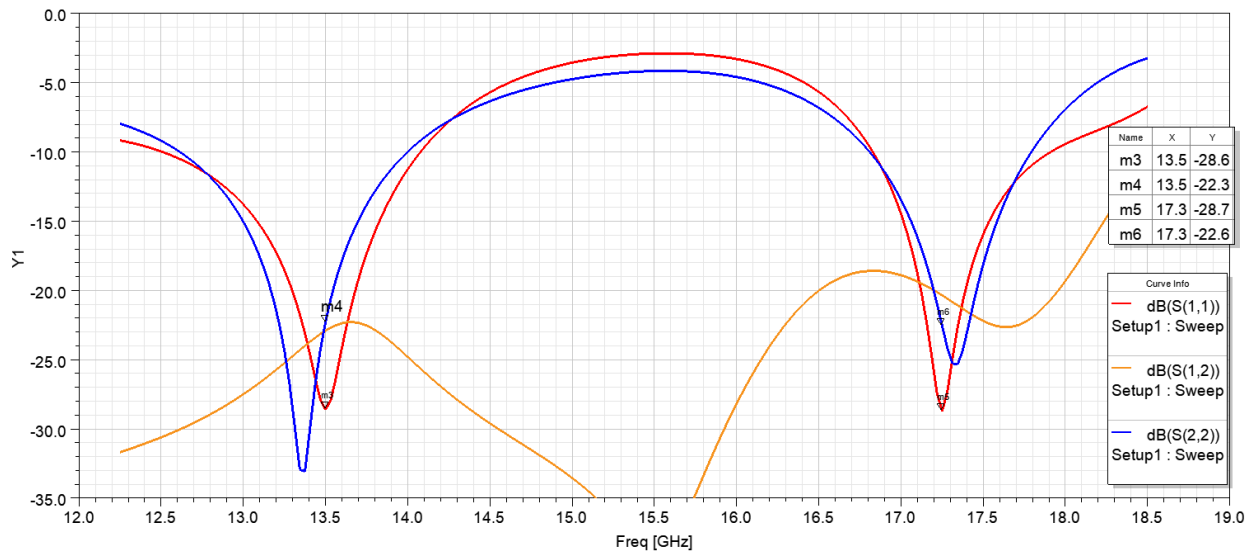
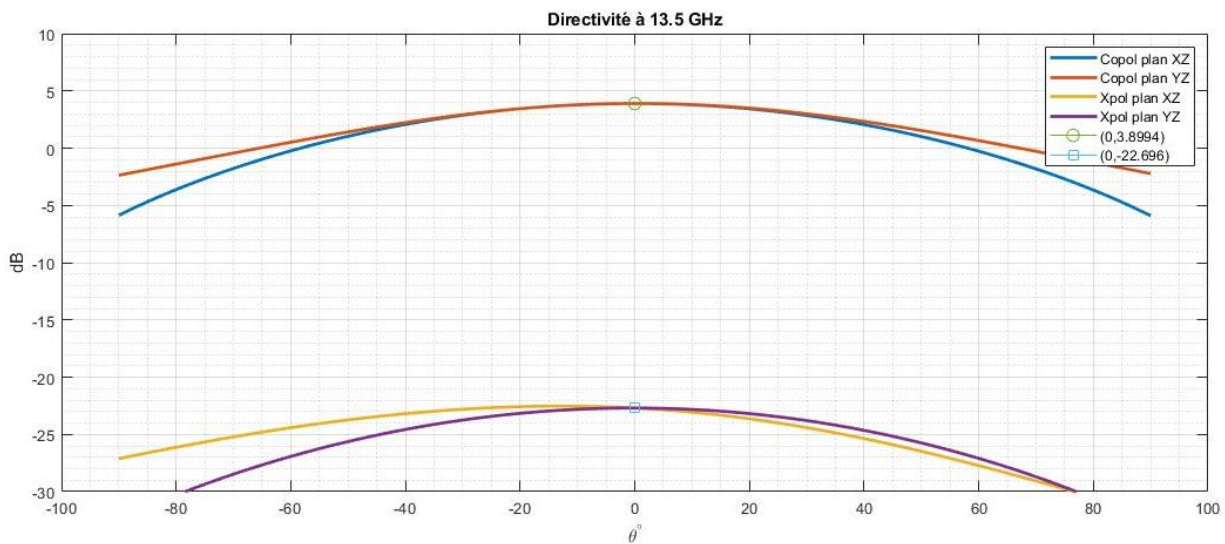


Figure 3.20 Simulation des paramètres S de l'élément rayonnant DBDP



a)

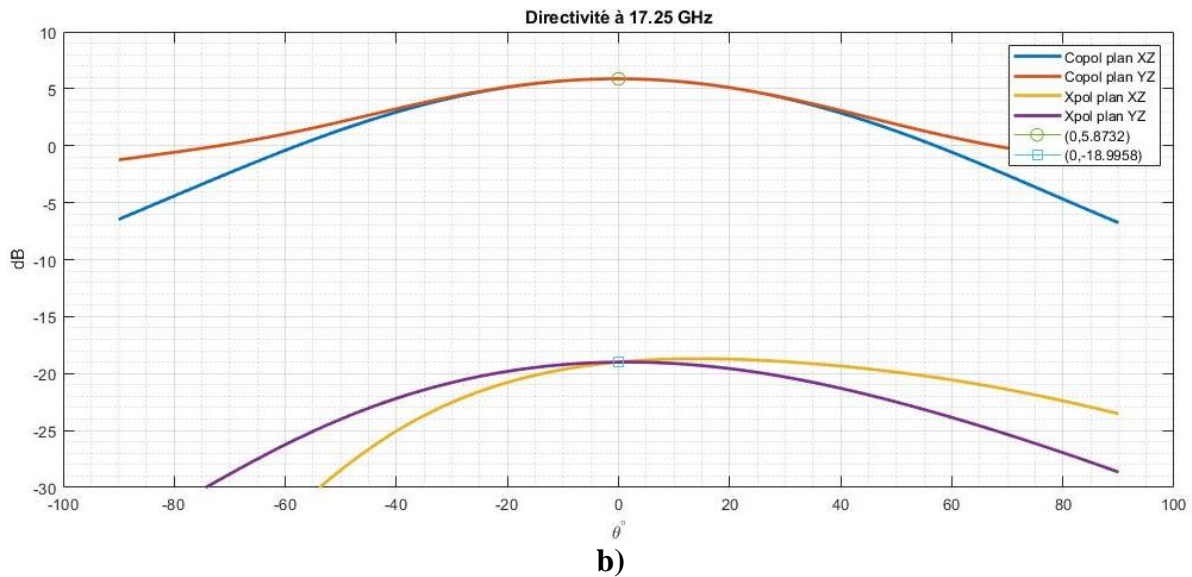


Figure 3.21 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ et YZ de l'élément rayonnant DBDP lorsque le port VP est excité à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz

3.2.3.1 Difficultés relatives à la fabrication du via

Le modèle théorique montré plus haut n'est que la première étape de conception. Avant d'en faire un modèle fabricable, il faut y ajouter des modifications. D'abord, les limites de fabrication sont déterminées par les machines utilisées au centre de recherche Poly-Grames. Le facteur le plus limitant dans ce projet sont les règles relatives à la fabrication des vias. Une des règles de fabrication stipule que tout via doit avoir un ratio diamètre/hauteur d'au moins $\frac{1}{2}$. De plus, les vias doivent être recouverts de cuivre à chaque extrémité. La couverture doit avoir un diamètre d'au moins 20 mil de plus que le diamètre du via. La largeur des SICL nécessaires pour avoir une impédance de 50Ω en utilisant les 4 couches de RO3006 de 10 mil d'épaisseur est de 0.34 mm. Le via devant être fabriqué sur l'accès VP a une hauteur de 10 mil. Son diamètre minimal est donc de 5 mil et sa couverture à chaque extrémité a un diamètre minimal de 25 mil selon les règles de fabrication. En ramenant cela dans le système métrique, la couverture des vias doit avoir un diamètre minimal de 0.635 mm, ce qui est près du double de la largeur de la ligne d'alimentation. Cette surface de cuivre a donc un impact non négligeable sur les pertes de retour de l'antenne. La couverture agit effectivement comme une capacité se situant juste avant la fente de couplage. Il est donc primordial de prendre en compte cette couverture de cuivre dans les simulations. Une vue

rapprochée de l'antenne montrant le via avec ses couvertures à ses deux extrémités est montrée à la figure 3.22.

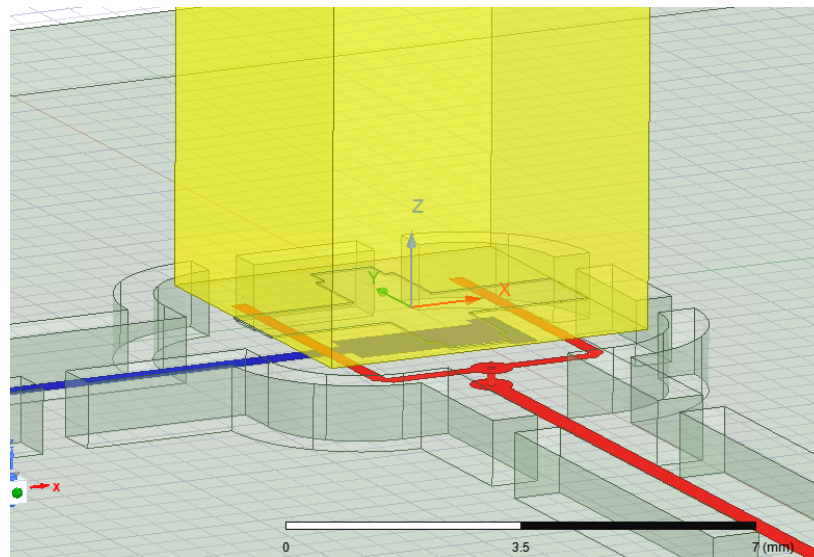


Figure 3.22 Vue rapprochée de l'antenne montrant le via respectant les règles de fabrication du Poly-Grames

3.2.3.2 Utilisation de nouveau connecteur et transition ligne microruban vers SICL

De plus, l'utilisation de nouveaux connecteurs est proposée. Dans la section 3.2.2, les connecteurs verticaux de *Pasternack* ont été introduits. Cette technologie a été choisie initialement, car elle permet d'alimenter une SICL directement, sans avoir à transiter par une ligne microruban puis une transition. Cependant, en pratique, leur utilisation s'est avérée compliquée. Pour utiliser le connecteur, il faut aligner la petite tige coaxiale sur le centre du beigne tracé sur le plan de masse. Cette étape est difficile puisque le connecteur est vertical : il est impossible de vérifier visuellement si la tige coaxiale est bien appuyée sur le centre du beigne puisque la structure du connecteur recouvre complètement le beigne (voir figure 3.13). De plus, puisque le connecteur est vertical et que l'alimentation n'est pas faite sur le côté du circuit comme c'est le cas habituellement, des difficultés sont survenues lors des mesures en chambre anéchoïque. Bref, il serait plus aisé d'utiliser des connecteurs standards de type *end launch*, tel que le modèle 1092-03A-6 fabriqué par *Southwest Microwave* (2.92 mm *end launch connector low profile*).

Le nouveau connecteur permet d'alimenter des lignes microrubans ou des guides d'onde coplanaires à partir du bord du substrat. Il faut donc concevoir une transition d'une ligne microruban vers une SICL pour utiliser ce connecteur. Pour y arriver, la transition tirée de [51] est adaptée aux contraintes du projet. Dans l'article, une transition d'un guide d'onde coplanaire avec masse (*Grounded Coplanar Waveguide, GCPW*) vers une RSICL est présentée. En changeant le GCPW par une ligne microruban, la transition présentée à la figure 3.23 est conçue. Les dimensions se trouvent dans le tableau E.1 en annexe. À noter que les fentes du circuit sont métallisées afin de réaliser la SICL. Les paramètres S simulés de ce circuit sont présentés à la figure 3.24. La transition est bien adaptée de 12 GHz à 20 GHz, ce qui est plus que suffisant.

En prenant tous ces nouveaux éléments en considération, un nouveau modèle de l'élément rayonnant DBDP a été simulé dans HFSS. Ce nouveau modèle a pour but de simuler un circuit fabricable. Il tient compte des effets du connecteur, de la transition, du plan de masse fini, de la couverture de cuivre aux extrémités du via et des pertes métalliques et diélectriques. Un aperçu du modèle réalisé dans HFSS est montré à la figure 3.25. Les dimensions sont données au tableau F.1 en annexe.

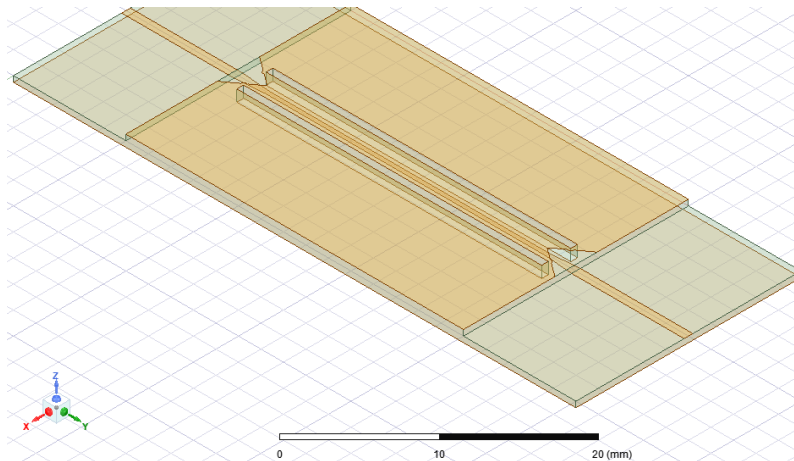


Figure 3.23 Transition d'une ligne microruban à une SICL réalisée dans HFSS

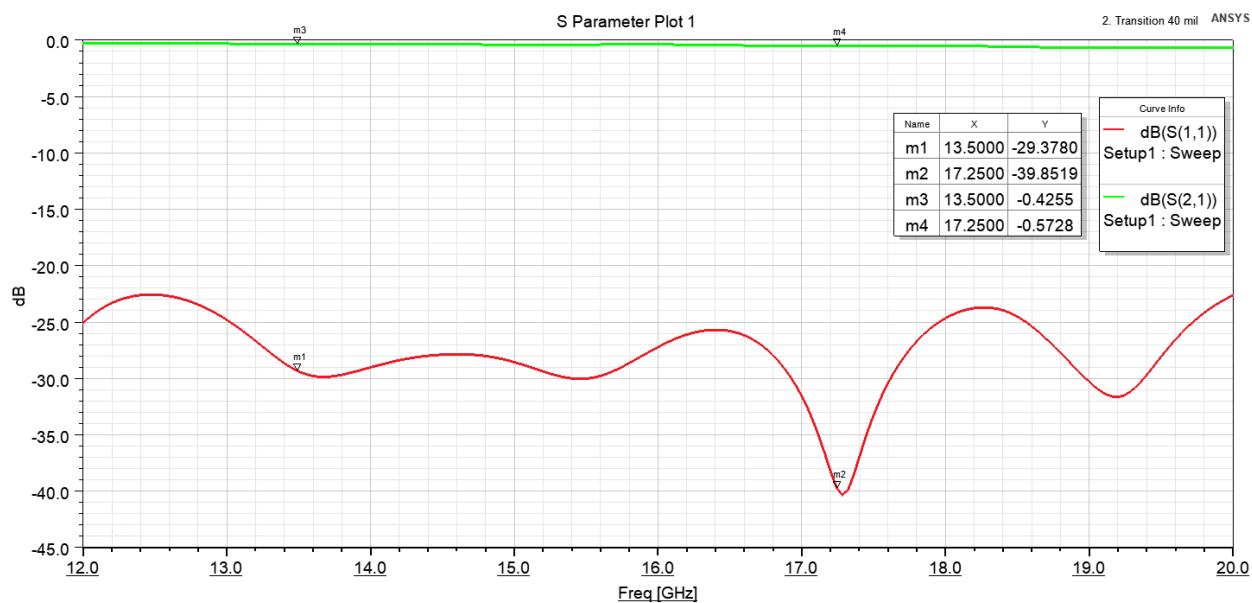


Figure 3.24 Simulation des paramètres S de la transition d'une ligne microruban vers une SICL

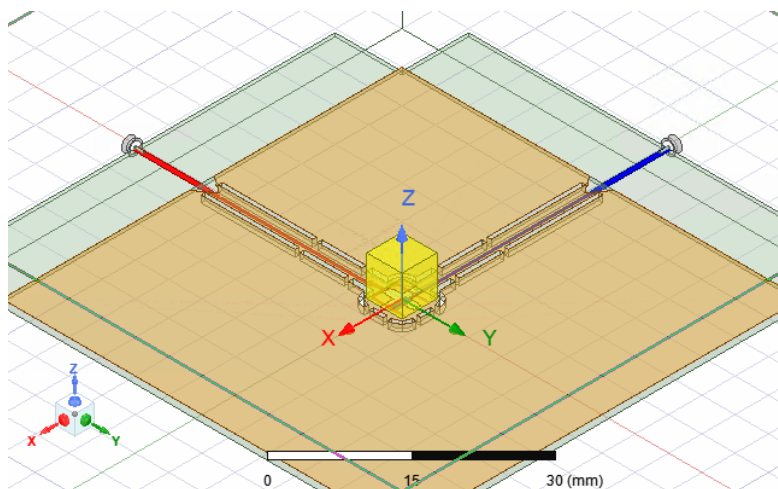
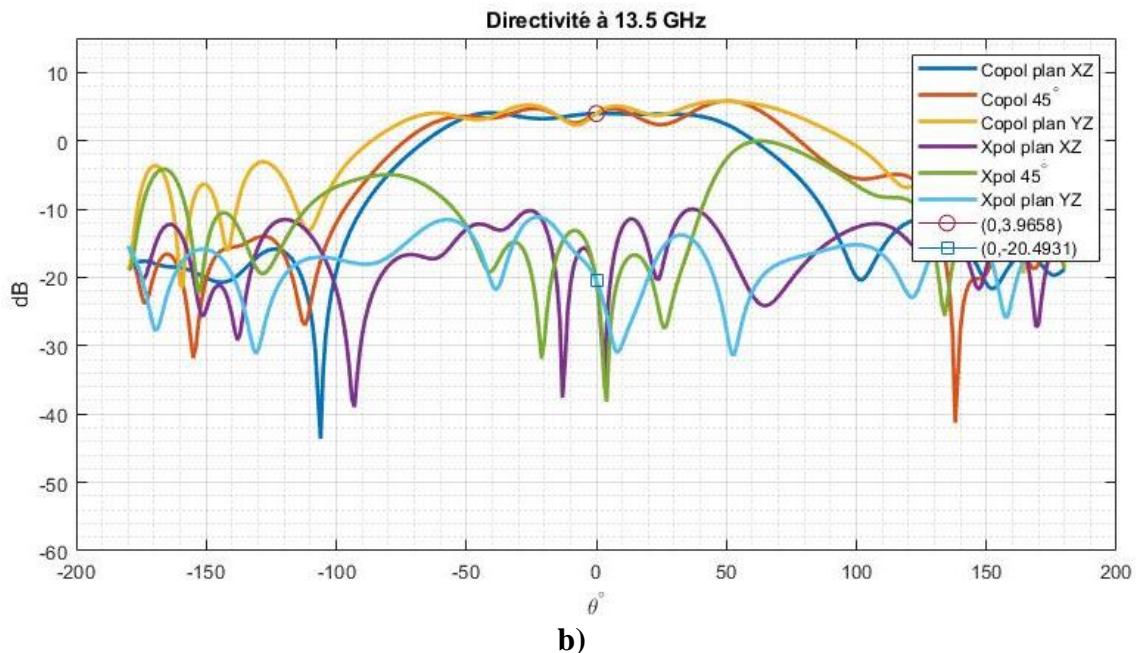
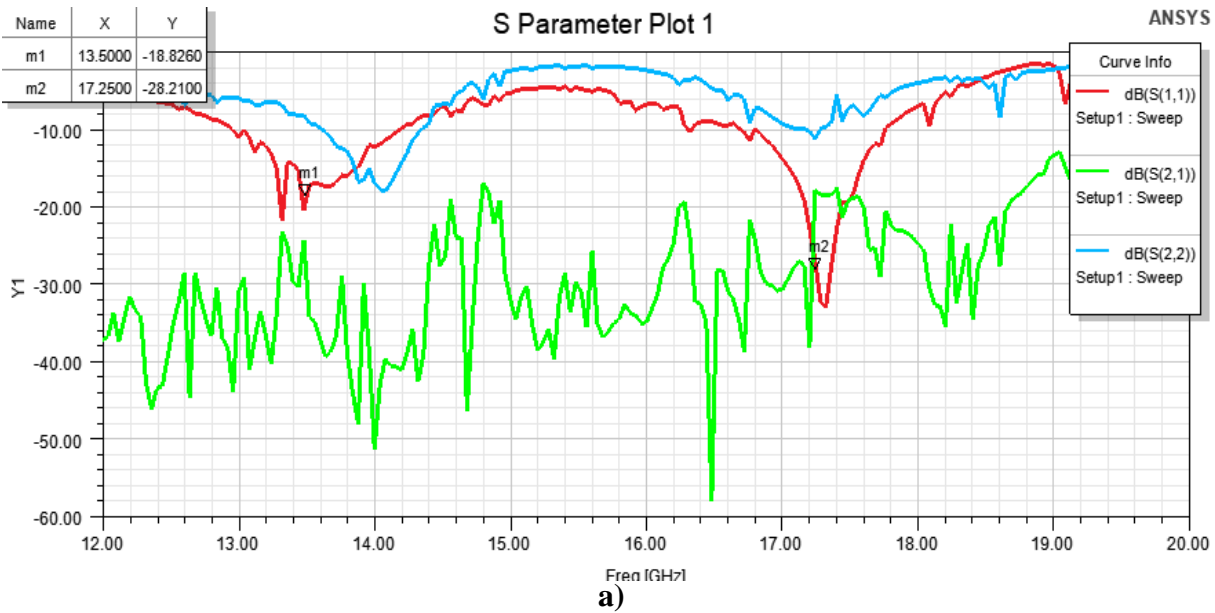


Figure 3.25 Première version de l'antenne à simple élément DBDP fabricable

Les effets du plan de masse fini sur cette antenne sont très grands. De nombreuses oscillations apparaissent tant dans les courbes des paramètres S que dans les patrons de rayonnement. La taille du circuit a d'abord été fixée à 60 mm x 60 mm. En théorie, si le plan de masse était beaucoup plus grand, les performances devraient se rapprocher de celles montrées à la figure 3.20 et la figure 3.21. La taille du circuit a progressivement été augmentée à 80 mm x 80 mm puis à 100 mm x 100

mm dans le but d'améliorer les performances. Cependant, les performances ne se sont pas significativement améliorées avec l'augmentation de la taille du circuit. La figure 3.26 montre les performances simulées du circuit ayant une taille de 60 mm x 60 mm. La courbe rouge représente le port VP (ligne rouge du circuit) et la courbe bleue représente le port HP (ligne bleue du circuit). Les directivités montrées sont pour une excitation VP. Le tableau 3.2 compare les performances du circuit selon sa taille.



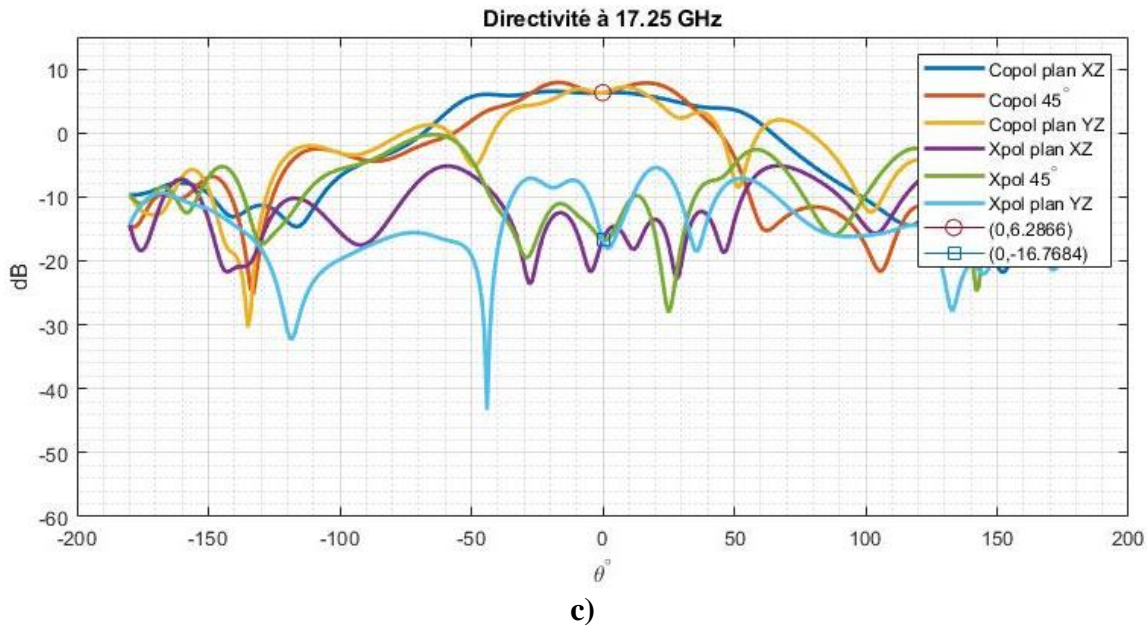


Figure 3.26 Simulation de la première version de l'antenne à simple élément DBDP fabricable, taille de 60 mm x 60 mm **a)** Paramètres S. Directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ, **b)** à 13.5 GHz, **c)** à 17.25 GHz

Comme on peut le voir sur la figure 3.26 a), les coefficients de réflexion sont durement affectés par l'effet du plan de masse fini. Pour obtenir de meilleurs résultats, une optimisation de la géométrie des lignes d'alimentation et des fentes de couplage devrait être effectuée sur ce modèle avec plan de masse fini, couverture des vias, connecteurs coaxiaux et pertes. Cependant, ce modèle est beaucoup plus long à simuler avec HFSS que celui présenté plus tôt (voir figure 3.18) et nécessite beaucoup de mémoire vive. Il est important de garder en tête que le but est de réaliser un sous-réseau 2x2. Ce sous-réseau optimisé sera considéré comme l'élément rayonnant d'un très grand réseau. Il est donc important d'avoir un sous-réseau 2x2 performant. Comme il a été vu à la section 3.2.2, les performances du sous-réseau 2x2 simple polarisation sont satisfaisantes. Le passage du circuit théorique au circuit réel tenant compte des effets du plan de masse fini a eu beaucoup moins d'impact que ce qui est constaté pour le modèle du simple élément DBDP. Le facteur de réseau est faible dans les directions tangentielles au plan de masse, donc les bords du circuit sont moins illuminés qu'avec l'élément seul. Raison de plus de rester optimiste quant au design du sous-réseau 2x2 DBDP : une alimentation différentielle des éléments sera utilisée, ce qui devrait rendre l'antenne plus résiliente et améliorer les niveaux de polarisation croisée.

Tableau 3.2 Comparaison des performances simulées de la première version de l'antenne simple élément DBDP en fonction de la taille du circuit

| | Taille du circuit [mm ²] | | | |
|------------------------------------|--------------------------------------|-----------|-----------|-----------|
| | 60 x 60 | 80 x 80 | 100 x 100 | Infini |
| Directivité Ku1 | 4.21 dB | 2.46 dB | 1.77 dB | 3.9 dB |
| Directivité Ku2 | 6.33 dB | 8.27 dB | 5.76 dB | 5.9 dB |
| S ₁₁ Ku ₁ VP | -18.83 dB | -16.82 dB | -17.28 dB | -26.27 dB |
| S ₂₂ Ku ₁ HP | -8.2 dB | -9.53 dB | -8.11 dB | -22.36 dB |
| S ₁₁ Ku ₂ VP | -28.21 dB | -22.46 dB | -25.61 dB | -28.34 dB |
| S ₂₂ Ku ₂ HP | -10.8 dB | -9.87 dB | -11.2 dB | -22.22 dB |

Une dernière considération relative à la fabrication des vias pousse à la conception d'une deuxième version de l'antenne DBDP. Le circuit tel que présenté jusqu'à maintenant n'est pas fabricable à cause d'un détail. Pour mieux comprendre, se référer à la figure 3.27.

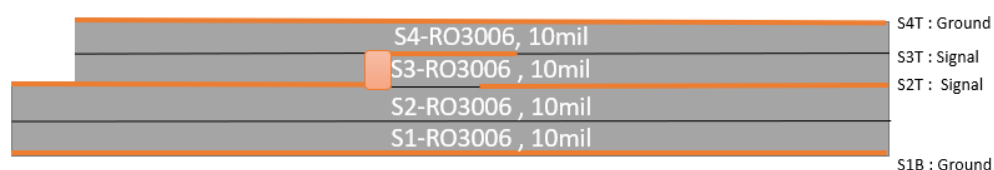
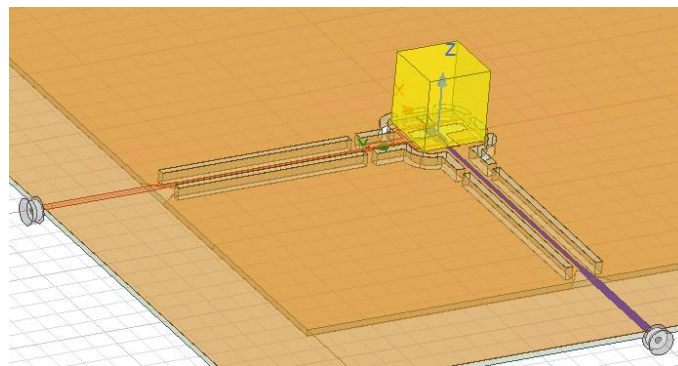
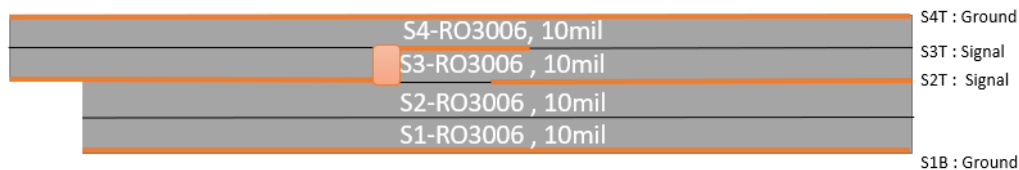


Figure 3.27 Représentation schématique des différentes couches de la première version de l'antenne simple élément DBDP

Le via traversant la couche de substrat S3 est impossible à fabriquer. En effet, à cause de la transition de la ligne microruban vers la SICL, il faut que les lignes d'alimentation en cuivre se trouvent sur la couche S2T. Ainsi, le cuivre doit totalement être retiré de la surface inférieure du substrat S3. Le contact électrique entre le cuivre de la couche S2T et du trou métallisé dans le substrat S3 est incertain. Pour remédier à ce problème, une architecture renversée est proposée, telle que montrée à la figure 3.28. Vue de haut, les lignes microrubans et les transitions vers la SICL sont invisibles, seul le DRA et le plan de masse sont visibles. Pour plus de détails, comparer la figure 3.25 à la figure 3.28.



a)

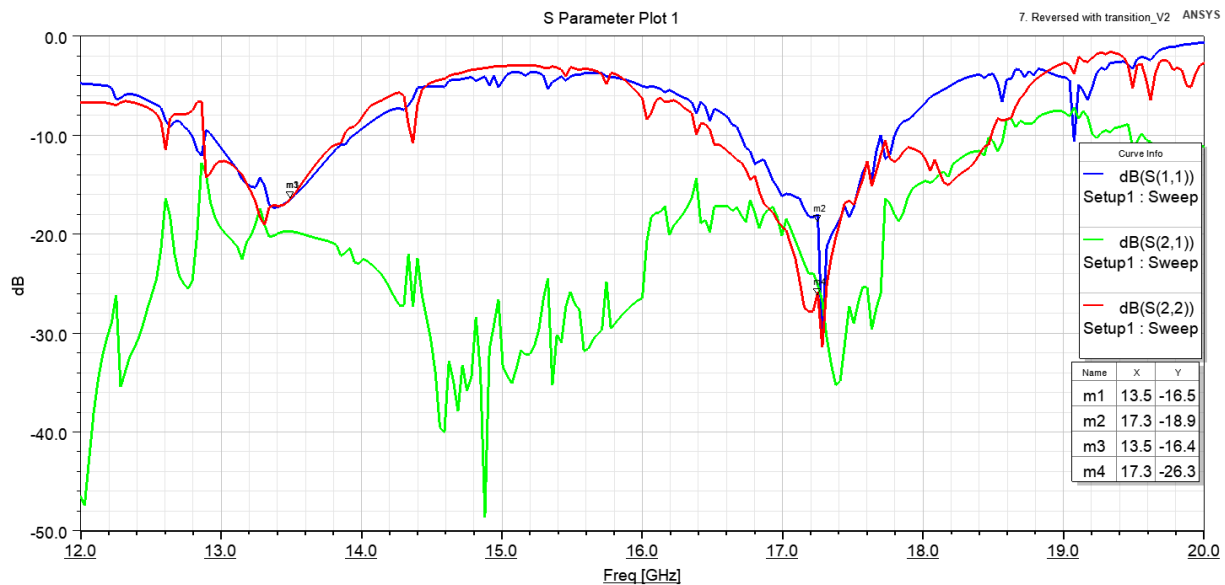


b)

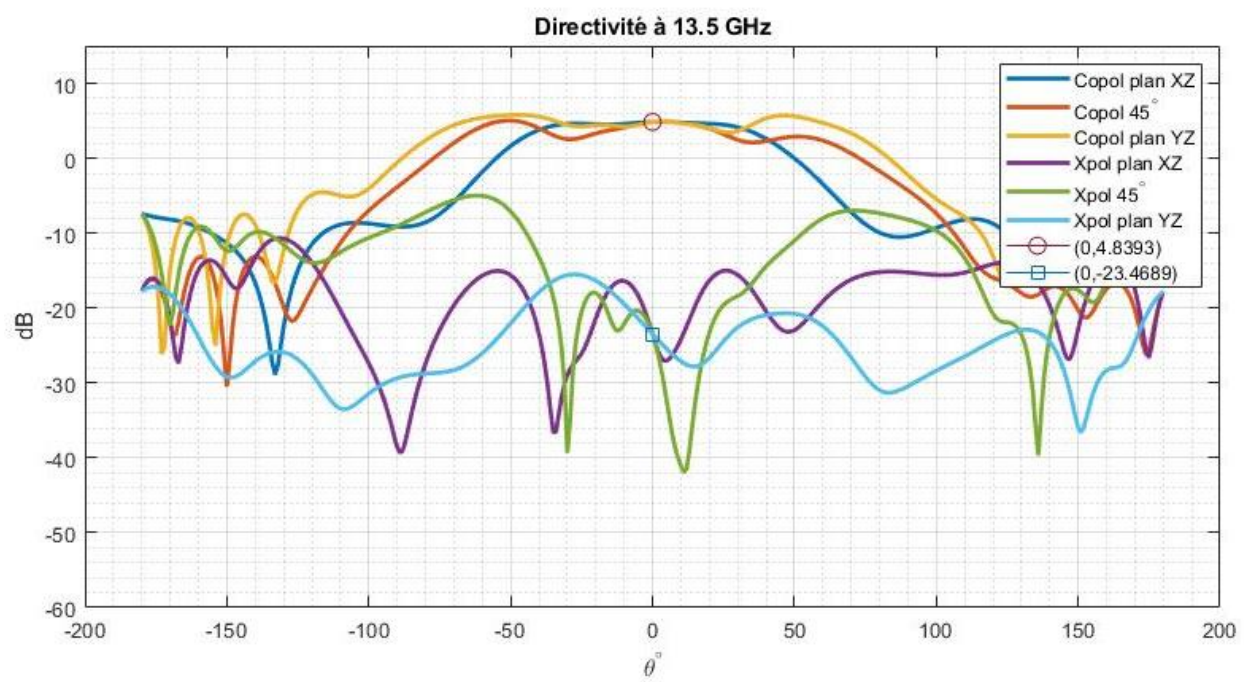
Figure 3.28 **a)** Aperçu de la deuxième version de l'antenne avec simple élément DBDP, **b)**

Description détaillée des couches du circuit

Avec cette nouvelle architecture, le plan de masse est plus grand (70 mm x 70 mm) et plus uniforme, ce qui devrait améliorer les performances de l'antenne. Les simulations des paramètres S et des diagrammes de rayonnement sont montrées à la figure 3.29. Encore une fois, la couleur des courbes est associée à la couleur de la ligne d'alimentation du circuit et les directivités sont montrées pour une excitation VP.



a)



b)

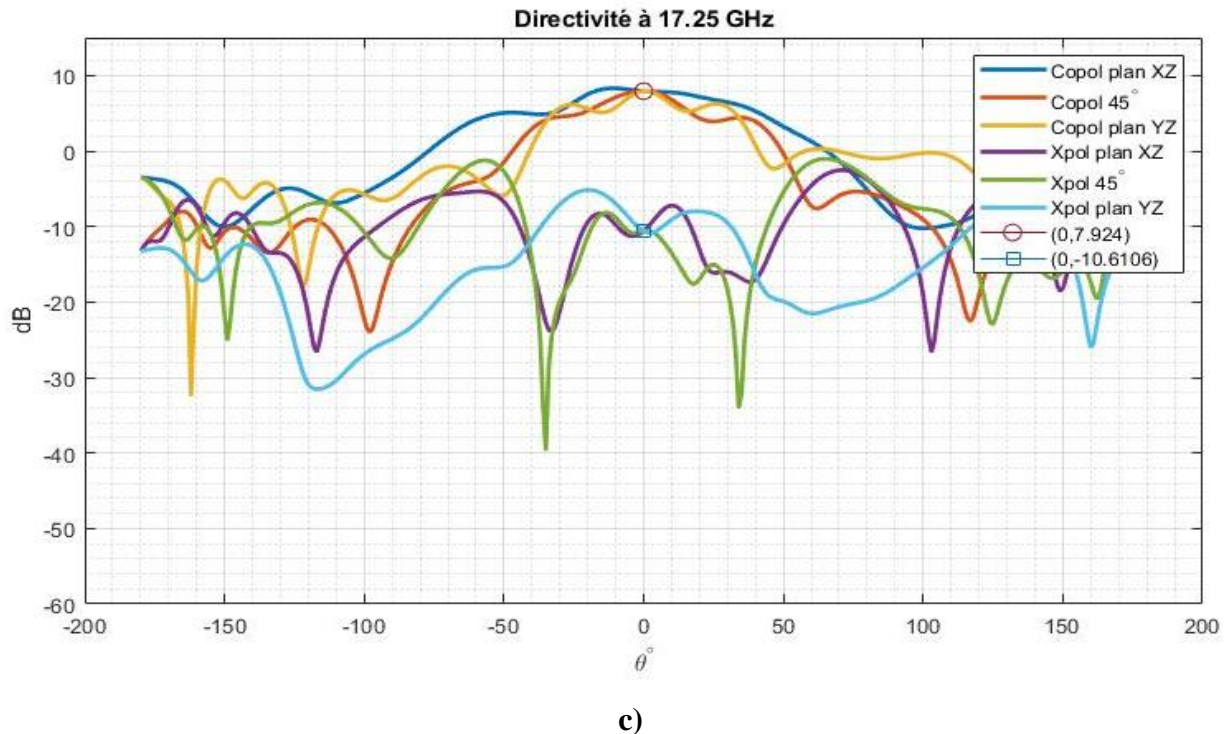


Figure 3.29 Simulation de la deuxième version de l'antenne à simple élément DBDP, plan de masse de 70 mm x70 mm **a)** Paramètres S. Directivité co- et contra-polarisée pour une excitation VP dans les plans XZ, à 45° et YZ, **b)** à 13.5 GHz, **c)** à 17.25 GHz

Sur la dernière figure, il est possible de constater que les performances se sont améliorées. En effet, en comparant avec le tableau 3.2, les coefficients de réflexion sont en général meilleurs avec cette deuxième version et les directivités aussi. Cependant, les niveaux de polarisation croisée à 17.25 GHz sont plus élevés. Lors de la mise en réseau, ce problème devrait disparaître puisque le plan de masse sera plus grand et une alimentation différentielle sera utilisée.

L'antenne avec l'architecture renversée montrée à la figure 3.28 a été fabriquée et testée. La figure 3.30 montre une vue rapprochée du dessus et du dessous du circuit, en plus de montrer une photo de l'antenne en chambre anéchoïque. La figure 3.31 compare les gains réalisés mesurés et simulés de l'antenne pour excitation HP, alors que la figure 3.32 fait de même pour une excitation VP.

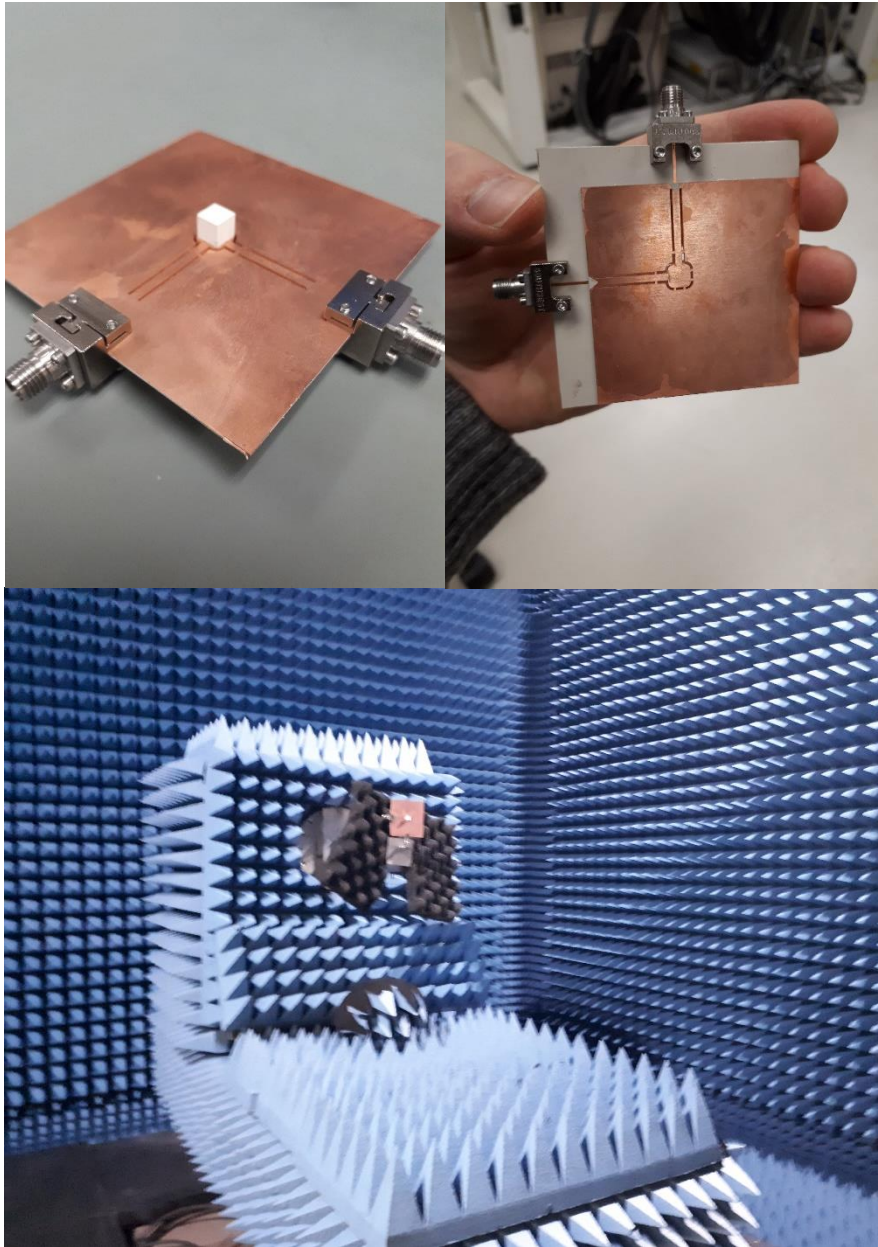
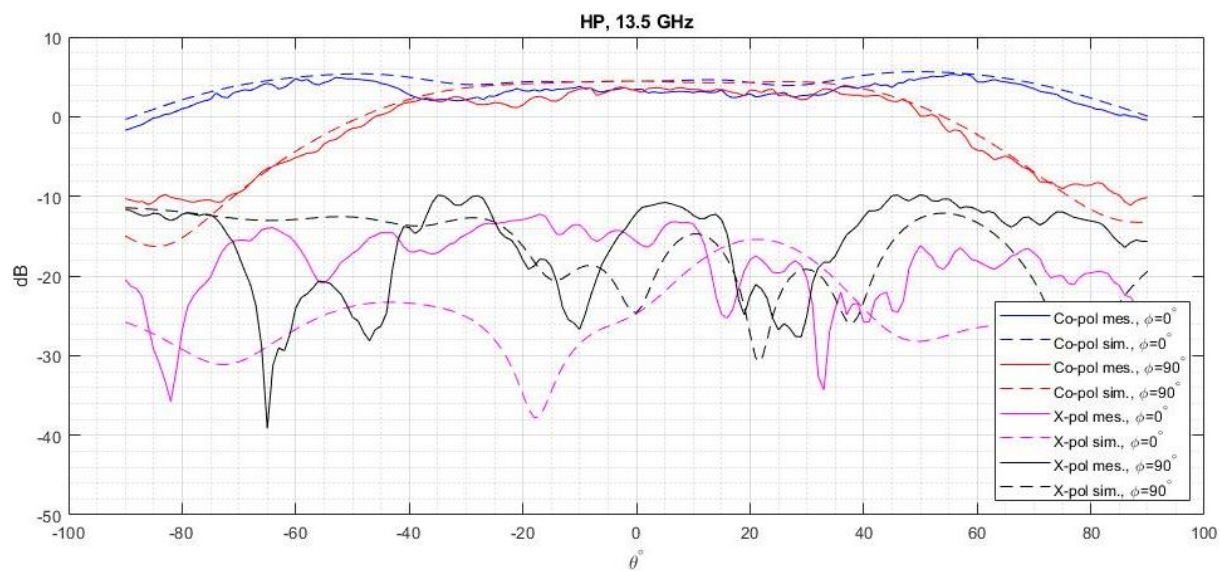
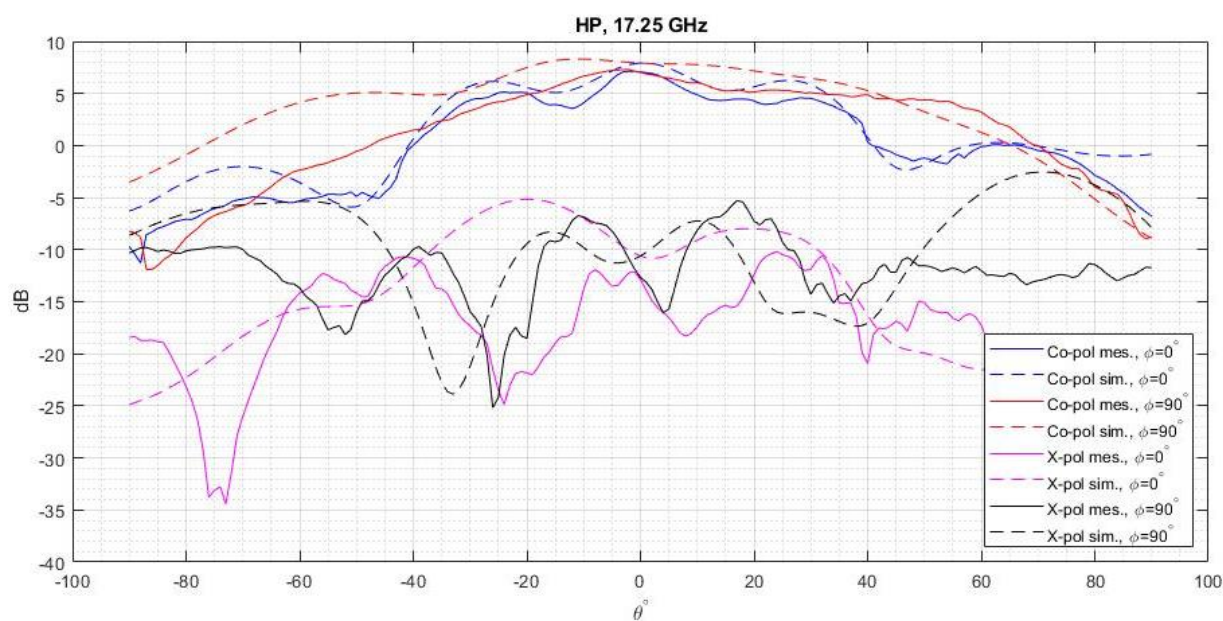


Figure 3.30 Photos du circuit. En haut à gauche : vue de haut. En haut à droite : vue du dessous.
Au bas : photo de l'antenne lors de la mesure en chambre anéchoïque

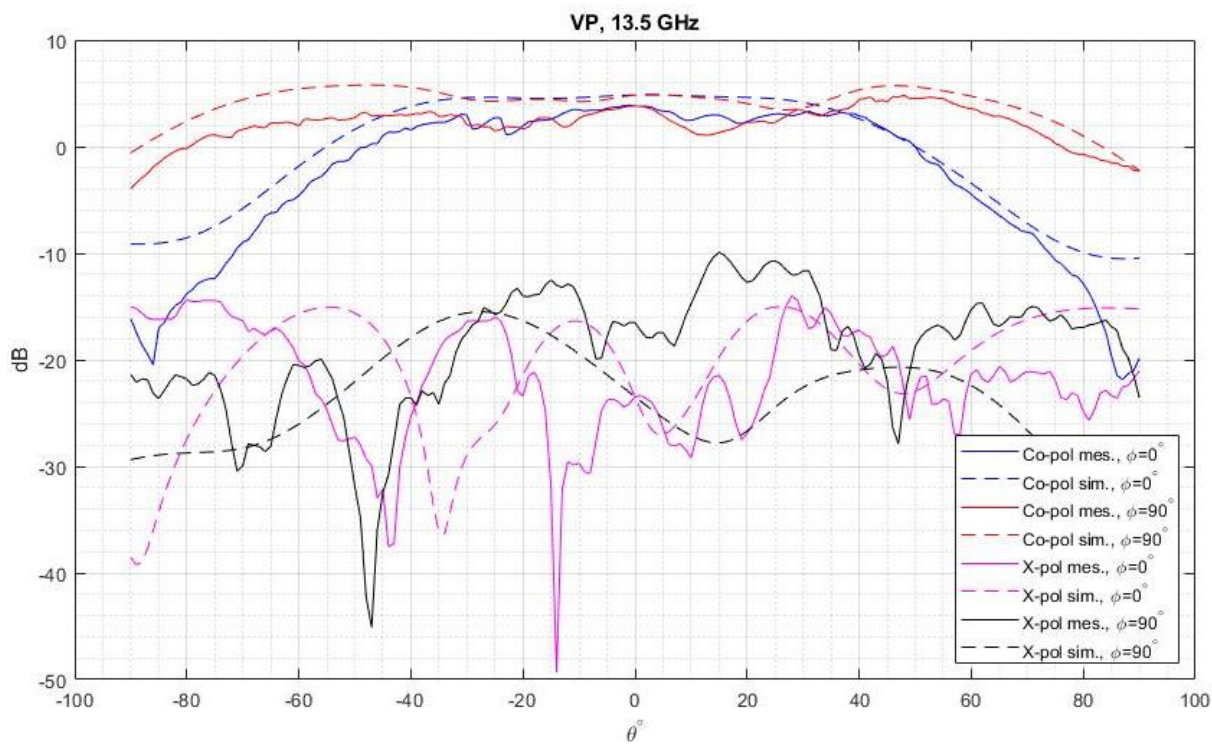


a)

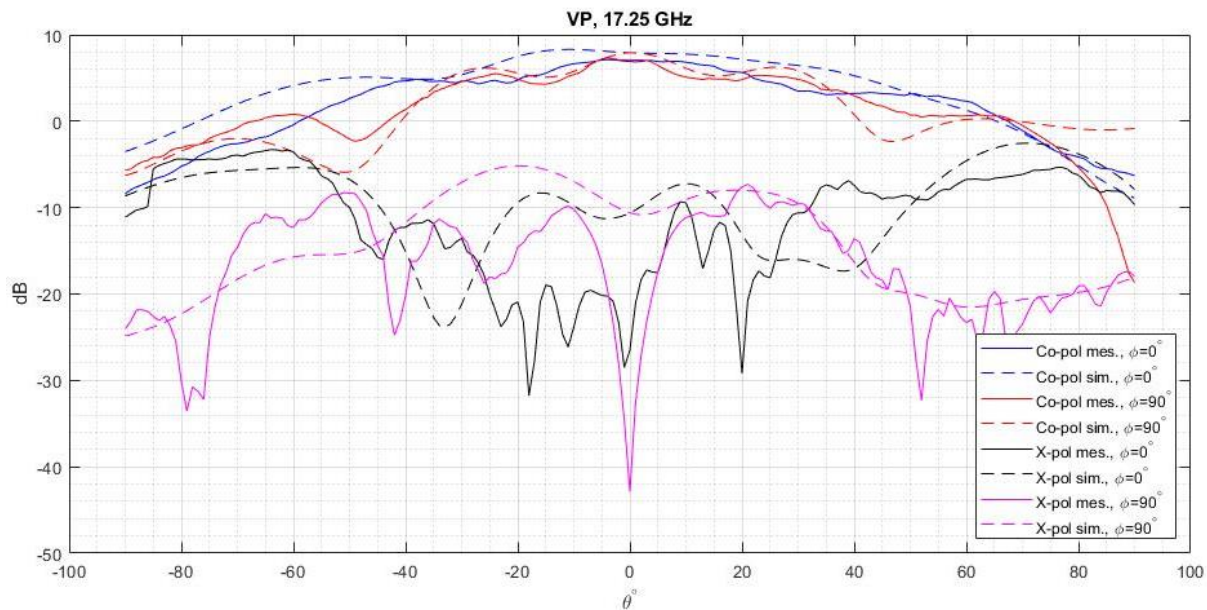


b)

Figure 3.31 Gains réalisés en co- et contra-polarisation dans les plans XZ et YZ mesurés et simulés de l'antenne à simple élément DBDP pour une excitation HP à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz



a)



b)

Figure 3.32 Gains réalisés en co- et contra-polarisation dans les plans XZ et YZ mesurés et simulés de l'antenne à simple élément DBDP pour une excitation VP à **a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz**

Que l'excitation soit HP ou VP, la forme des patrons mesurés suit en général la forme des patrons simulés. À la figure 3.31 b) pour la coupe en co-polarisation mesurée dans le plan YZ ($\phi = 90^\circ$), la courbe est asymétrique et est significativement plus basse que la courbe simulée. Cette asymétrie est aussi constatée à la figure 3.32 a). Les deux courbes mesurées semblent avoir des niveaux plus bas pour des angles $\theta < 0^\circ$. Cela pourrait s'expliquer par l'asymétrie du circuit. Les connecteurs sont constitués de plaques de métal épaisses. Les connecteurs induisent certainement des perturbations dans les patrons de rayonnement. Puisque ceux-ci ne sont pas positionnés de manière symétrique par rapport à l'antenne, il se pourrait qu'ils influencent de manière asymétrique les patrons en champ lointain. Par rapport aux gains mesurés, les écarts avec les courbes simulées sont de 0.9 dB à 13.5 GHz et 1.4 dB à 17.25 GHz pour l'excitation VP alors qu'ils sont de 1.2 dB à 13.5 GHz et 0.9 à 17.25 GHz pour l'excitation HP. Ces écarts significatifs peuvent en partie être expliqués par l'adaptation d'impédance. La figure 3.33 montre les paramètres S de l'antenne. À noter que le port 1 représente l'excitation VP et le port 2 représente l'excitation HP.

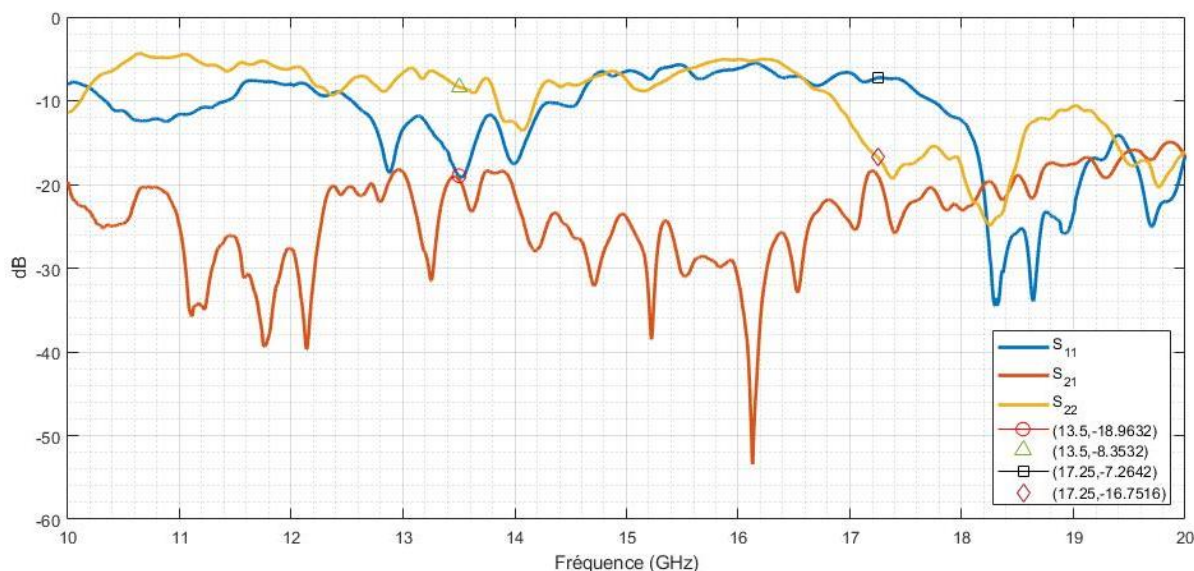


Figure 3.33 Mesure des paramètres S de l'antenne à simple élément DBDP. Le port 1 est l'excitation VP, le port 2 est l'excitation HP

En comparant la figure 3.29 a) et la figure 3.33, il est évident que le circuit fabriqué n'a pas l'adaptation d'impédance souhaitée. Pour l'excitation HP à 13.5 GHz, les pertes de retour mesurées

ont des écarts de 8.1 dB avec la simulation, alors que l'écart est de seulement 2.1 dB à 17.25 GHz. En considérant l'impact des pertes de retour sur les gains mesurés, un coefficient de réflexion de 8.35 dB, tel que mesuré à 13.5 GHz pour l'excitation HP, entraîne des pertes de 0.69 dB (*mismatch loss*). En considérant les pertes de retour simulées, elles entraîneraient des pertes de seulement 0.1 dB sur le gain. La mauvaise adaptation d'impédance peut expliquer pourquoi les gains réalisés mesurés ne sont pas exactement les mêmes que ceux simulés.

Pour terminer cette section, des photos de l'antenne prise au microscope sont montrées. Plusieurs défauts sont mis en évidence et permettent d'expliquer l'écart entre les mesures et les simulations. Il s'avère que le processus de fabrication des SICL n'est pas au point. En effet, la structure multicouche est complexe à réaliser et les minces fentes sont difficiles à couvrir de cuivre, particulièrement dans les coins (figure 3.34 et figure 3.35). Il est possible d'apercevoir des défauts dans la géométrie du résonateur et des défauts dans l'électroplacage des fentes avec du cuivre. De plus, les photos montrent la géométrie imparfaite des résonateurs (figure 3.34) et de la colle débordante sous les résonateurs (figure 3.34 et figure 3.36).

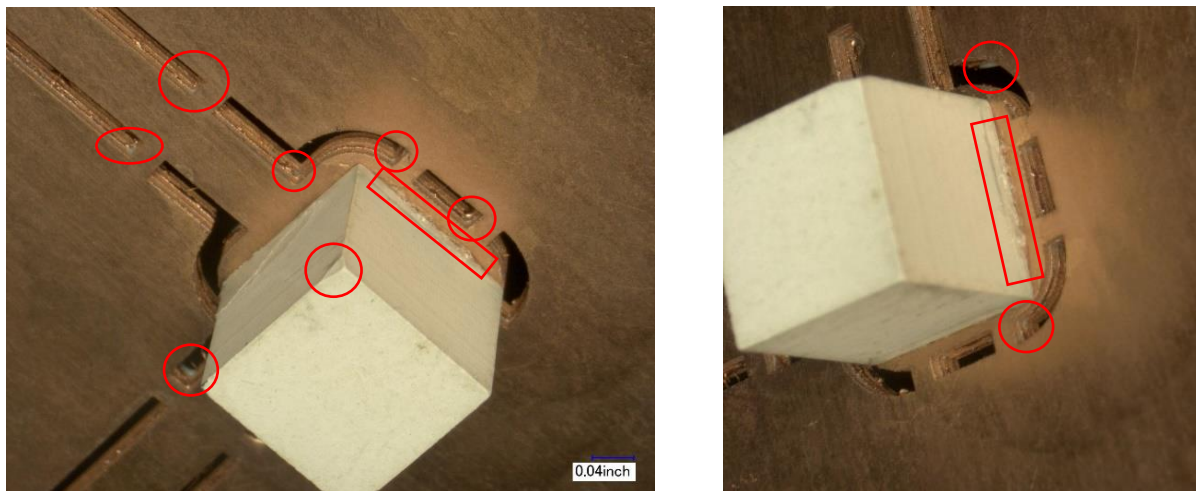


Figure 3.34 Photos du dessus de l'antenne à simple élément DBDP montrant ses défauts de fabrication

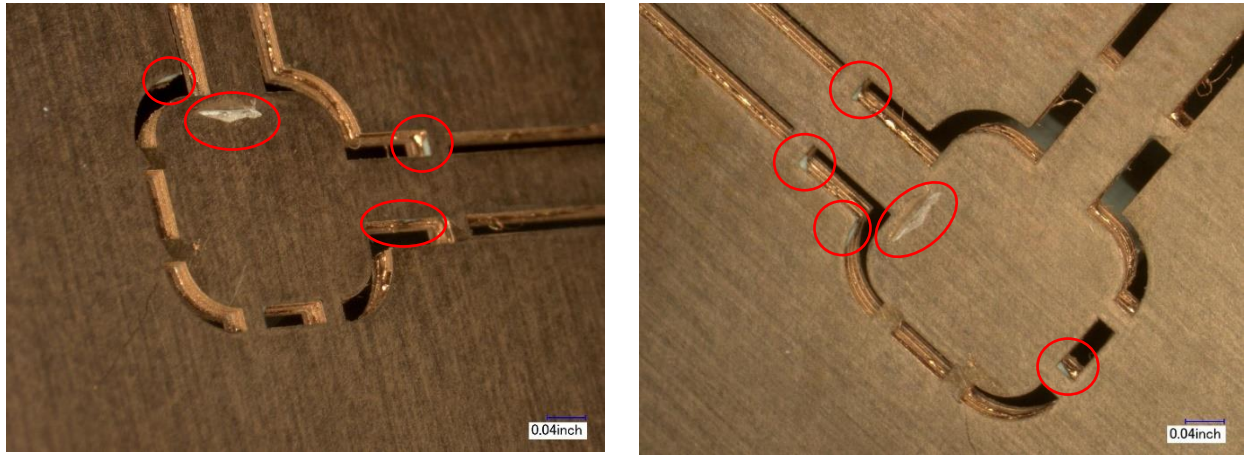


Figure 3.35 Photos du dessous de l'antenne à simple élément DBDP montrant quelques défauts de fabrication

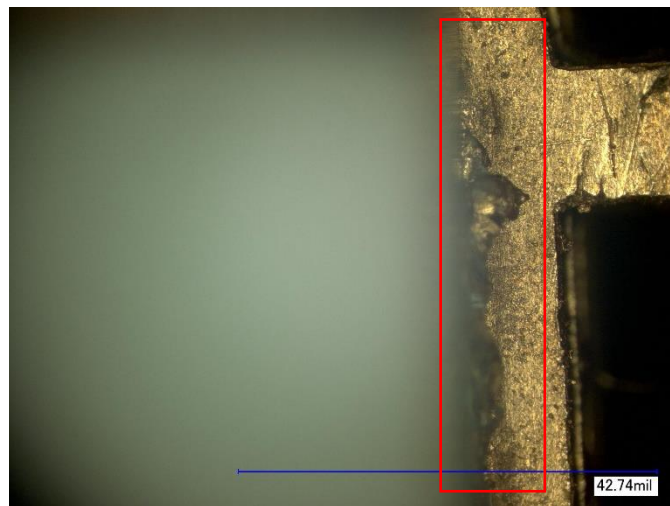


Figure 3.36 Vue rapprochée du dessus de l'antenne à simple élément DBDP montrant le débordement de la colle sous le résonateur

3.2.4 Conception d'un sous-réseau 2x2 de DRA DBDP sur un plan de masse infini

Cette sous-section a pour objectif d'évaluer par simulation les performances du sous-réseau sans circuit d'alimentation. L'amplitude et la phase de l'excitation de chaque élément sont contrôlées par un *waveport* directement dans HFSS. Cette simplification permet d'exciter les éléments exactement en phase et en amplitude en plus d'accélérer la conception. Ce sous-réseau 2x2 est l'élément clé de la réalisation d'un très grand réseau. Ce dernier sera conçu en répétant le sous-réseau 2x2 sur une grille. Du point de vue de la théorie des réseaux, le sous-réseau 2x2 présenté dans cette section est considéré comme l'élément rayonnant. En analysant les performances en champ lointain du sous-réseau 2x2, les performances d'un grand réseau seront évaluées à la sous-section 3.3.

En partant avec le modèle du simple élément DBDP vu à la dernière section, il suffit de le reproduire sur une grille 2x2. La distance entre les éléments est de 16 mm. Dans la section 3.2.2, la distance entre les éléments du sous-réseau est de 12.5 mm. La raison pour laquelle la distance a été augmentée sera expliquée en détail dans les sections subséquentes. En bref, pour alimenter les résonateurs du sous-réseau, il faut un circuit d'alimentation divisant la puissance du port d'entrée également entre les DRA. Ce circuit alimentera les éléments voisins en opposition de phase, de façon à créer une alimentation différentielle afin d'annuler la composante de polarisation croisée induite. Cela dit, ce circuit d'alimentation requiert plus d'espace qu'une simple jonction en T et les éléments ont dû être éloignés. Néanmoins, les performances du sous-réseau resteront satisfaisantes. À cette étape-ci, le réseau d'alimentation n'est pas conçu.

Afin de comprendre l'intérêt d'une alimentation différentielle pour le sous-réseau DBDP, un sous-réseau 2x1 est analysé. Soit deux DRA DBDP ayant chacun une alimentation HP et VP. Pour alimenter le sous-réseau, chaque polarisation est alimentée par un port divisant également l'énergie pour les deux DRA. Il est possible d'avoir une isolation HP/VP parfaite si un des diviseurs de puissance implémente une fonction de déphasage de 180°. Le système étudié en guise d'exemple

est schématisé à la figure 3.37. À noter que l'alimentation différentielle se trouve seulement sur le port HP, car le réseau est constitué de deux éléments sur l'axe horizontal. Pour le réseau 2x2, il y aura deux éléments dans l'axe vertical. Les éléments HP et VP seront alors tous alimentés de façon différentielle.

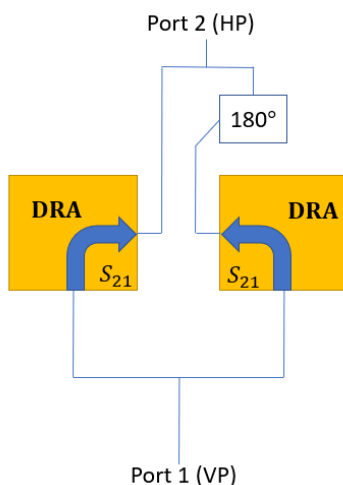


Figure 3.37 Schématisation du sous-réseau 2x1 DBDP donné en guise d'exemple pour expliquer l'alimentation différentielle

En considérant le couplage mutuel entre les accès HP et VP des résonateurs et admettant le scénario pour lequel le port 1 (VP) soit actif et le port 2 (HP) soit passif, une partie de l'excitation VP se retrouve sur l'accès HP. Cela est représenté par le paramètre S_{21} , relatif aux accès HP et VP des résonateurs. En supposant une division de puissance parfaite, les paramètres S_{21} montrés à la figure 3.37 sont égaux en phase et en amplitude. L'onde incidente à l'accès HP des DRA se propage jusqu'au port 2 (HP). Sur l'une des branches se trouve un déphaseur 180° parfait conservant l'amplitude du signal d'entrée et ajoutant exactement 180° sur toute la bande d'intérêt. Ainsi, les signaux recombinaés au port 2 (HP) sont égaux en amplitude, mais interfèrent de façon destructive due à leur phase inversée. L'isolation des ports 1 et 2 (VP et HP) serait ainsi théoriquement parfaite. Cette isolation se traduit en d'excellents niveaux de polarisation croisée. En effet, si en excitant le port 1 (VP), aucune énergie ne se retrouve sur les accès HP, alors les niveaux de radiation attendus dans la polarisation croisée sont très faibles.

Dans le but de pousser la réflexion sur l'exemple précédent, il est aussi possible de considérer le cas pour lequel le port 2 (HP) est alimenté et le port 1 (VP) est passif. Chaque DRA est alimenté en opposition de phase à cause du déphaseur. Pourtant, en champ lointain, la contribution de chaque DRA interfère constructivement. En effet, en observant attentivement la disposition des lignes d'alimentation aux accès HP des DRA à la figure 3.37, les accès HP des DRA ont des directions opposées. Si le déphaseur 180° était absent, les ondes incidentes au port des DRA seraient en phase, mais leur direction serait inversée. Supposons dans ce cas que le champ électrique du DRA de gauche soit crête et pointe vers la gauche à un instant donné. Au même moment, le champ électrique du DRA de droite serait aussi crête, mais pointerait vers la droite, annulant la contribution de son voisin en champ lointain. Si le déphaseur est ajouté, le champ électrique rayonné du DRA de droite a la même orientation que celui de gauche et le fonctionnement normal de l'antenne est assuré. Maintenant qu'il est clair que le système rayonne lorsque le port HP est alimenté, qu'en est-il de l'isolation HP/VP? Il suffit d'inverser les flèches sur la figure 3.37 et de changer le S_{21} pour S_{12} . Le paramètre S_{12} de chaque DRA a la même amplitude, mais ils sont déphasés parfaitement de 180° . La contribution de chaque S_{12} est combinée sans déphasage supplémentaire dans le port 1 (VP) et aucune énergie n'est acheminée dans ce port. L'isolation est belle et bien parfaite.

Un autre avantage de l'alimentation différentielle est la symétrie des patrons de rayonnement. Par exemple, pour l'élément seul, puisque l'alimentation arrive d'un seul côté (asymétrie) le patron dans le plan E n'est pas parfaitement symétrique, même en simulation, voir figure 3.31 et figure 3.32. Avec une alimentation différentielle, il y a deux DRA avec une symétrie miroir, voir les éléments HP à la figure 3.37. Le patron de rayonnement aura aussi une symétrie miroir dans le plan E, ce qui est encore une fois une amélioration par rapport à l'élément seul. Il est possible de constater cette symétrie des patrons à la figure 3.40 et à la figure 3.41, montrant les directivités simulées du sous-réseau 2x2.

Une vue de haut du sous-réseau 2x2 avec ses éléments pivotés et ayant une excitation différentielle pour les ports des éléments voisins est montrée à la figure 3.38. Sur la même figure, une liste donne la phase de chaque *waveport* telle que spécifiée dans le logiciel HFSS. À noter que l'alimentation différentielle est présente sur les deux axes horizontal et vertical. Les résonateurs reposent toujours

sur 4 couches de RO3006 de 10 mil d'épaisseur chacune. En définissant de cette manière les ports dans HFSS, une excitation différentielle parfaite tel que discuté dans les paragraphes précédents est assurée. Pour alimenter l'accès VP, il suffit de donner une amplitude égale à tous les ports VP, par exemple 0.25 W, et de spécifier tous les ports HP à 0 W. De cette manière, les ports HP sont passifs et sont parfaitement adaptés avec une charge de 50Ω . Vice et versa pour l'excitation HP.

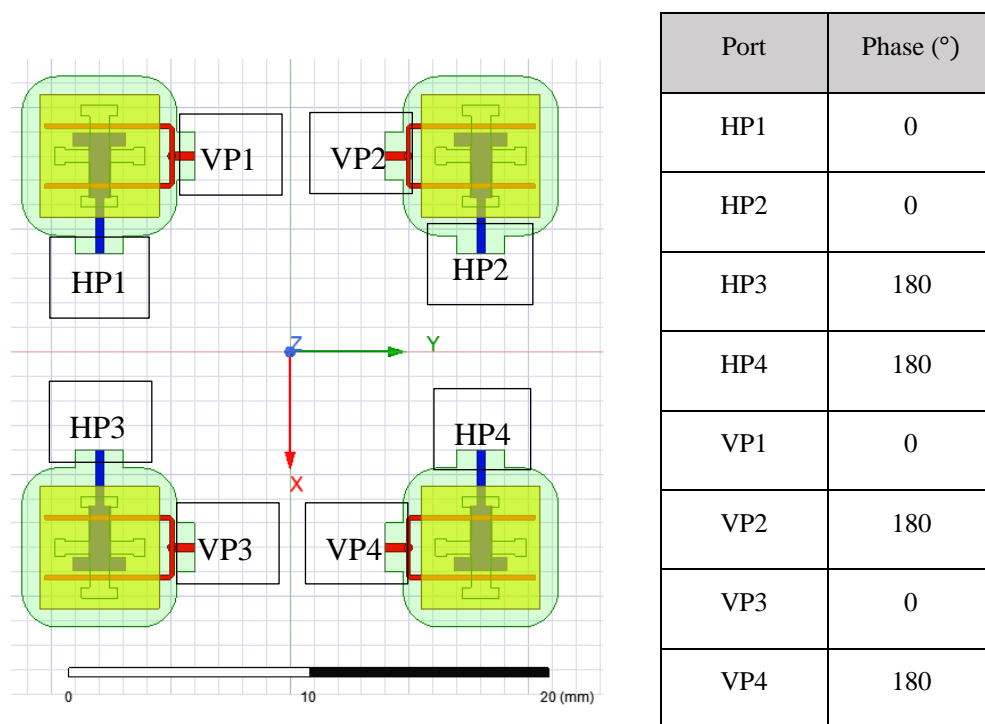


Figure 3.38 Vue de haut du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini avec l'identification des ports et de leur phase relative

Lors de la mise en réseau, le couplage mutuel fait en sorte que l'adaptation d'impédance obtenue avec le modèle à simple élément est perdue. Le travail doit être repris. D'abord, la dimension des DRA est déterminée en modifiant la largeur et la hauteur jusqu'à obtenir les directivités souhaitées, soit près de 12 dBi à 13.5 GHz et 14 dBi à 17.25 GHz pour le sous-réseau 2x2. Ensuite, sans changer la dimension des résonateurs, la dimension des fentes de couplage et des lignes d'alimentation doit être ajustée. Lors des différentes itérations, l'adaptation d'impédance passive, c'est-à-dire lorsque tous les éléments sont passifs sauf celui à l'étude, est optimisée. En réalité lors de l'opération de l'antenne, c'est l'adaptation d'impédance active, soit lorsque tous les ports VP

sont actifs et les ports HP sont passifs ou vice et versa, qui est importante. L'adaptation d'impédance quand tous les ports VP sont actifs et que les ports HP sont passifs n'est pas nécessairement la même que lorsque les ports HP sont actifs et les ports VP sont passifs, parce que les structures de couplage excitant les fentes sont différentes. Dans le contexte de la TSMM, le port VP peut être utilisé en transmission et en réception (Tx et Rx) alors que le port HP est utilisé en réception seulement (Rx). Dans ce contexte, seulement l'optimisation de l'adaptation d'impédance active lorsque les ports VP sont excités aurait pu être effectuée. Les dimensions du sous-réseau sont présentées au tableau G.1 en annexe. La figure 3.39 compare l'adaptation d'impédance passive du sous-réseau (courbe rouge pour le port VP et bleue pour le port HP) à l'adaptation d'impédance active (courbe verte pour l'excitation VP, courbe noire pour l'excitation HP). À noter que les paramètres S montrés sont par rapport aux *waveports* discrets tels qu'identifiés à la figure 3.38. Puisque les formules utilisées pour le calcul de l'adaptation d'impédance active sont longues, elles sont tronquées dans la légende de la figure 3.39. Les formules sont donc reproduites ci-dessous. L'équation 3-3 représente le coefficient de réflexion au port *hp1* lorsque tous les ports HP sont actifs et les ports VP sont passifs. Vice et versa pour l'équation 3-4. Les signes négatifs sont présents lorsque les ports sont en opposition de phase, se référer à la figure 3.38.

$$\Gamma_{HP} = dB((S(hp1, hp1) + S(hp1, hp2) - S(hp1, hp3) - S(hp1, hp4))) \quad 3-3$$

$$\Gamma_{VP} = dB((S(vp1, vp1) - S(vp1, vp2) + S(vp1, vp3) - S(vp1, vp4))) \quad 3-4$$

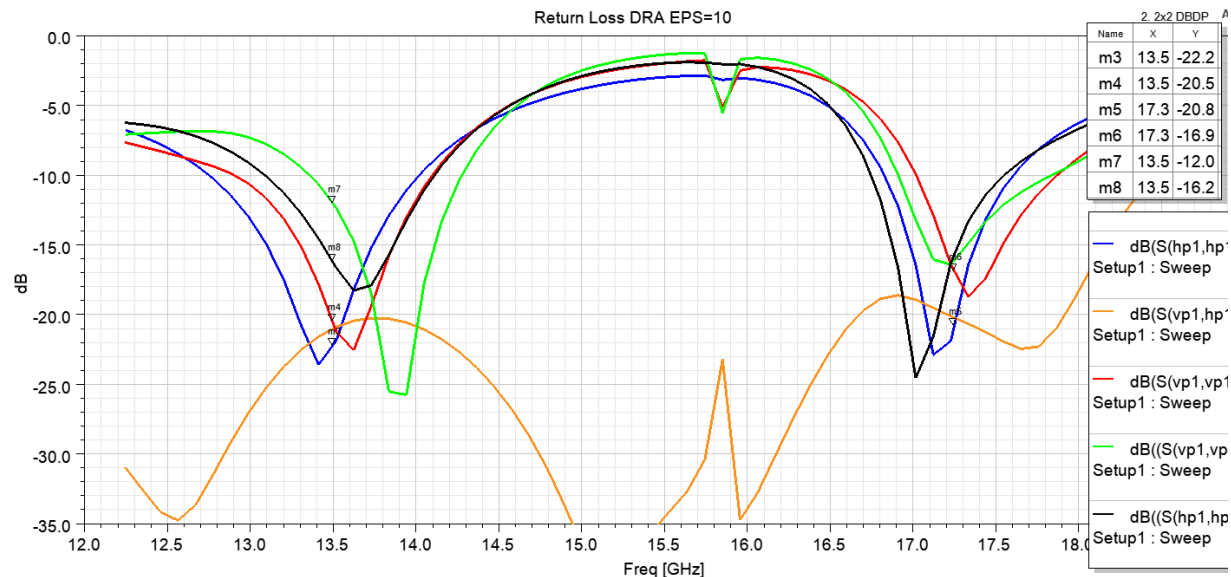


Figure 3.39 Comparaison des paramètres S actifs et passifs simulés du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini

Le sous-réseau 2x2 DBDP est donc bien adapté. Les différentes courbes sont toutes reliées, puisqu'améliorer le coefficient de réflexion passif améliore nécessairement le coefficient de réflexion actif. Cela dit, le coefficient de réflexion actif VP (courbe verte) semble moins bien adapté à 13.5 GHz. Il serait possible de réoptimiser en ayant pour objectif d'améliorer ce cas précis. Puisque le réseau d'alimentation n'est pas physiquement dans le modèle HFSS, l'isolation HP/VP présentée par la courbe jaune n'est toujours pas significative, car elle ne tient compte que de l'effet du port *hp1* sur le port *vp1*. En théorie, l'isolation devrait drastiquement s'améliorer lorsque le circuit d'alimentation différentielle sera physiquement ajouté dans le modèle de simulation.

Les diagrammes de rayonnement VP sont montrés à la figure 3.40 et les diagrammes de rayonnement HP sont montrés à la figure 3.41. Les performances du sous-réseau en HP sont pratiquement identiques à celles en VP. La directivité à 13.5 GHz est de 12.6 dBi dans les deux cas et la directivité à 17.25 GHz est de 14.5 dBi en VP et 14.6 dB en HP. Dans tous les cas, le XPD est toujours supérieur à 55 dB. Évidemment, ces résultats simulés sont excellents puisque le logiciel considère un plan de masse infini. Comme cela a été démontré à la sous-section 3.2.2, les effets du

plan masse fini sont entre autres de diminuer drastiquement le XPD. Toutefois, dans le contexte d'un grand réseau, les effets du plan de masse fini sont moins importants.

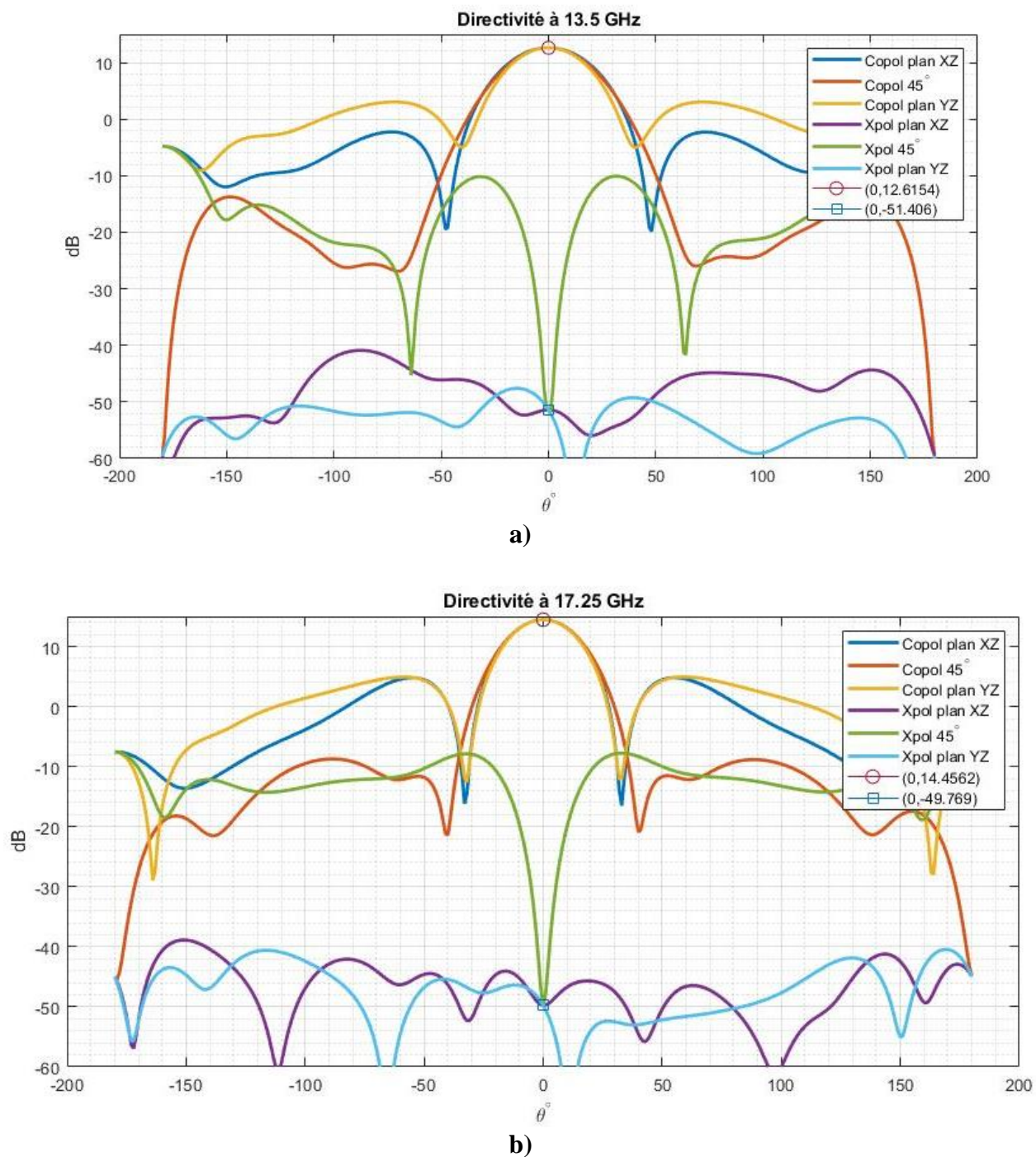


Figure 3.40 Simulation des directivités VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini à **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

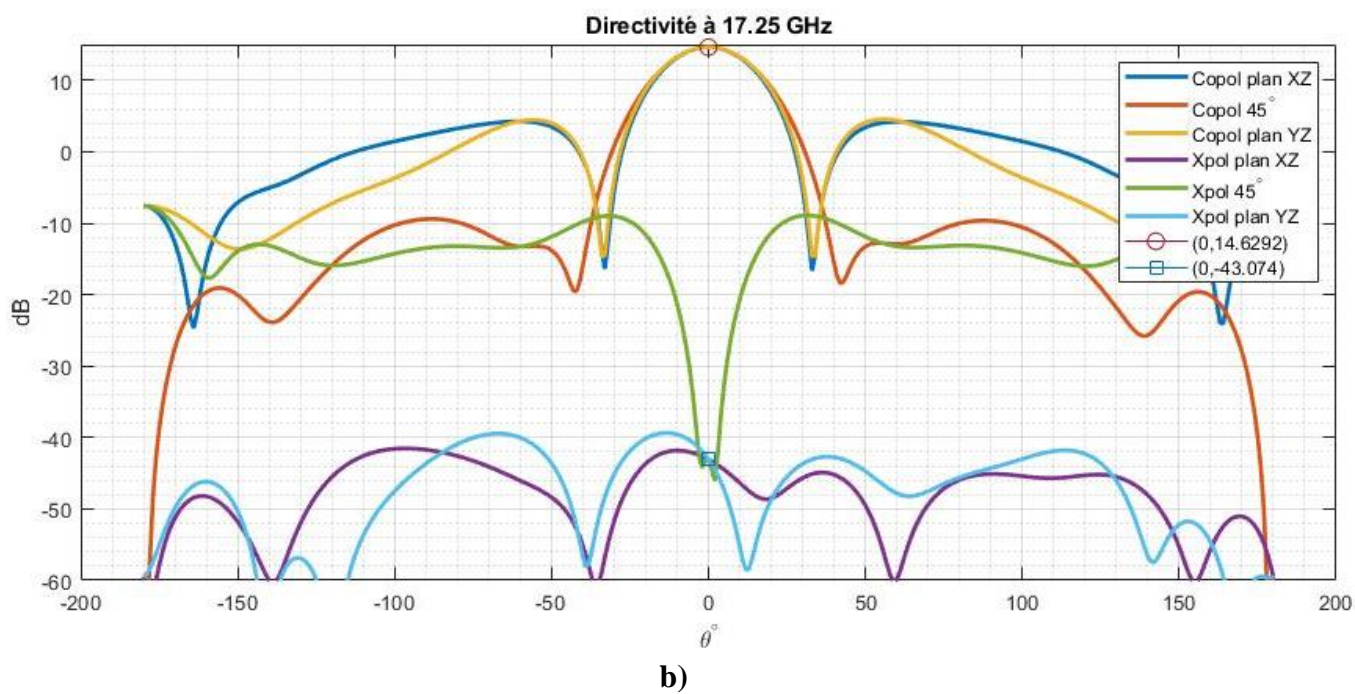
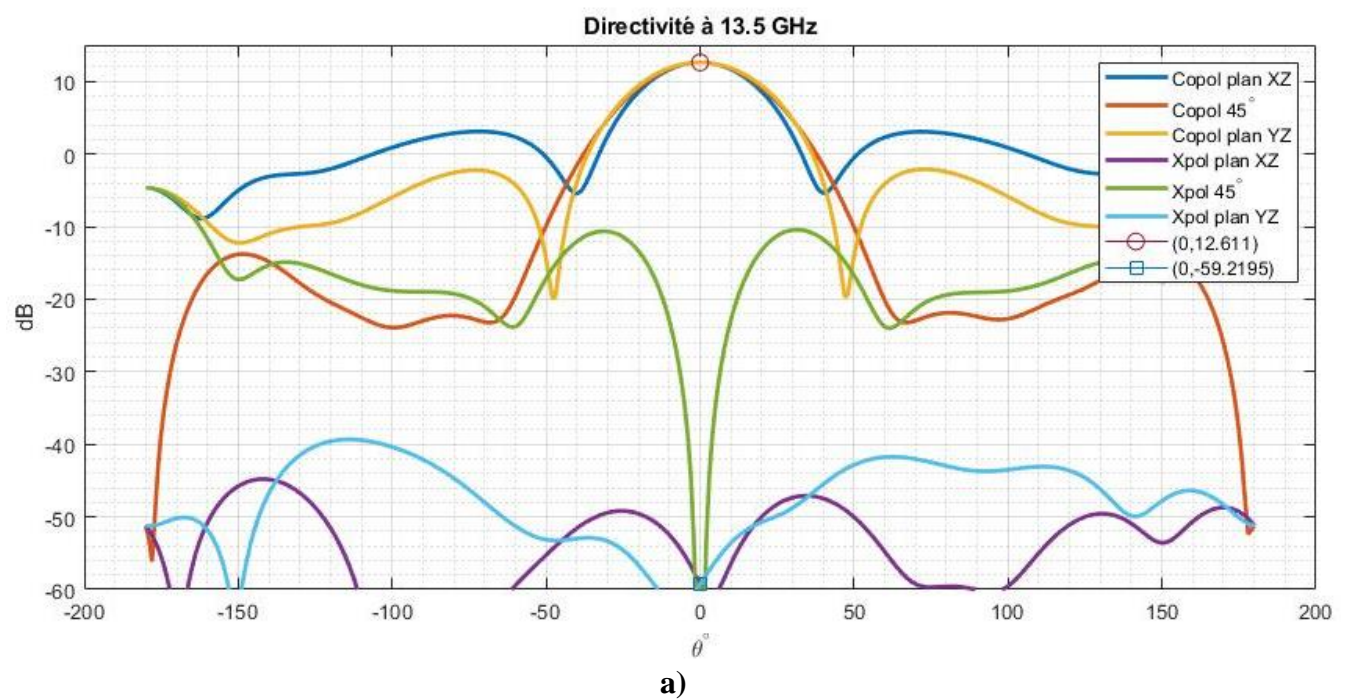


Figure 3.41 Simulation des directivités HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 2x2 DBDP sur plan de masse infini à a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz

3.3 Simulation d'un grand réseau

Afin d'évaluer le potentiel de cette technologie dans le contexte d'un grand réseau DBDP, il est possible d'utiliser HFSS à des fins de simulations. En utilisant la théorie des réseaux, une approche simpliste serait d'utiliser le patron d'un élément, par exemple celui simulé à la figure 3.21 ou encore ceux montrés à la figure 3.40 et la figure 3.41, et de le multiplier au facteur de réseau pour obtenir le patron du réseau complet. Cependant, cette approche ne tient pas compte du couplage mutuel entre les éléments avoisinants. Un élément rayonnant se comporte très différemment s'il est placé dans un réseau. En effet, lorsqu'un seul élément est excité dans un réseau, il induit nécessairement des courants sur toutes les autres antennes dans le réseau. Cette interaction avec le réseau a pour effet de modifier l'adaptation d'impédance et la forme des patrons en champ lointain.

Dans le but de tenir compte du couplage mutuel, le patron d'un élément à l'intérieur d'un réseau est simulé. Il s'agit d'un concept tiré de l'anglais *Array Element Pattern* ou encore *Embedded Element Pattern* (EEP). L'EEP d'un élément est mesuré en excitant son port d'excitation alors que tous les autres éléments du réseau sont passifs, c'est-à-dire connectés à une charge adaptée (ce qui revient à mettre le port d'excitation de ces antennes à 0 W dans le logiciel). Le patron ainsi obtenu tient compte de l'environnement avoisinant l'élément rayonnant. Lorsqu'il y a assez d'éléments dans le réseau, les éléments voisins, très loin de l'élément excité, ont un couplage mutuel négligeable. Ajouter des éléments supplémentaires est alors futile. Il est dit qu'il y a convergence du modèle lorsque l'ajout d'éléments supplémentaires n'affecte plus le diagramme de rayonnement de l'élément excité. Cependant, plus il y a d'éléments dans le réseau et plus l'antenne est complexe, plus les ressources requises par HFSS pour résoudre les équations de Maxwell augmentent drastiquement. Il y a donc un compromis à faire entre la haute fiabilité de la simulation et les limites pratiques de la taille du maillage et du temps de calcul requis par HFSS. Dans le cadre de ce projet, l'élément est le sous-réseau 2x2 DBDP. Cet élément est reproduit sur une grille 5x5, contenant en tout 25 sous-réseaux 2x2. Chaque DRA est équidistant dans le réseau. La distance entre chaque sous-réseau étant de 32 mm, il est considéré que les éléments à une distance de plus de 64 mm exercent une influence négligeable sur l'élément central.

Pour simplifier la tâche d'estimation des performances du réseau complet, certaines simplifications sont effectuées. D'abord, le circuit d'alimentation n'est pas conçu. Chaque élément est alimenté dans le logiciel directement à l'aide de ports, soit un par polarisation. Cela permet d'avoir le contrôle absolu sur chaque antenne en ce qui a trait à leur excitation (phase et amplitude). De plus, l'EEP de chaque élément dans le réseau ne sera pas calculé. Pour les très grands réseaux, cela prend énormément de temps et nécessite beaucoup d'espace mémoire. Si le calcul de chaque EEP du réseau avait été fait, il aurait suffi de sommer le EEP de chacun des éléments pour obtenir le patron du réseau complet, puisque les équations de Maxwell sont linéaires. La simplification proposée est de calculer l'EEP de l'élément central seulement et de considérer que tous les éléments du réseau ont le même patron de rayonnement, peu importe leur position. Ce serait vrai dans le cas d'un réseau infini. En pratique, dans un réseau fini, les patrons de rayonnement des éléments en bordure du réseau diffèrent de ceux situés au centre du réseau. Malgré cette simplification, l'étude de l'EEP donnera une estimation bien plus précise que de simplement multiplier le facteur d'élément seul avec le facteur de réseau.

La figure 3.42 montre le réseau réalisé dans HFSS pour simuler les EEP. Il a été difficile de simuler une structure à la fois aussi grosse et complexe sur les serveurs du Poly-Grames. La convergence du modèle est montrée à la figure 3.43. Après 10 itérations, HFSS nécessite plus de 167 gigaoctets de mémoire vive supplémentaire. La simulation s'arrête donc abruptement, manquant de mémoire vive. Bien que le modèle ne soit pas convergé selon les critères de HFSS, les directivités maximales varient très peu d'une itération à l'autre. Ces valeurs sont donc fiables. Pour calculer l'EEP, seul le sous-réseau 2x2 du centre est alimenté. Lorsque l'excitation est VP, les EEP obtenus à 13.5 GHz et 17.25 GHz sont montrés à la figure 3.44. Lorsque l'excitation est HP, les EEP obtenus à 13.5 GHz et 17.25 GHz sont montrés à la figure 3.45.

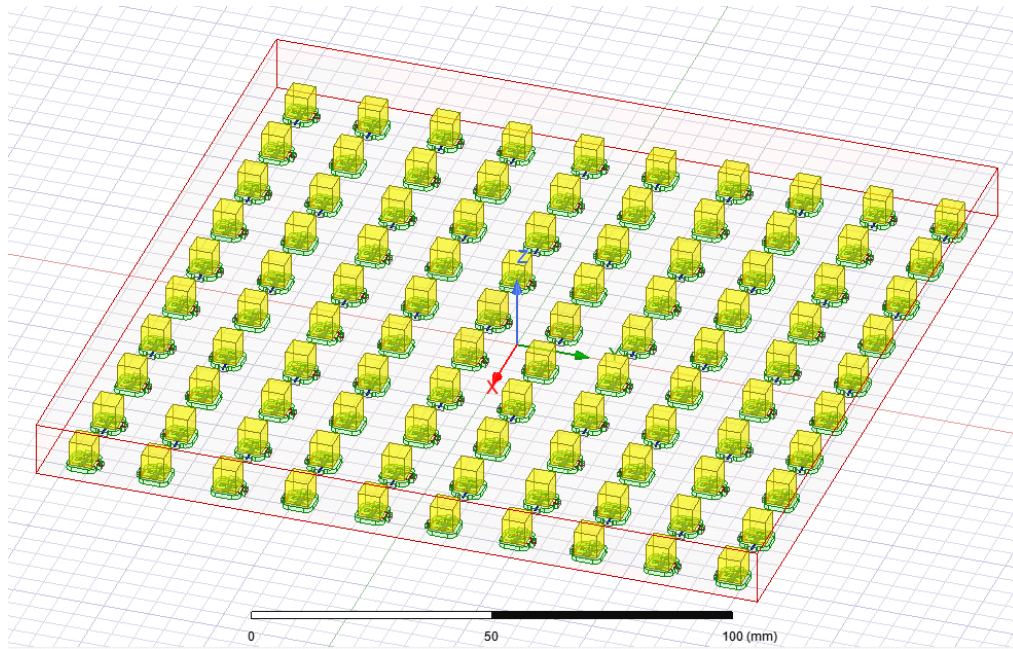
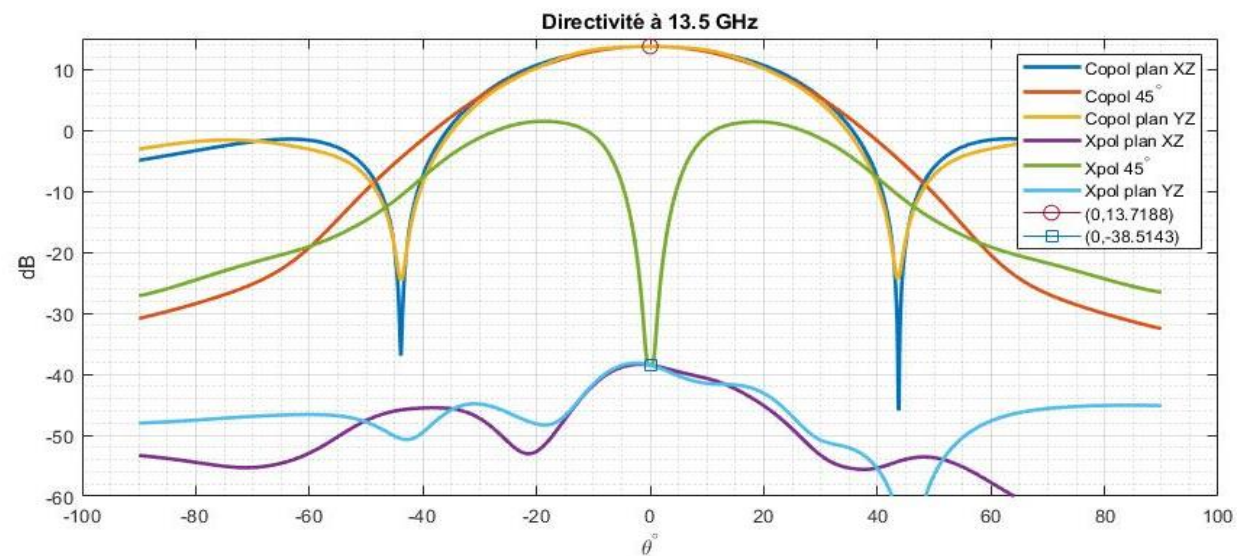


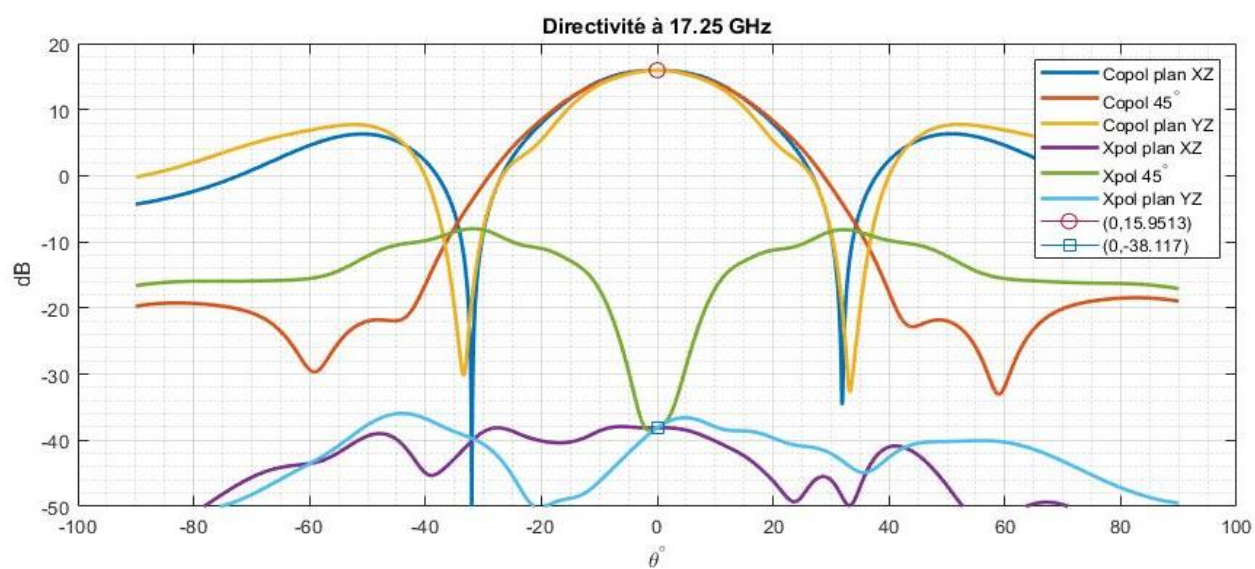
Figure 3.42 Réseau 5x5 formé à partir de sous-réseaux 2x2 réalisé pour calculer les EEP dans HFSS

| Profile | | Convergence | Matrix Data | Mesh Statistics |
|-------------------|-----------------|--|----------------------------|-----------------|
| Number of Passes: | | Completed | 10 | |
| | | Maximum | 45 | |
| | | Minimum | 1 | |
| Max Mag. Delta S: | | Target | 0.01 | |
| | | Current | 0.024785 | |
| View: | | <input checked="" type="radio"/> Table | <input type="radio"/> Plot | |
| | | Export... | | |
| NOT CONVERGED | | | | |
| Pass Number | Solved Elements | Max Mag. Delta S | | |
| 1 | 176684 | N/A | | |
| 2 | 216823 | 0.95684 | | |
| 3 | 257862 | 0.53932 | | |
| 4 | 317620 | 0.30264 | | |
| 5 | 411201 | 0.14189 | | |
| 6 | 534583 | 0.09159 | | |
| 7 | 695004 | 0.049109 | | |
| 8 | 903543 | 0.038512 | | |
| 9 | 1174632 | 0.033465 | | |
| 10 | 1527095 | 0.024785 | | |

Figure 3.43 Convergence du réseau 5x5 pour le calcul des EEP



a)



b)

Figure 3.44 Simulation des EEP co- et contra-polarisés dans les plans XZ, à 45° et YZ du réseau 5x5 avec excitation VP a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz

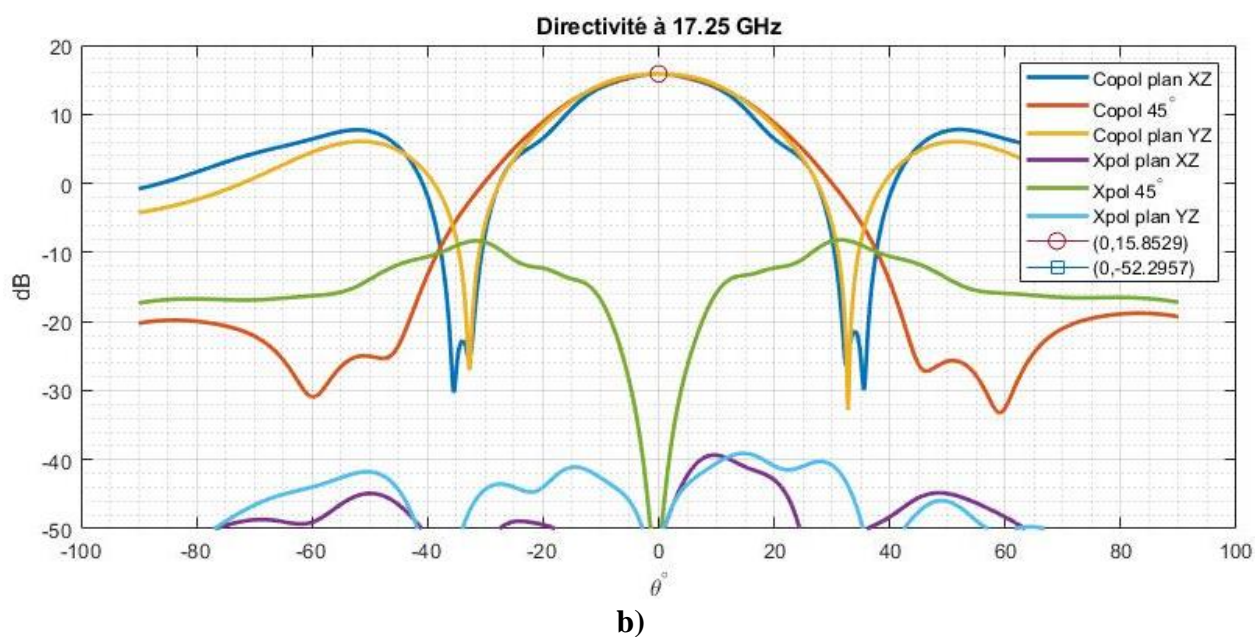
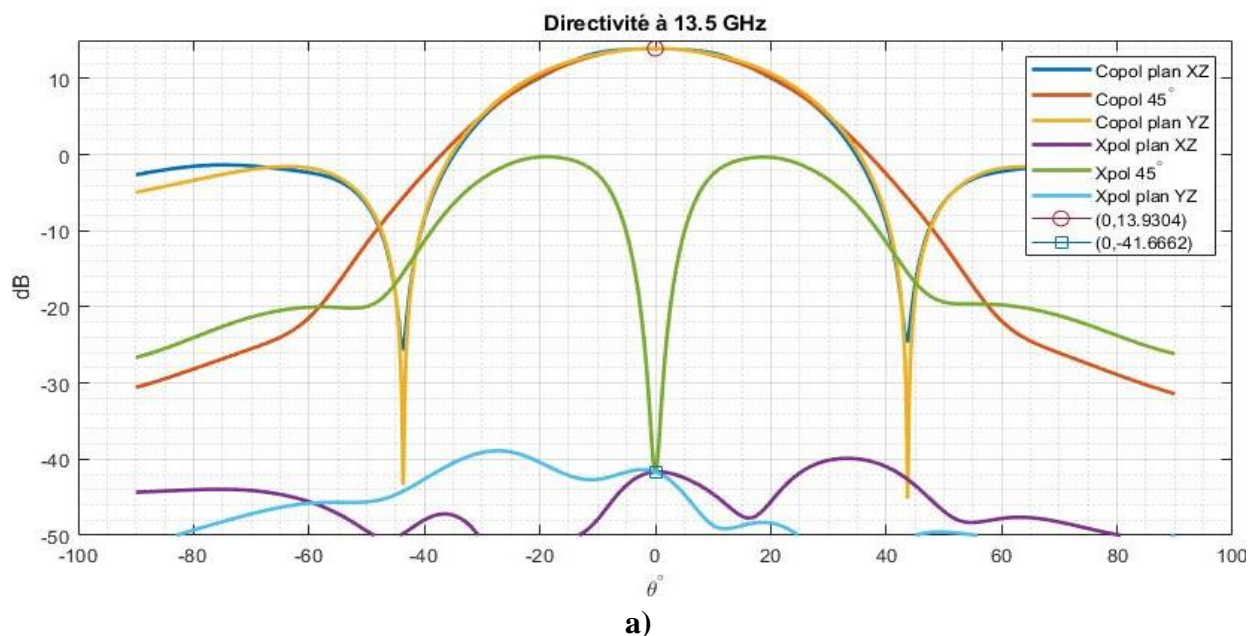


Figure 3.45 Simulation des EEP co- et contra-polarisés dans les plans XZ, à 45° et YZ du réseau 5x5 avec excitation HP **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

Les EEP étant calculés, il est possible de les multiplier au facteur de réseau pour obtenir une estimation de la directivité d'un grand sous-réseau. Pour évaluer les performances tel que prescrit par le cahier des charges, résumé dans le tableau 1.1, un facteur de réseau 32x32 est multiplié aux

EEP. Ce calcul est directement effectué dans HFSS. Pour la procédure, se référer à la figure 3.46. La directivité du grand réseau 32x32 avec excitation VP est montrée à la figure 3.47. La directivité du grand réseau 32x32 avec excitation HP est montrée à la figure 3.48. Ces performances sont calculées sans balayage en élévation. Le requis sur les lobes discordants est donc aisément rencontré à cette étape-ci. Un seul lobe discordant apparaît lors de l'excitation VP à 17.25 GHz. Un niveau de 15.8 dBi à des angles de $\theta = \pm 33.2^\circ$ est constaté. Il y donc une différence de plus de 30 dB avec le lobe principal. Le cahier des charges spécifie un gain minimal de 40 dB. Les directivités simulées sont toutes supérieures à 43.8 dBi. Les pertes n'ont pas été simulées pour le EEP et le grand réseau 32x32, car cela aurait demandé encore plus de ressources informatiques. Néanmoins, les diélectriques utilisés ont de faibles pertes. Le substrat RO3006 de *Rogers Corporation* et le diélectrique utilisé pour les résonateurs ont tous deux une tangente de pertes spécifiée à 0.002. Considérant l'étude sur l'efficacité de rayonnement effectuée à la sous-section 3.1.1, les pertes attendues sont très faibles. En estimant une efficacité de rayonnement conservatrice de 80%, il faut s'attendre à des pertes de 1 dB. Le cahier des charges serait ainsi respecté. Pour le requis de XPD, le réseau dépasse les attentes. Dans le pire cas, le XPD simulé est de 51 dB, alors que le requis du cahier des charges est de 33 dB.

Antenna Array Setup

Array Type: Regular Array

First Cell Position

X: 0 mm Y: 0 mm Z: 0 mm

Directions

U Vector: X: 1 Y: 0 Z: 0

V Vector: X: 0 Y: 1 Z: 0

Distance Between Cells

In U Direction: 32 mm In V Direction: 32 mm

Number of Cells

In U Direction: 32 In V Direction: 32

Scan Definition

Use settings from secondary boundary

Use Custom Scan Angles

Use Differential Phase Shift

Phi: 0 deg

Theta: 0 deg

In U Direction: 80 deg

In V Direction: 80 deg

Figure 3.46 Procédure pour multiplier le facteur du réseau dans HFSS

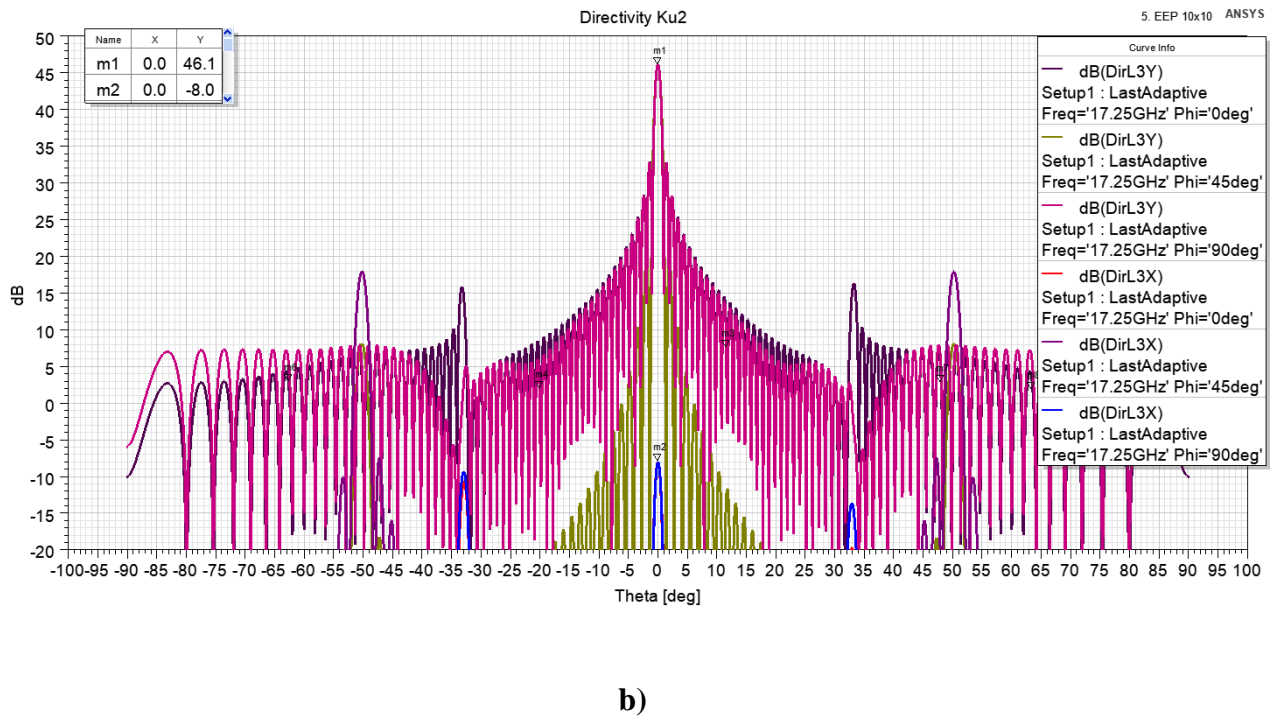
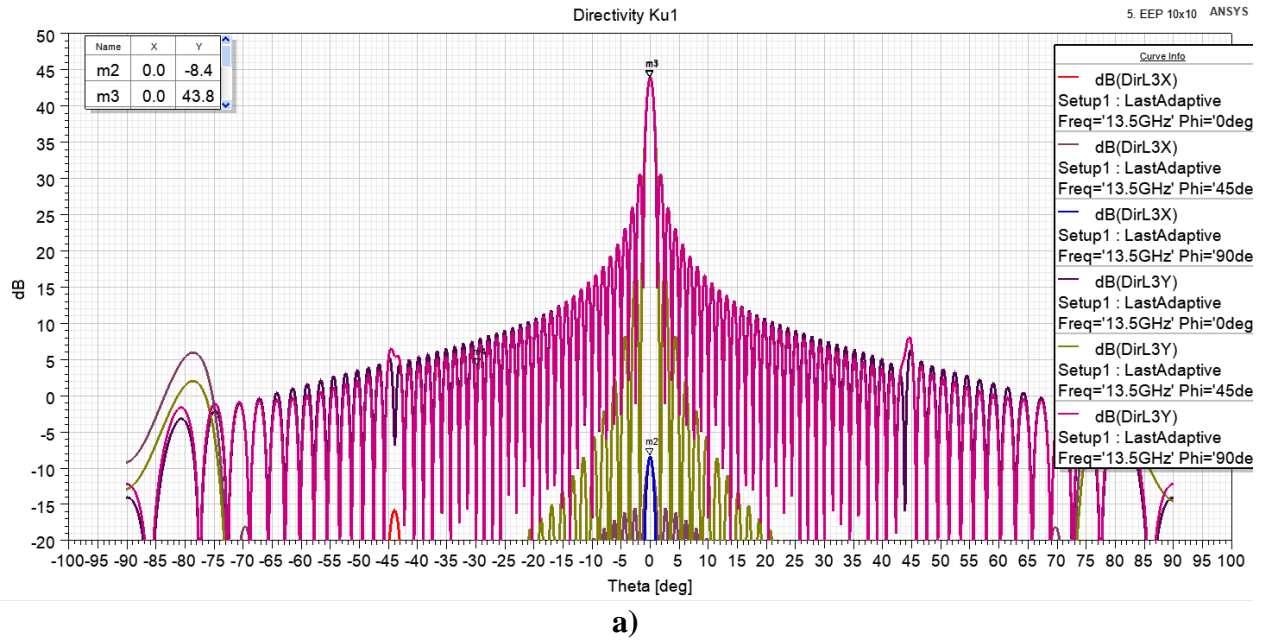


Figure 3.47 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

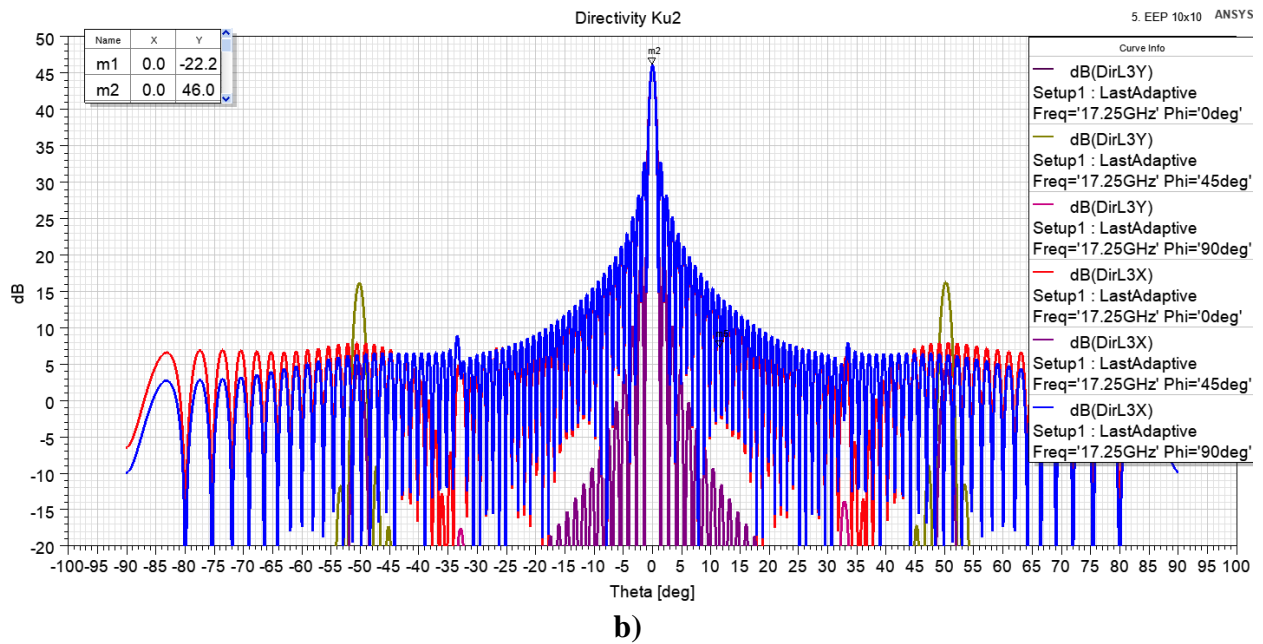
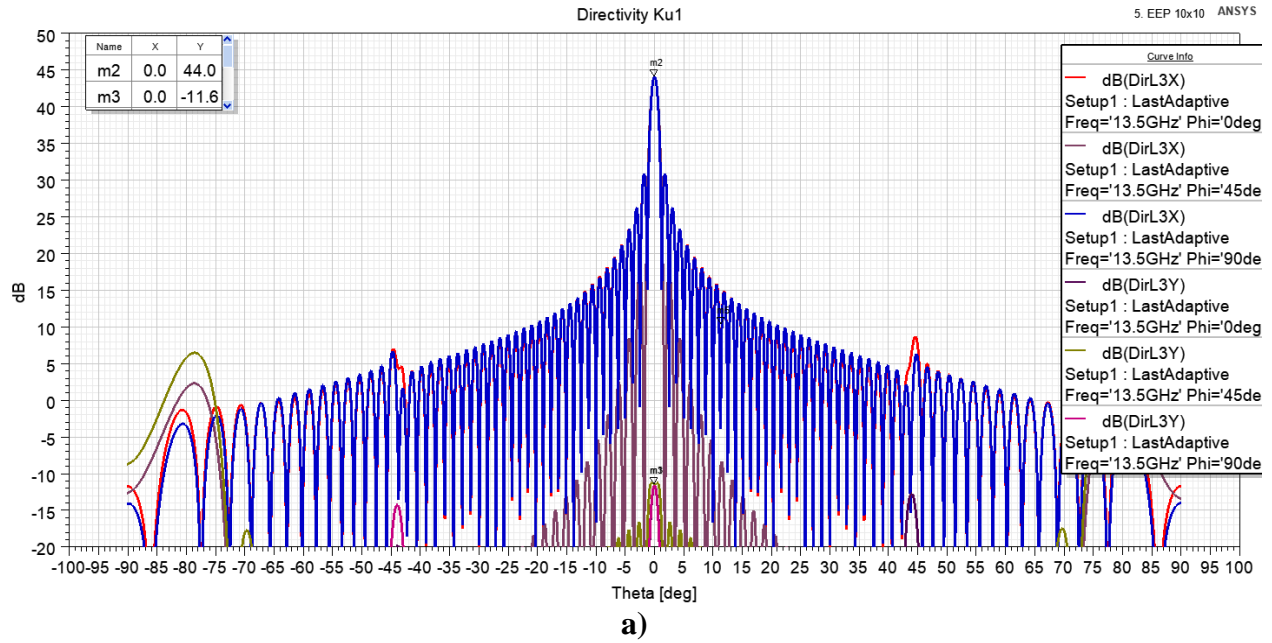


Figure 3.48 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation HP **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

Par la suite, les performances lorsqu'un balayage en élévation est effectué sont montrées. Afin d'être concis, seuls les patrons VP sont présentés pour la coupe $\phi = 90^\circ$ avec un balayage en élévation de 11.5° à la figure 3.49.

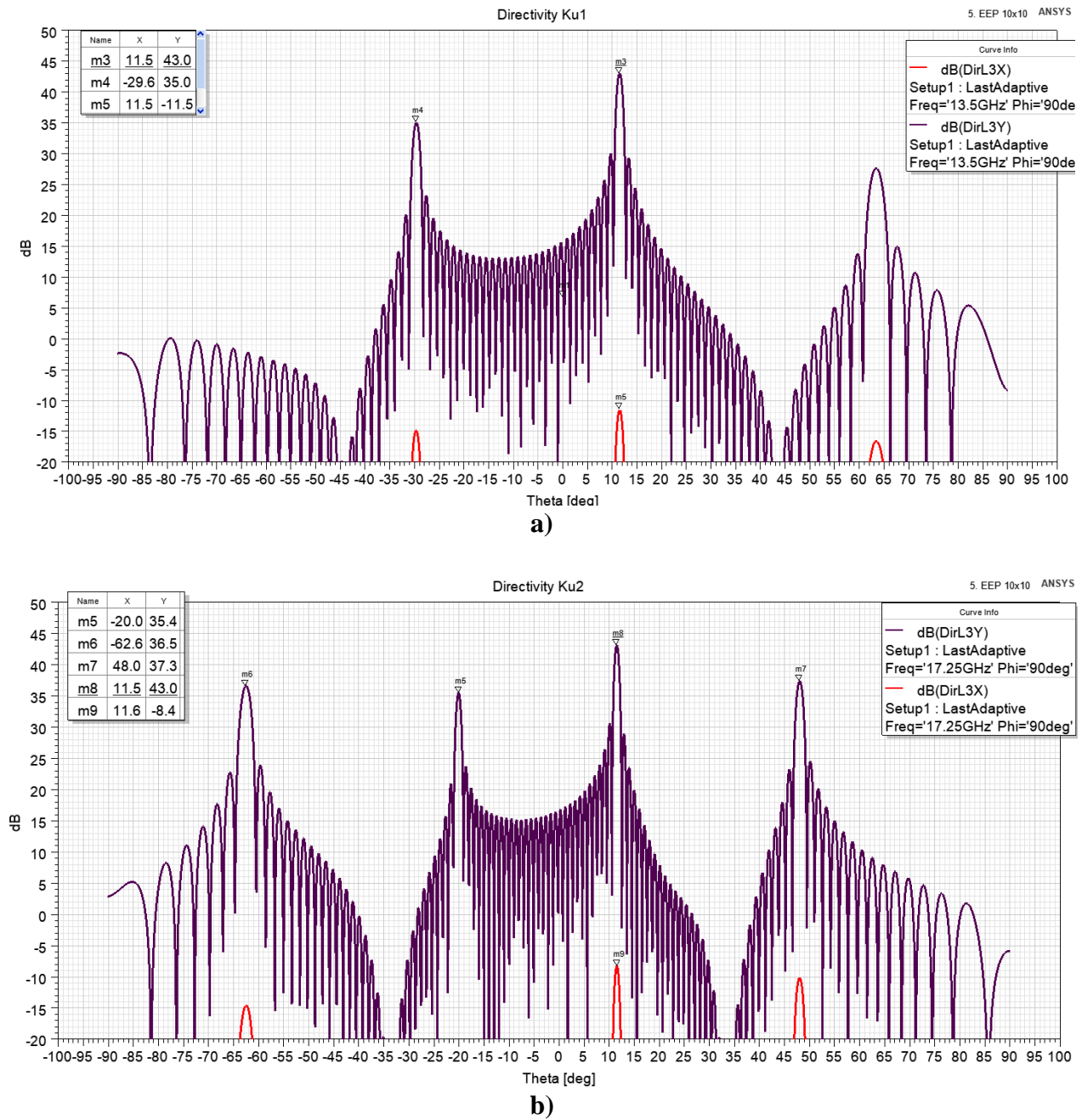


Figure 3.49 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans le plan YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP lors d'un balayage en élévation de 11.5° **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

Bien que les requis de gains et de XPD soient toujours respectés lors du balayage, le requis des lobes discordants n'est plus respecté. En effet, à 13.5 GHz, la différence entre le lobe discordant et le pic principal est de 7.9 dB. À 17.25 GHz, de nombreux lobes discordants sont présents. Dans le pire cas, la différence avec le pic principal est de seulement 5.5 dB. Pour respecter le requis sur les lobes discordants, la distance entre les éléments doit être ajustée. Les difficultés liées à la diminution de la distance interélément sont abordées dans la prochaine sous-section. Il serait évidemment plus aisé d'augmenter la distance entre les éléments. Cependant, cela revient à utiliser moins efficacement la surface disponible.

Pour finir cette section, les patrons d'un réseau 32x32 sans alimentation différentielle sont présentés. Cela permet de montrer l'importance d'avoir ce type d'alimentation pour respecter le requis de XPD. La démarche pour le calcul de la directivité est la même. D'abord, les EEP sont calculés à l'aide d'un réseau 5x5 de sous-réseaux 2x2. Les éléments du sous-réseau 2x2 ont tous la même orientation. Seuls les 4 éléments du centre sont alimentés en phase. Ensuite, le facteur de réseau est multiplié aux EEP. À des fins de concision, seuls les patrons VP sans balayage sont calculés. La figure 3.50 montre le réseau pour le calcul des EEP. À noter que tous les DRA du réseau ont la même orientation, ce qui n'est pas le cas à la figure 3.42. La figure 3.51 montre les diagrammes de rayonnement simulé du grand réseau 32x32 sans alimentation différentielle. Bien que les directivités soient satisfaisantes, le XPD dans le pire cas est de 20.5 dB à 13.5 GHz et dans le meilleur cas est de 24 dB à 17.25 GHz. Ces performances sont bien en deçà du requis de 33 dB. L'alimentation différentielle est donc primordiale pour le fonctionnement du RSO.

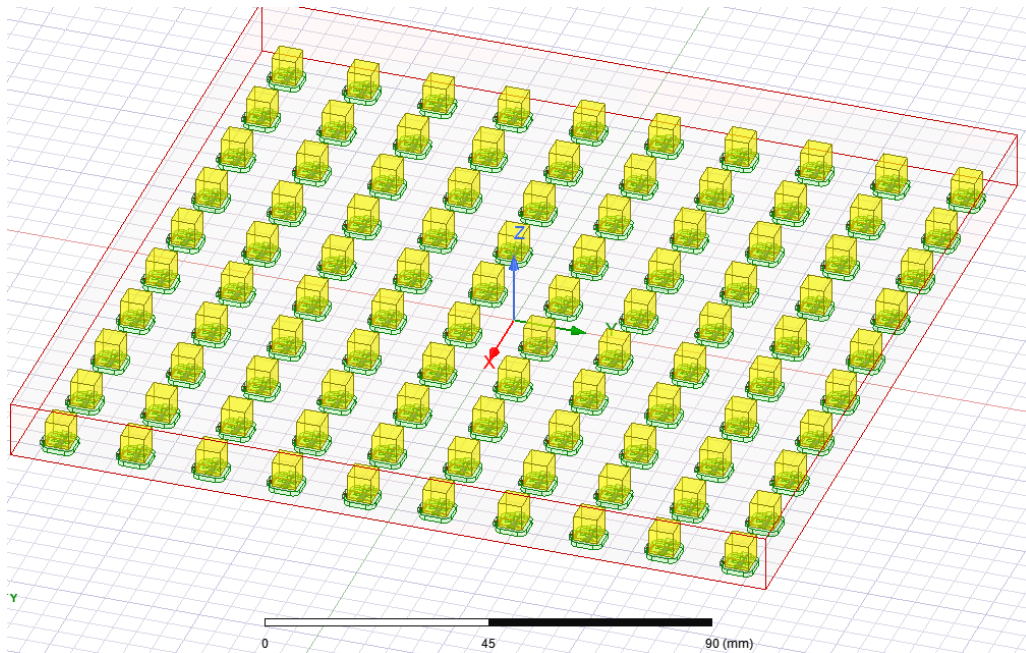
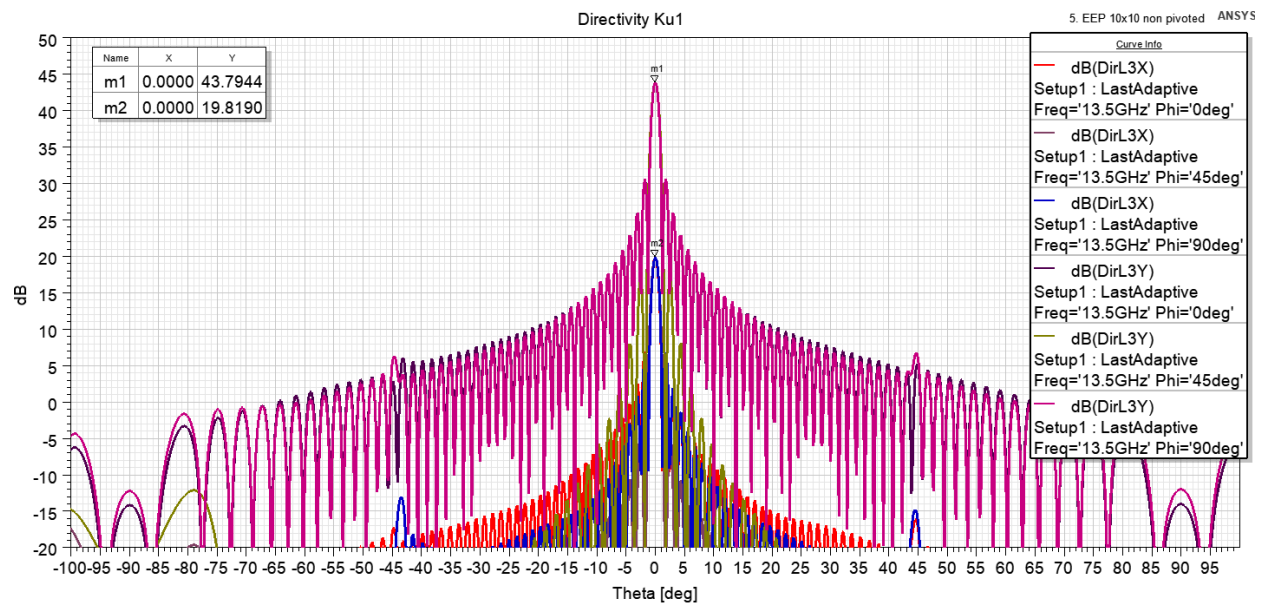


Figure 3.50 Réseau 5x5 formé à partir de sous-réseaux 2x2 réalisé pour calculer les EEP sans alimentation différentielle dans HFSS



a)

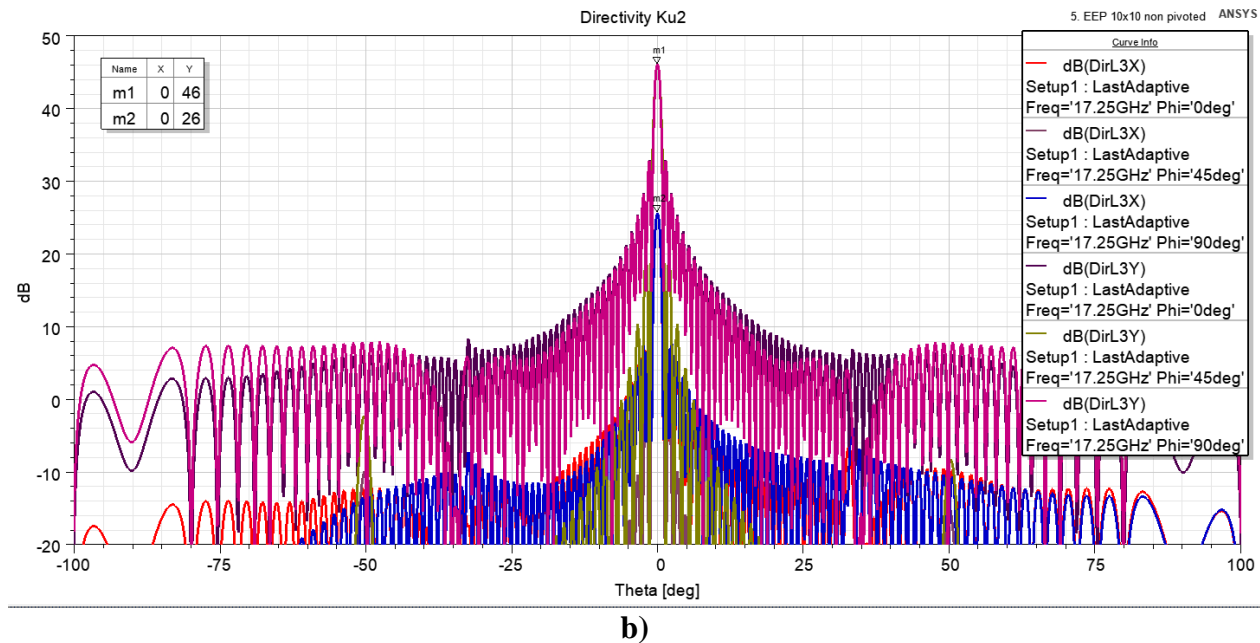


Figure 3.51 Simulation de la directivité co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du grand réseau 32x32 avec excitation VP sans alimentation différentielle a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz

3.4 Conception d'un sous-réseau 3x2 DBDP avec circuit d'alimentation

Jusqu'à présent dans ce mémoire, les réseaux d'antennes DBDP ont toujours été analysés sans circuit d'alimentation. Bien que le principe d'alimentation différentielle ait été défini à la section 3.2.4, il a toujours été supposé qu'un tel circuit existait. Par souci de simplification, les excitations des différentes antennes ont été directement effectuées avec des *waveports* dans HFSS. Il est maintenant temps de présenter comment implémenter l'alimentation différentielle avec le sous-réseau d'antennes DBDP.

Comme cela a été présenté à la section 3.2.4, l'alimentation différentielle peut être implémentée par une division de puissance suivie d'un déphasage de 180°, ce qui revient essentiellement à un balun. La difficulté est de diviser également la puissance aux deux bandes de fréquence d'intérêt et d'avoir le déphasage le plus près de 180° sur ces deux mêmes bandes de fréquences (qui ne sont

pas des harmoniques). Pour la division de puissance, des jonctions en T ont déjà été conçues et peuvent être réutilisées pour cette application. Pour le déphaseur, il faut se tourner vers la littérature scientifique. Le premier modèle envisagé est présenté dans [57] et analysé mathématiquement dans [58]. La division de puissance est d'abord effectuée par un diviseur de puissance Wilkinson et le déphaseur est implémenté par un circuit résonant. Un schéma du circuit du déphaseur est présenté dans le cas d'un déphasage de 180° à la figure 3.52. Cette illustration est reproduite et adaptée de [58].

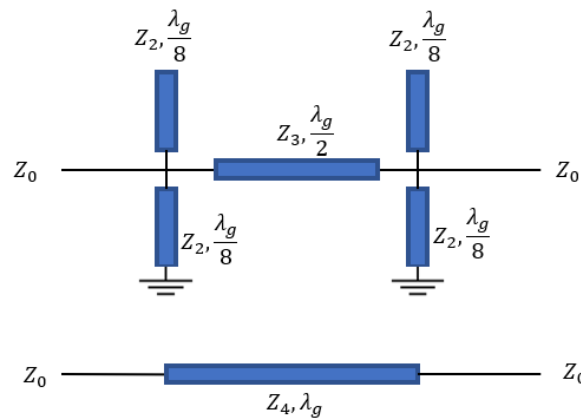


Figure 3.52 Reproduction adaptée de l'illustration schématique du circuit du déphaseur telle que présentée dans l'article de Eom et al. ©2003 IEEE [58]

Comme il a été mentionné, le diviseur de puissance Wilkinson est remplacé par la jonction en T présentée à la section 3.2.2. L'article [58] donne les valeurs de $Z_2=80.5\Omega$, $Z_3=63.7\Omega$ et $Z_4=50\Omega$ dans le cas d'un déphaseur 180° . Pour concevoir ce balun en technologie SICL, la jonction en T est d'abord réoptimisée avec des branches de sortie parallèles à la branche d'entrée. Le modèle réalisé dans HFSS et les paramètres S obtenus sont présentés à la figure 3.53.

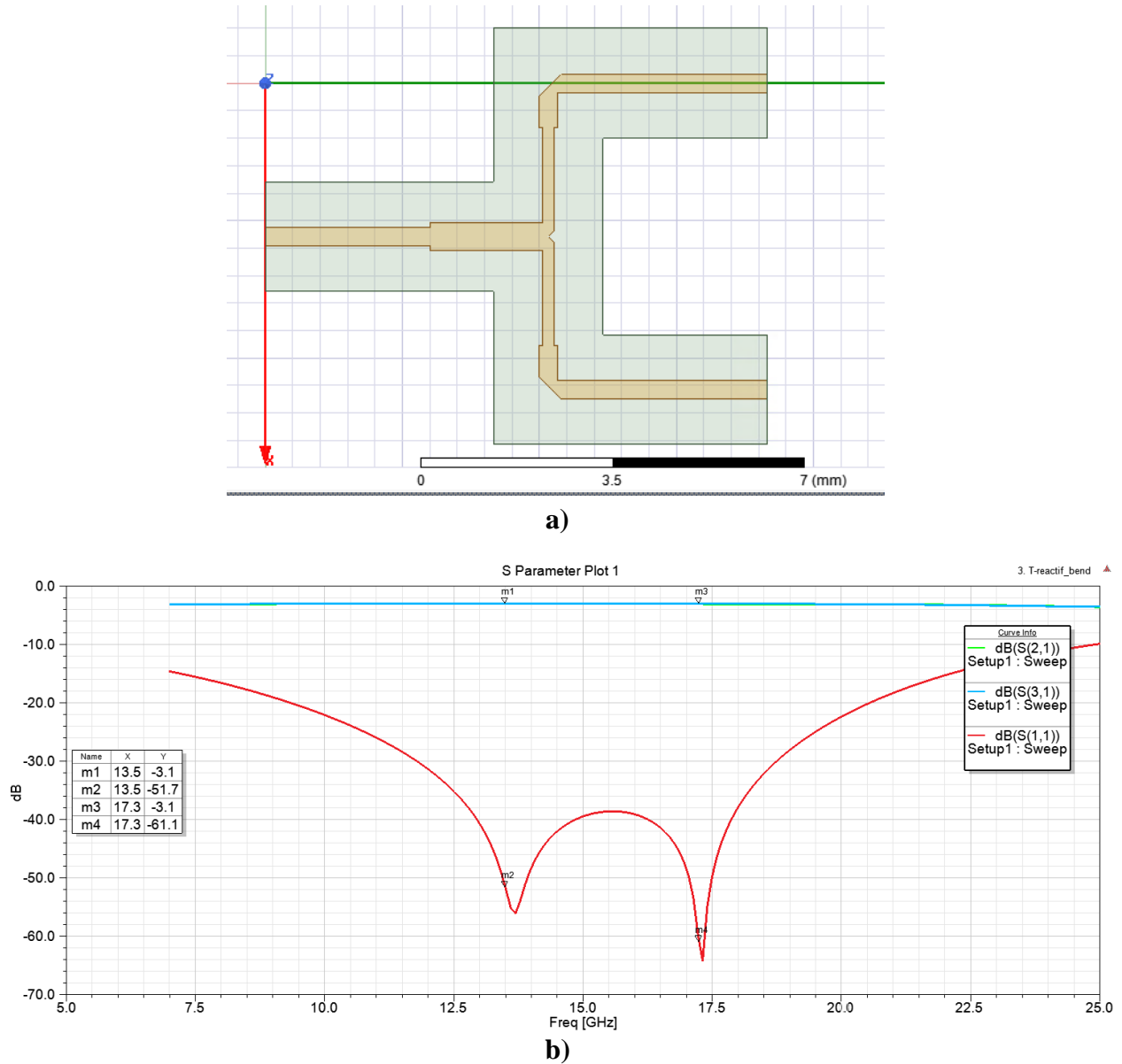


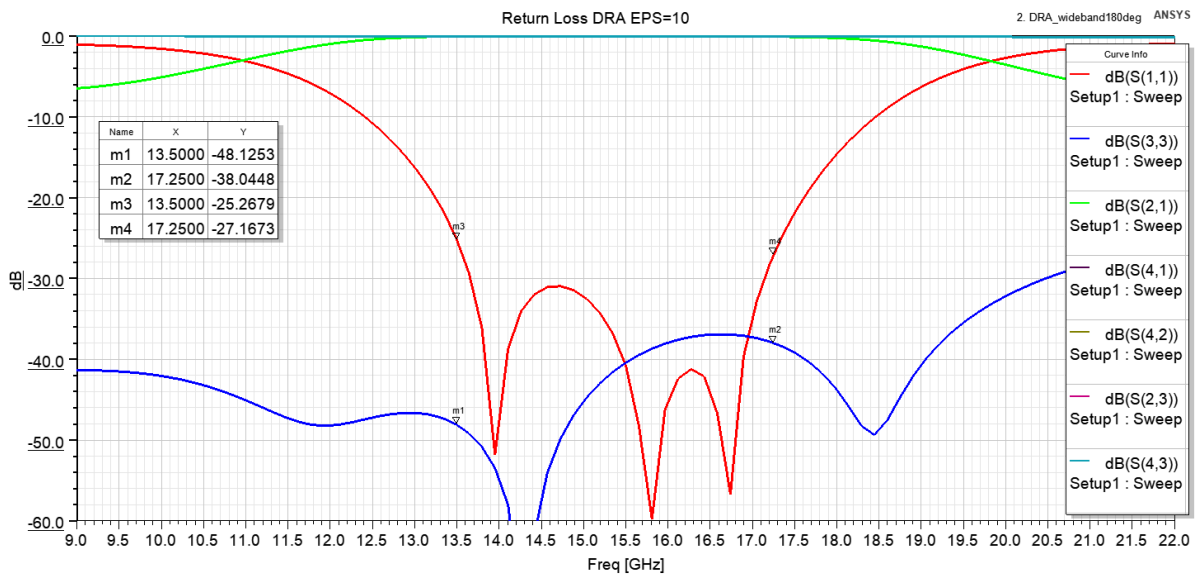
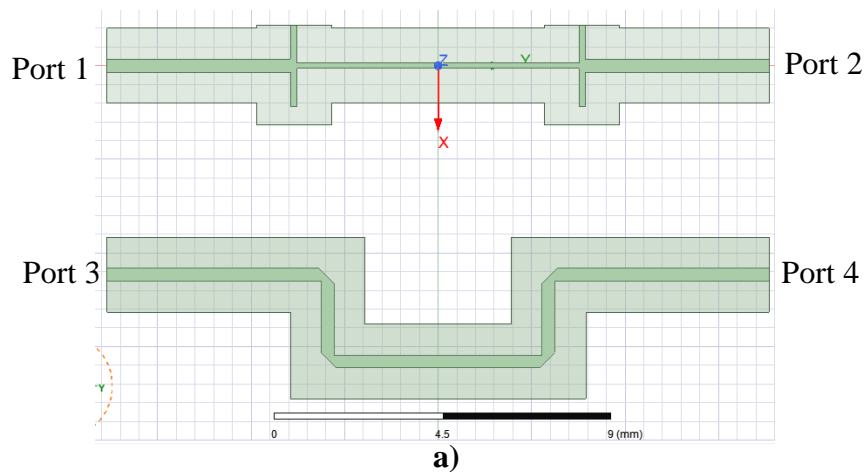
Figure 3.53 Jonction en T avec branches de sortie parallèles **a)** Modèle HFSS, **b)** Paramètres S simulés

La deuxième étape consiste à optimiser la section déphaseur du circuit. Comme point de départ, la longueur des différentes lignes d'alimentation est fixée en utilisant l'équation 3-5. La racine de 6.4 au dénominateur représente la permittivité relative du substrat RO3006 qui est utilisé pour concevoir la SICL. La largeur des lignes est définie par leur impédance.

$$\lambda_g = \frac{299\,792\,458 \frac{m}{s}}{\sqrt{13.5\,GHz \cdot 17.25\,GHz \cdot \sqrt{6.4}}} = 7.76\,mm$$

3-5

En optimisant les dimensions des lignes, de bonnes performances sont obtenues. La figure 3.54 montre le modèle réalisé dans HFSS, les paramètres S du déphaseur et la différence de phase entre les deux lignes. À noter que les lignes $\lambda_g/8$ sont bel et bien court-circuitées. Leur extrémité est connectée aux parois métallisées de la SICL. Cela simplifie le circuit puisque la présence de via n'est pas nécessaire pour réaliser le court-circuit.



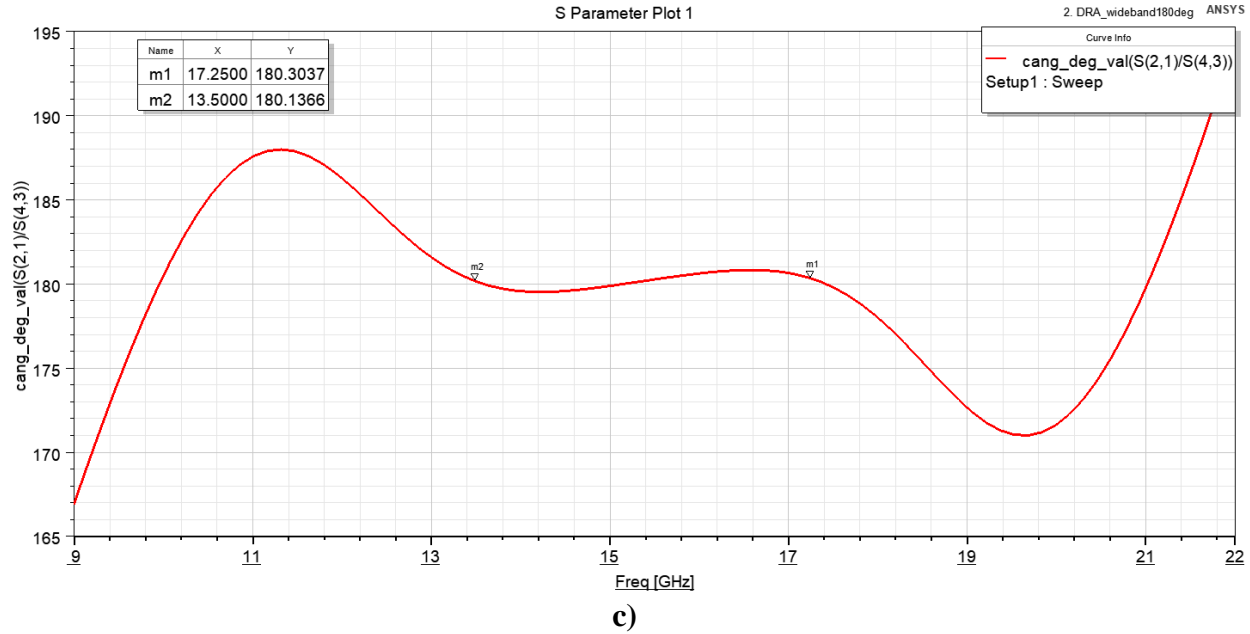
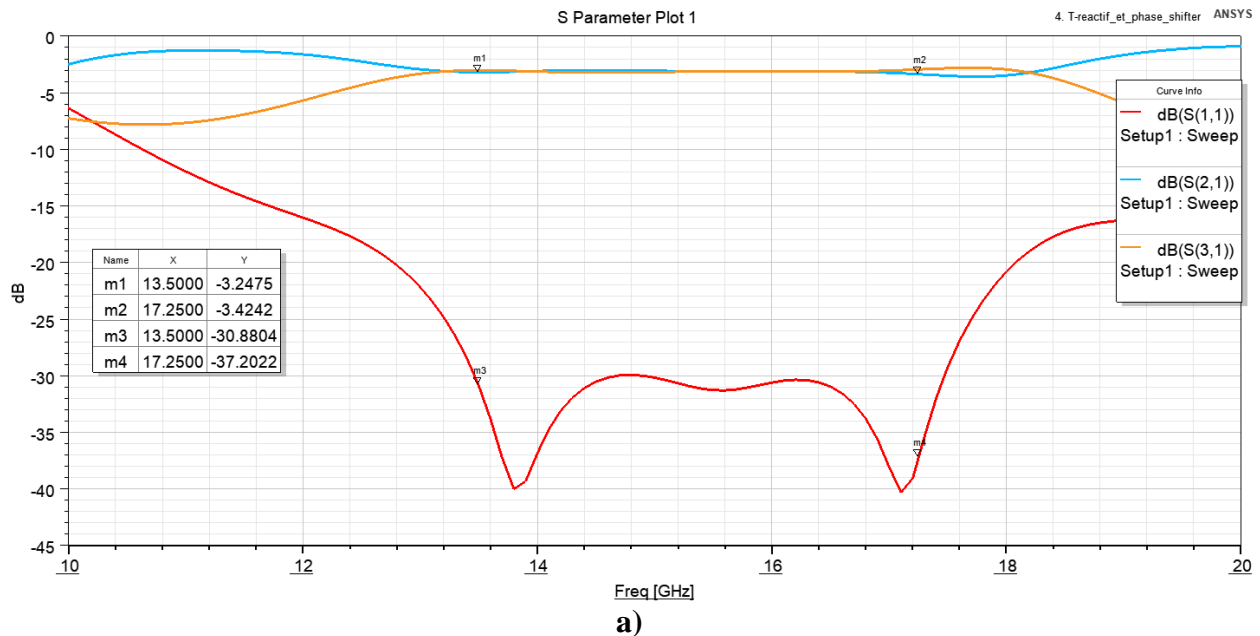


Figure 3.54 Simulation du déphaseur réalisé dans HFSS a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les 2 lignes

Maintenant que les deux étages du circuit sont optimisés, il suffit de les connecter pour réaliser le balun. En connectant directement les deux étages sans changer les variables, les performances obtenues sont montrées à la figure 3.55. Les dimensions du circuit sont présentées au tableau H.1 en annexe.



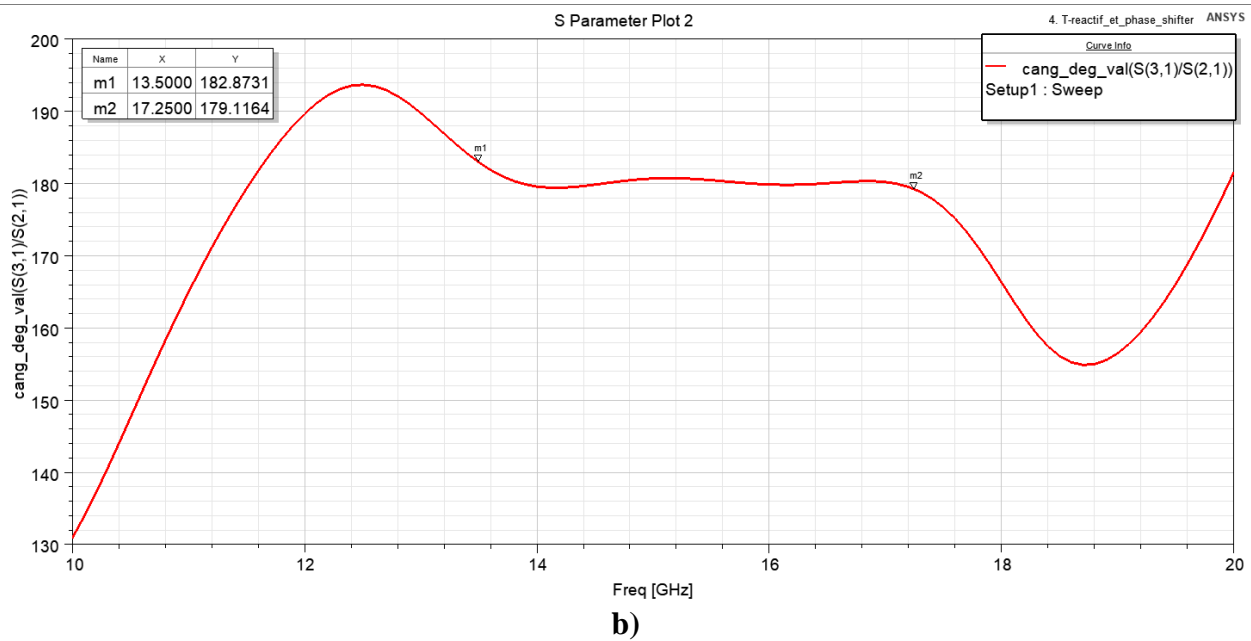


Figure 3.55 Simulation des performances du balun **a)** Paramètres S, **b)** Déphasage

Bien que les performances du balun soient satisfaisantes, la taille de celui-ci pose un problème. En effet, la distance initialement prévue entre les DRA du sous-réseau était de 12.5 mm. Pour mettre en perspective à quel point cela laisse peu d'espace pour le circuit d'alimentation, un collage superposant le sous-réseau 2x2 avec une distance interélément de 12.5 mm et le balun auquel deux jonctions en T ont été ajoutées pour alimenter les quatre ports HP est réalisé. La figure 3.56 montre que le balun conçu est beaucoup trop gros pour l'espace prévu.

Même si les branches de la jonction en T avaient un angle différent, de sorte à former un Y, ce ne serait pas suffisant pour que le balun ait assez d'espace. À cette étape-ci, trois options sont envisageables et étudiées dans cette sous-section. D'abord, il serait possible d'étagérer les circuits d'alimentation sous les DRA. Par la suite, d'autres technologies de balun sont envisagées. Finalement, la distance interélément est modifiée pour laisser de l'espace au balun original.

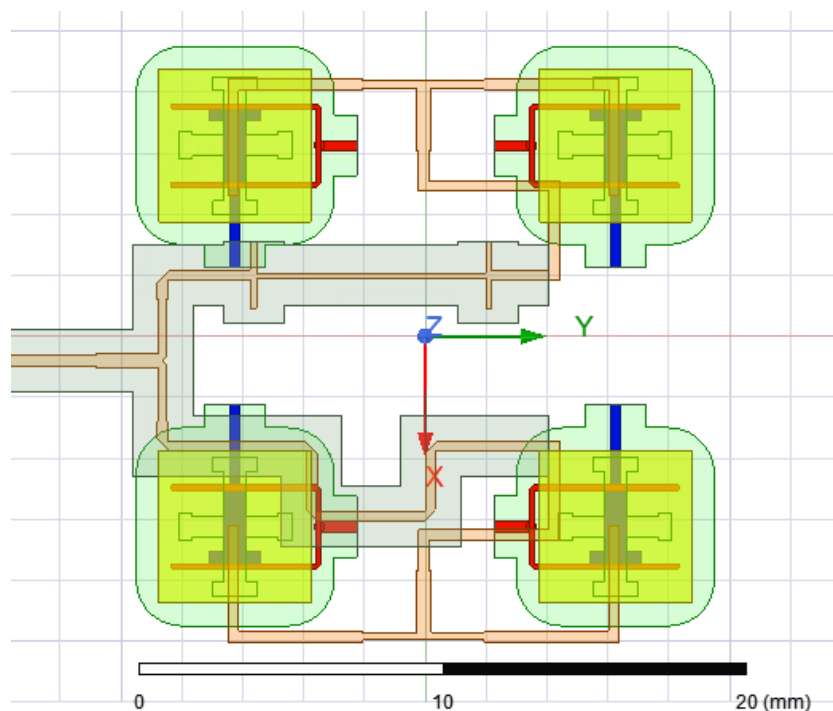


Figure 3.56 Superposition du sous-réseau 2x2 DBDP et du balun montrant le manque d'espace flagrant vu les collisions entre les différents éléments

D'abord, le circuit d'alimentation peut être amené sur un étage sous les DRA. De toute façon, pour réaliser l'alimentation double-polarisation, il faut ajouter un autre circuit d'alimentation pour la polarisation VP. Il faudra forcément diviser les étages du circuit de sorte que les circuits d'alimentation soient empilés sous les DRA. Des vias traverseraient alors plusieurs étages pour aller alimenter chaque DRA. Cette disposition multicouche assez complexe est présentée à la figure 3.57. Les couches S1 et S2 forment le circuit d'alimentation HP. Les couches S3 et S4 forment le circuit d'alimentation VP. Des vias acheminent les signaux HP et VP aux couches S5, S6, S7 et S8 qui se trouvent sous les DRA. Les substrats S1 et S3 sont plus larges que les autres puisqu'ils contiennent la transition de la ligne microruban vers la SICL. Voir la figure 3.23 et la figure 3.28 pour un rappel.

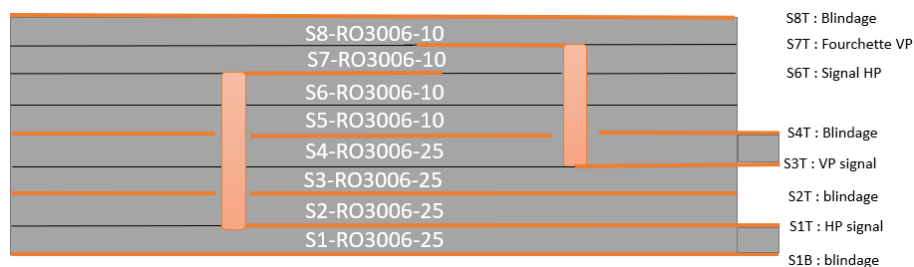


Figure 3.57 Description des couches du circuit du sous-réseau 2x2 DBDP avec circuits d'alimentation étagés

La difficulté avec ce circuit est le respect de la règle de fabrication par rapport aux vias introduite à la section 3.2.3. Elle stipule que tout via doit avoir un ratio diamètre/hauteur d'au moins $\frac{1}{2}$. De plus, les vias doivent être recouverts de cuivre à chaque extrémité. La couverture doit avoir un diamètre d'au moins 20 mil de plus que le diamètre du via. La largeur des lignes d'alimentation est de près de 0.4 mm et la largeur des lignes formant la fourchette sous les DRA est de près de 0.2 mm. Pour respecter la règle de fabrication, il faudrait des vias ayant des diamètres de 1.21 mm et 1.4 mm, ce qui est immense en comparaison avec la largeur des lignes. La largeur des SICL étant de 2 mm, la couverture des vias touche presque les parois métallisées. La figure 3.58 montre la géométrie des vias par rapport au sous-réseau 2x2 de DRA DBDP.

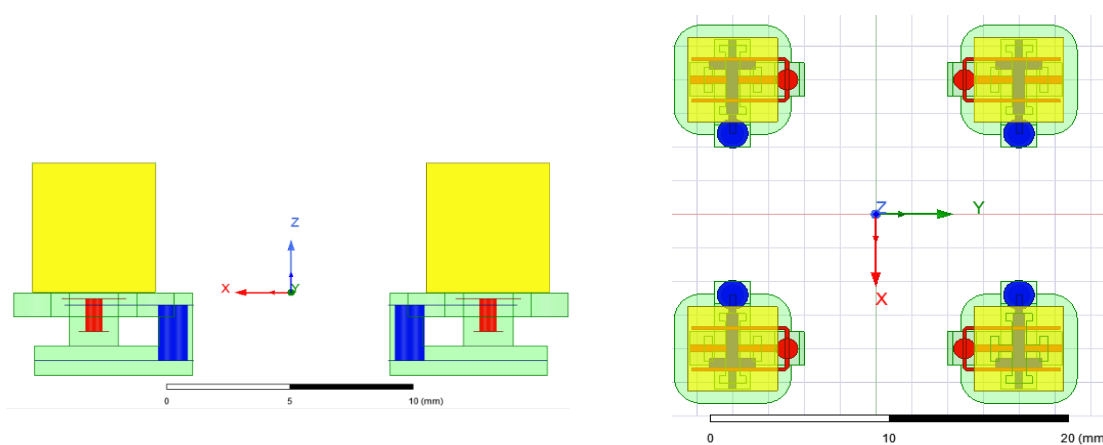


Figure 3.58 Vue de côté et de haut du sous-réseau 2x2 DBDP avec lignes d'alimentation étagées montrant la grosseur des vias nécessaires pour respecter les règles de fabrication du Poly-Grames

Des vias aussi gros perturbent les paramètres S significativement. Les couvertures des vias ajoutent de la capacitance à la ligne et les vias eux-mêmes ajoutent de l'inductance et de la capacitance. Il n'est pas possible de réaliser l'adaptation d'impédance en changeant seulement la géométrie des lignes sous la fente de couplage, la perturbation des vias est trop importante. Une telle construction n'est pas envisageable en pratique.

La deuxième option est d'envisager une nouvelle technologie pour réaliser le balun. En se tournant une fois de plus vers la littérature, le deuxième modèle de balun est introduit dans [59]. Le circuit est composé d'une structure de lignes couplées horizontalement et de circuits en L permettant l'adaptation d'impédance. Un schéma du circuit tiré de l'article est montré à la figure 3.59. Dans l'article, les formules nécessaires à la conception d'un déphaseur 180° sont données. Ce circuit est reproduit dans la technologie SICL avec quatre couches de RO3006, 10 mil d'épaisseur. Le modèle HFSS et ses performances sont montrés à la figure 3.60. Bien que les performances soient satisfaisantes, les circuits en L permettant l'adaptation prennent beaucoup d'espace. Pire encore, la distance entre les lignes couplées est de seulement $80 \mu\text{m}$. Les performances du coupleur sont sensibles à cette distance. Ce balun est peu tolérant aux erreurs de fabrication et la résolution exigée est trop élevée pour les capacités du centre de recherche Poly-Grames.

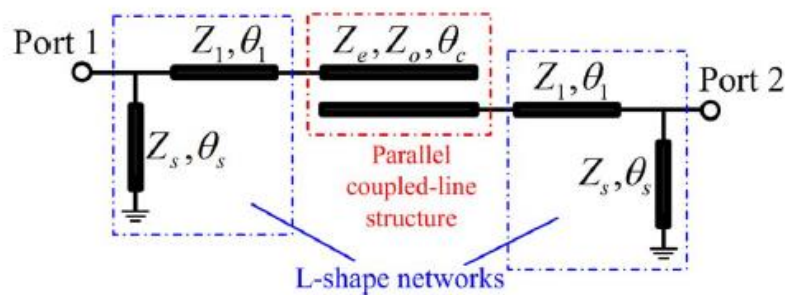


Figure 3.59 Représentation schématique du balun conçu à l'aide de lignes couplées horizontalement ©2016 IEEE [59]

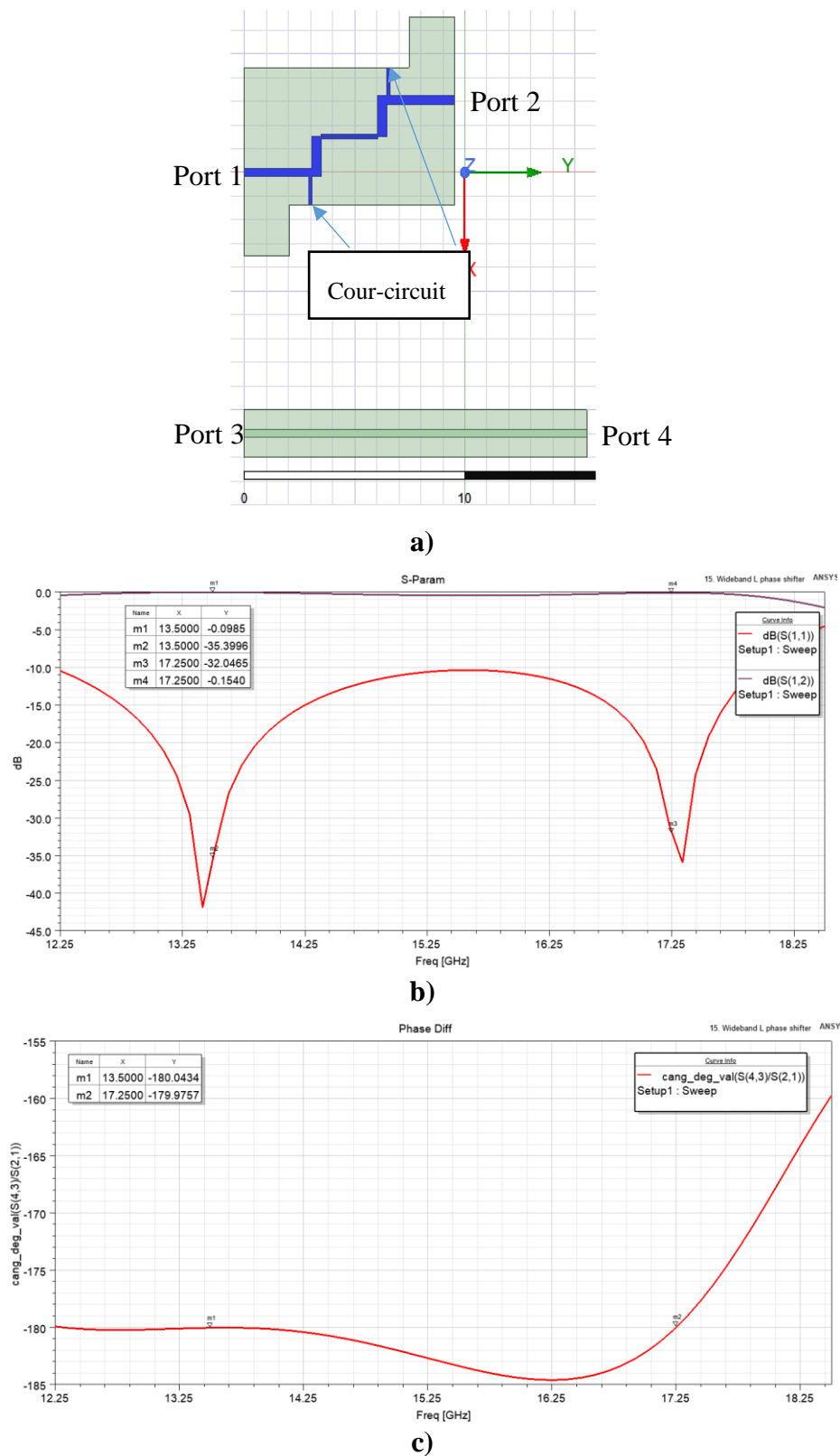
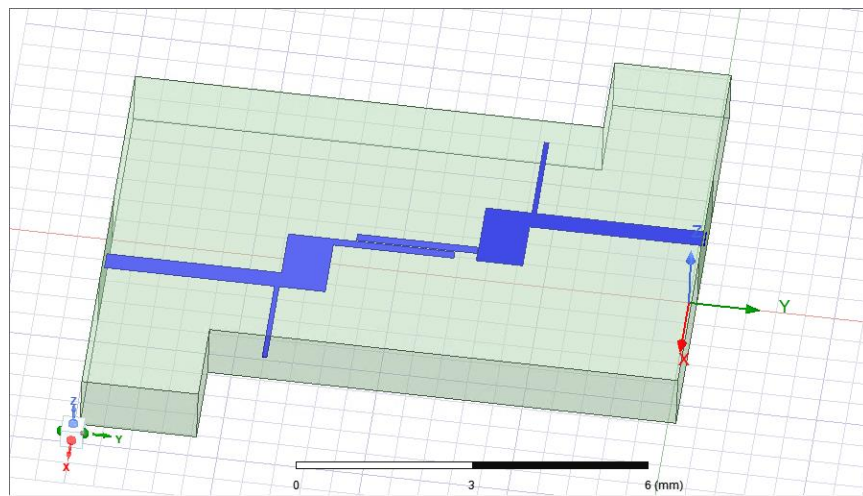
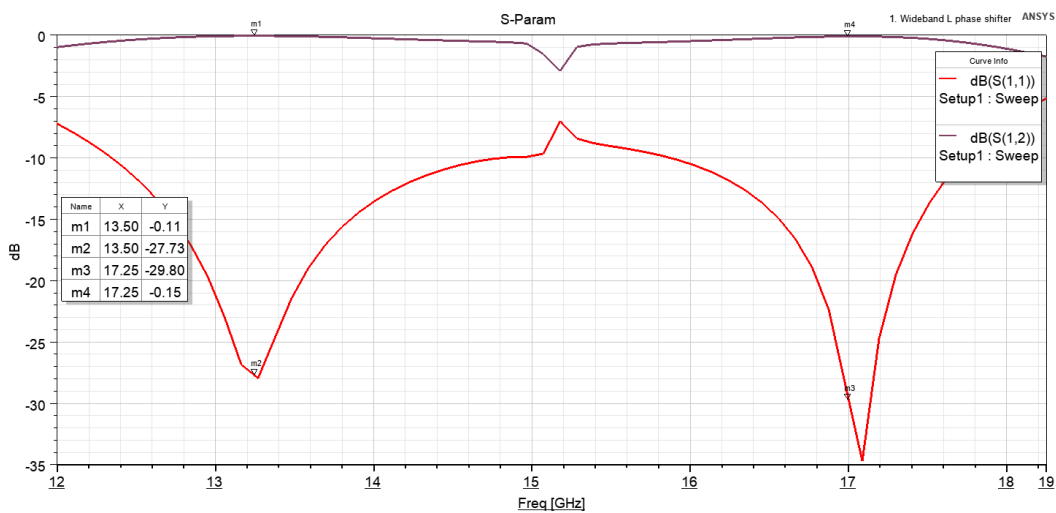


Figure 3.60 Balun conçu à l'aide d'un coupleur horizontal a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les deux lignes

Face à cet échec, l'idée de concevoir ce même balun en utilisant un coupleur vertical (plutôt qu'horizontal) est venue. Bien conscient que la distance verticale entre les lignes du coupleur doit être fixée par l'épaisseur du substrat, la conception a été recommencée. La figure 3.61 montre le modèle HFSS du balun implémentant des lignes couplées verticalement. Malheureusement, il a été impossible d'obtenir les performances voulues avec de simples incréments de 10 mil (épaisseur minimale d'une couche de substrat). En fait, la valeur théorique de la distance nécessaire entre les lignes pour le fonctionnement du coupleur est de moins de 5 mil. Néanmoins, le travail d'adaptation d'impédance a été effectué. Ce circuit n'est pas fabricable en pratique, non seulement parce que la distance entre les lignes du coupleur est de moins de 10 mil, mais aussi car la largeur des lignes court-circuitées et des lignes du coupleur est sous la limite de fabrication de 6 mil.



a)



b)

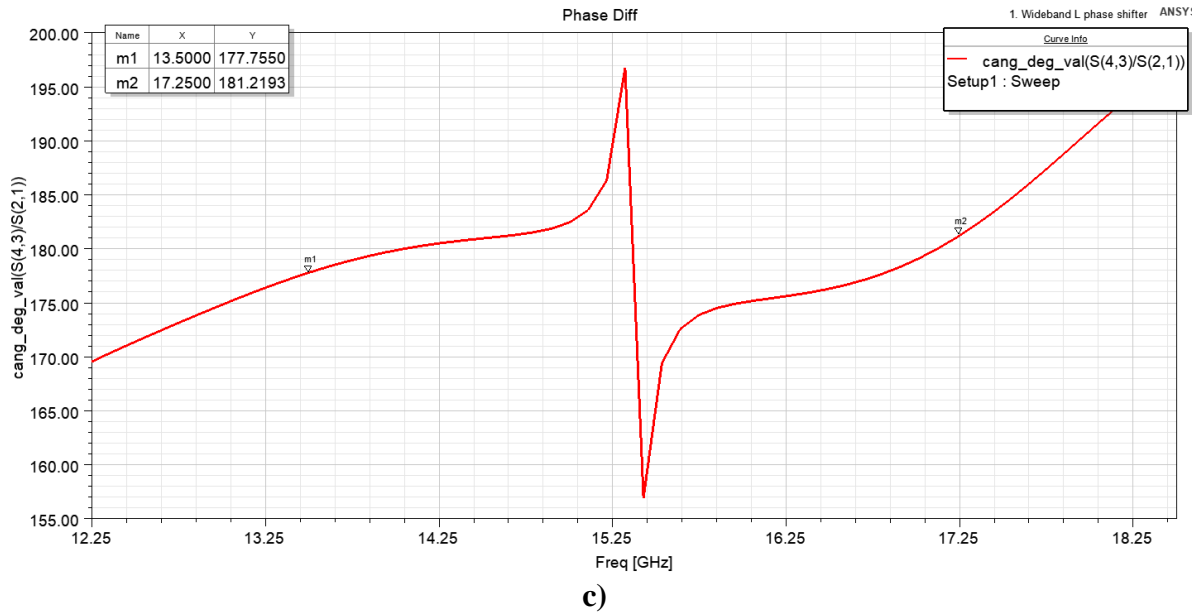


Figure 3.61 Balun conçu à l'aide d'un coupleur vertical a) Modèle HFSS, b) Paramètres S, c) Différence de phase entre les deux lignes

Finalement, il est envisagé d'éloigner les éléments du sous-réseau. Comme il a été constaté avec la première option, il n'est pas envisageable de superposer des étages pour les circuits d'alimentation à cause des règles de fabrication relatives aux vias. Il faut trouver un moyen de faire coexister sur le même étage les circuits d'alimentation VP, HP et les lignes de transmission couplant avec les fentes sous les DRA. Pour y arriver, la disposition montrée à la figure 3.62 est proposée. Les éléments non-alimentés par les balun ne sont que figuratifs, ils servent à montrer que le sous-réseau 3x2 représente une portion du grand réseau. Il faut s'imaginer que le 3x2 est un sous-réseau compris dans un très grand réseau. Il serait possible de reproduire le réseau entier en répétant ce sous-réseau 3x2. La distance entre les éléments est maintenant de 16 mm. En introduisant ce sous-réseau 3x2, seuls les deux éléments du centre sont véritablement DBDP. La paire d'éléments de gauche est seulement excitée en VP, ses ports HP étant terminés par une charge adaptée. La paire d'éléments de droite est seulement excitée en HP, ses ports VP étant terminés par une charge adaptée. En répétant ce 3x2 pour former un réseau, tous les éléments pourraient avoir la caractéristique DBDP désirée. Il faudra cependant repenser la disposition du circuit d'alimentation. Il serait possible de réduire le nombre de baluns nécessaires. En effet, pour alimenter un grand réseau, il est irréaliste d'imaginer pouvoir le faire si un balun doit être présent pour chaque 3x2.

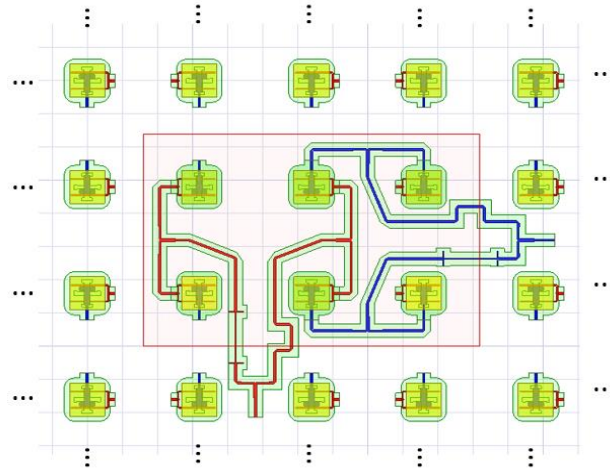
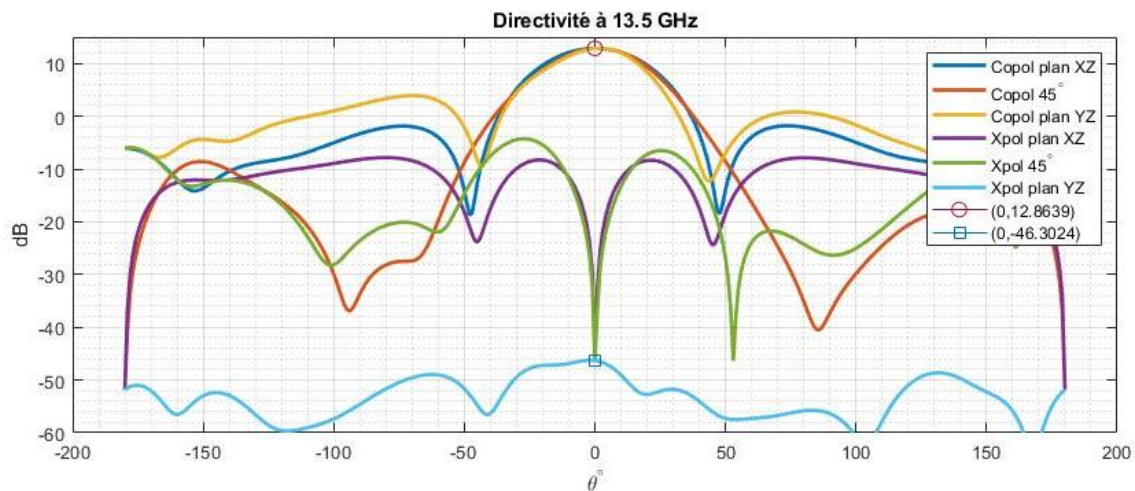


Figure 3.62 Vue de haut du sous-réseau 3x2 DBDP réalisé dans HFSS

Sachant que le balun est bien adapté, les performances du sous-réseau 3x2 sont d'abord évaluées sans circuit d'alimentation. Des *waveports* sont assignés aux accès VP et HP de chaque DRA pour contrôler les excitations. Ce modèle revient à celui présenté à la figure 3.62 duquel les baluns sont retirés et remplacés par des *waveports*. La directivité lorsque les quatre éléments de gauche sont excités en VP est montrée à la figure 3.63. La figure 3.64 montre la directivité lorsque les quatre éléments de droite sont excités en HP. Finalement, l'adaptation d'impédance du sous-réseau est montrée à la figure 3.65. Les ports *hp1* et *vp1* sont les *waveports* de l'élément du centre du 3x2.



a)

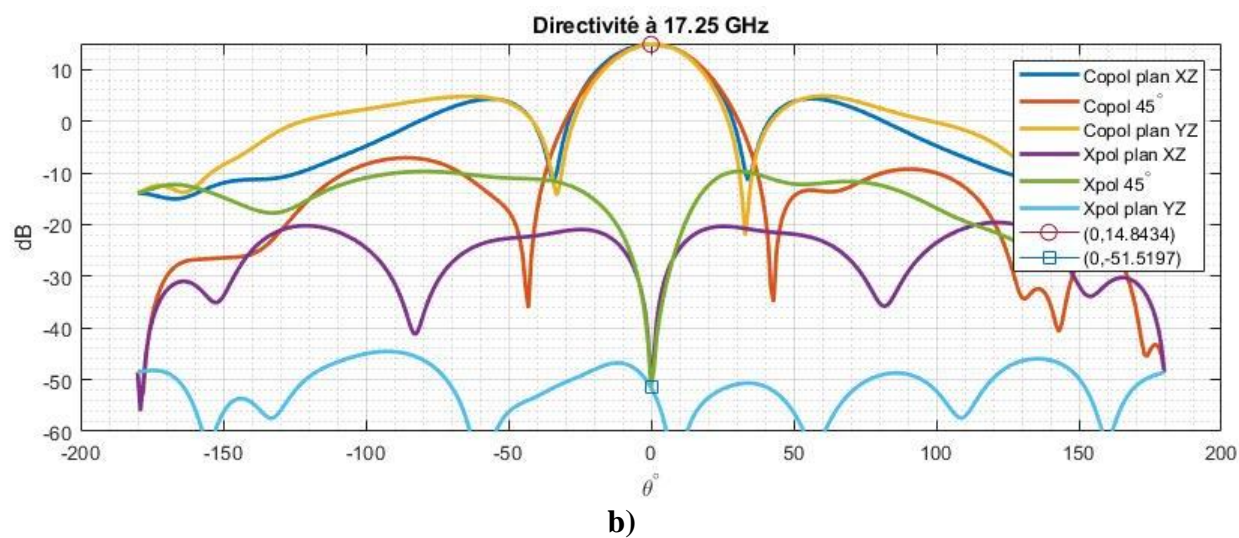
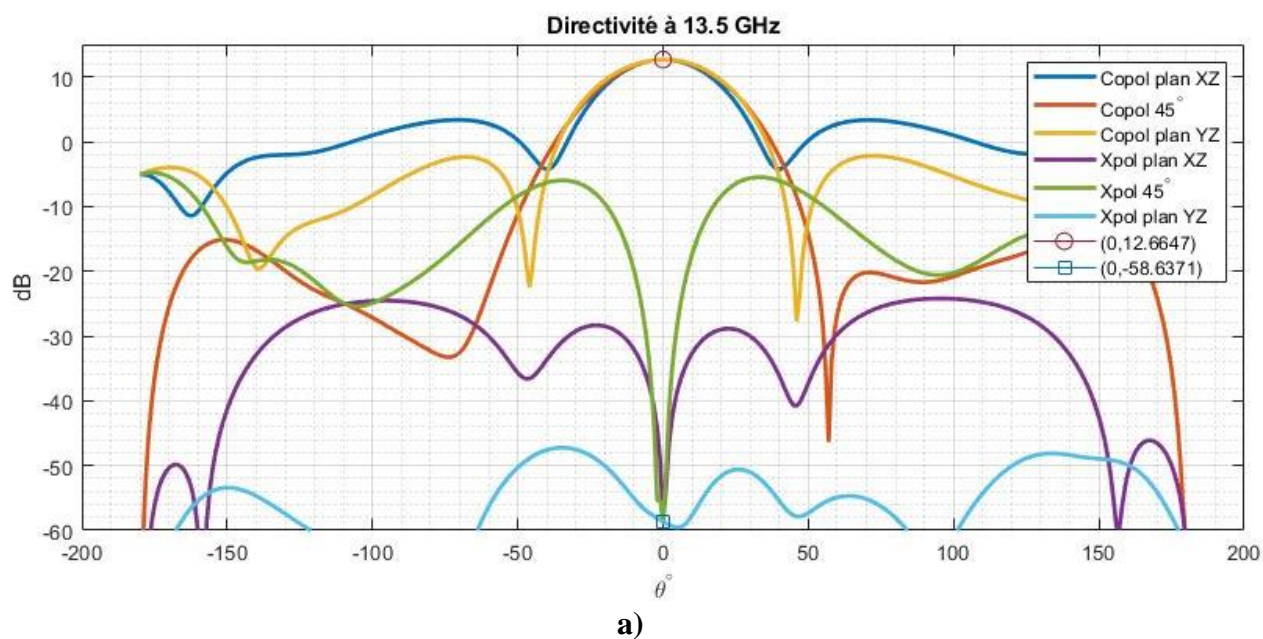


Figure 3.63 Simulation de la directivité VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz



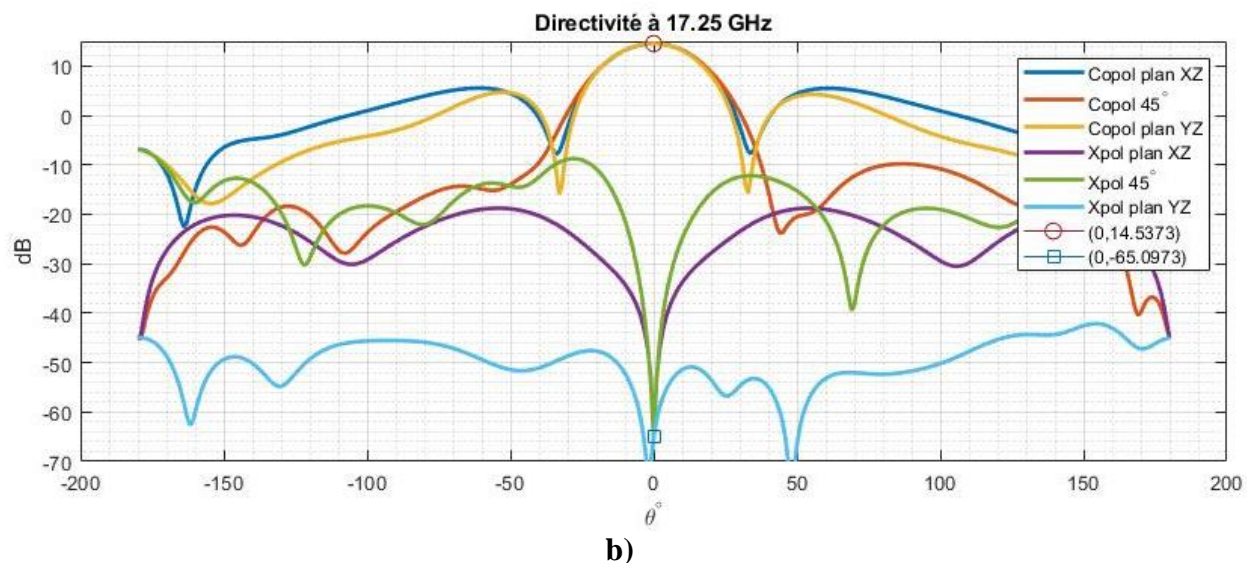


Figure 3.64 Simulation de la directivité HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation a) 13.5 GHz, b) 17.25 GHz

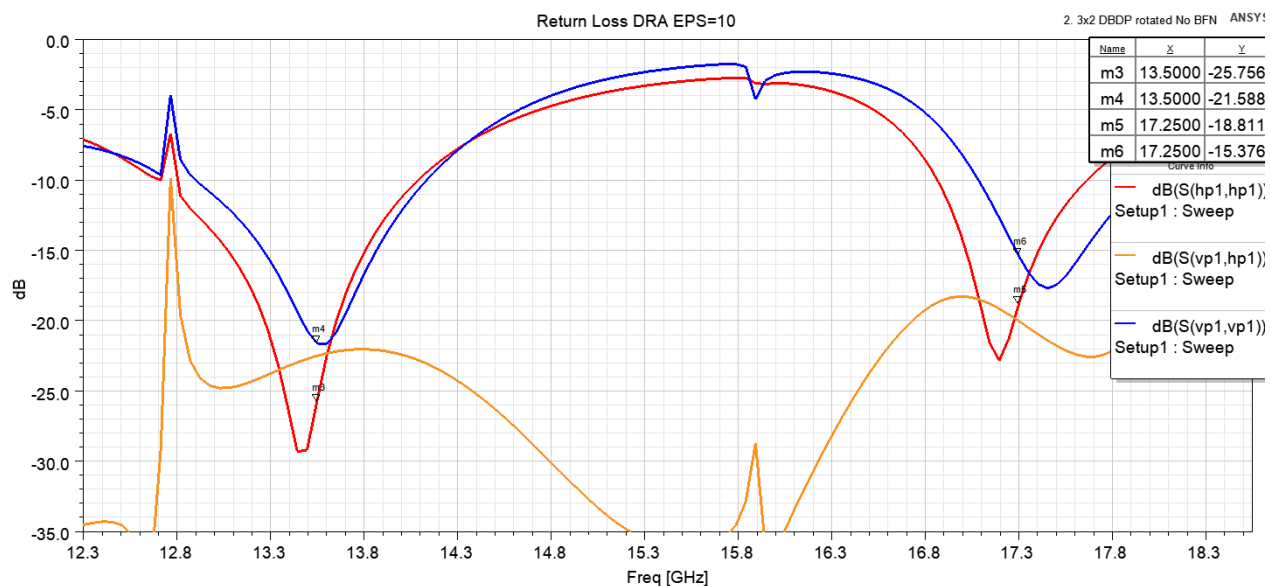
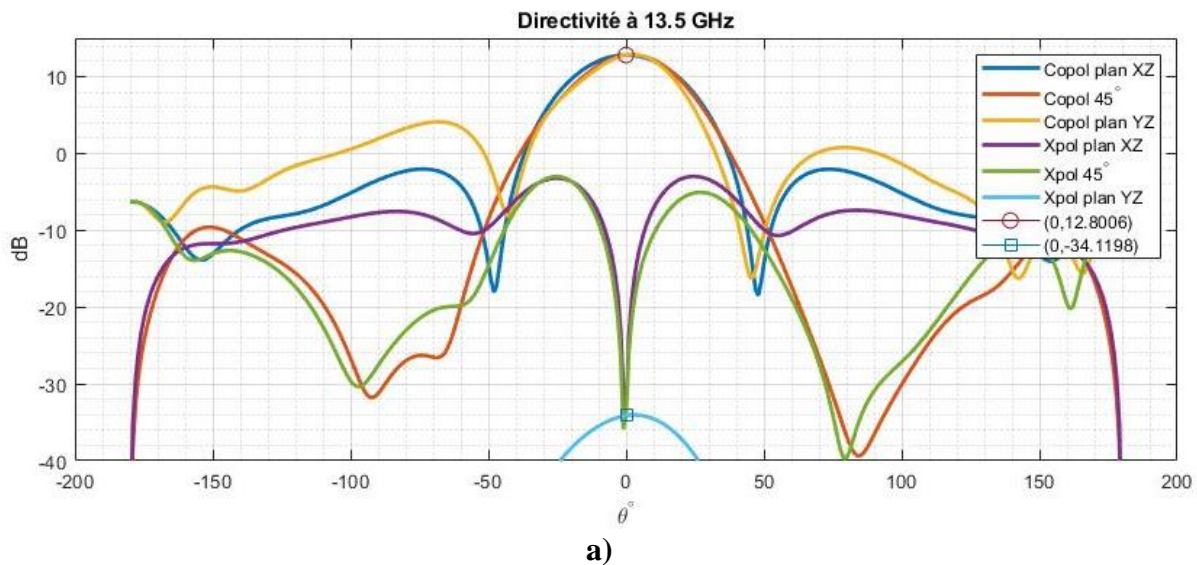


Figure 3.65 Simulation des paramètres S de l'élément central du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation

Le balun et le sous-réseau 3x2 ont été simulés séparément et les performances obtenues sont satisfaisantes en comparaison avec les performances simulées du sous-réseau 2x2 DBDP (voir figure 3.40 et figure 3.41). Lorsque le circuit d'alimentation est connecté au sous-réseau 3x2, tel

qu'illustré à la figure 3.62, les performances VP obtenues sont présentées à la figure 3.66, les performances HP obtenues sont présentées à la figure 3.67 et les paramètres S sont montrés à la figure 3.68. Les performances en champ lointain du sous-réseau sont satisfaisantes. Les patrons sont symétriques et les niveaux de directivité sont tel qu'attendu en comparaison avec le sous-réseau 2x2 DBDP, soient de près de 12.6 dBi à 13.5 GHz et 14.6 dBi à 17.25 GHz, et ce pour les deux polarisations linéaires HP et VP. Les coefficients de réflexion obtenus sont moins satisfaisants que ceux du balun et du sous-réseau 3x2 sans circuit d'alimentation. Dans le pire cas, des pertes de retour de 22 dB à 13.5 GHz et 15 dB à 17.25 GHz étaient attendus (voir figure 3.65). Lors de la connexion du circuit d'alimentation au sous-réseau, l'impact du couplage mutuel entre les DRA voisins et le circuit d'alimentation est pris en compte pour la première fois. Bien que les niveaux de pertes de retour soient moins bons que ceux attendus, il est enfin possible de constater l'impact de l'alimentation différentielle sur l'isolation des ports HP et VP. À la figure 3.68, la courbe jaune montre une isolation active de plus de 45 dB sur les bandes d'intérêt. Auparavant, les niveaux d'isolation observés lorsque de simples *waveports* étaient utilisés étaient de l'ordre de grandeur des pertes de retour (voir figure 3.65). Pour assurer le fonctionnement du RSO, l'alimentation différentielle est nécessaire.



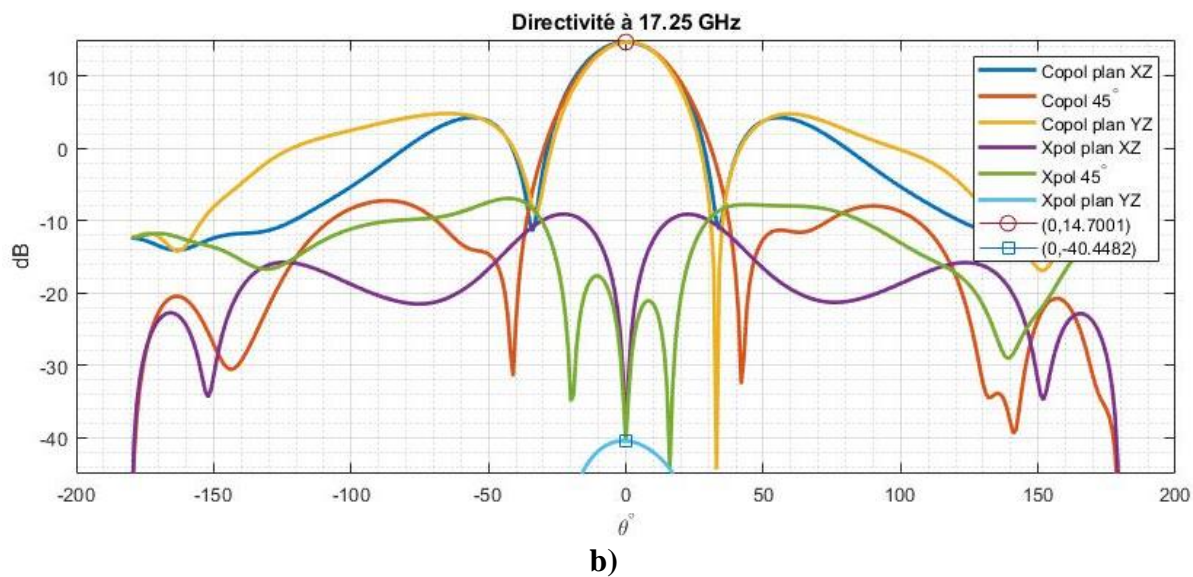
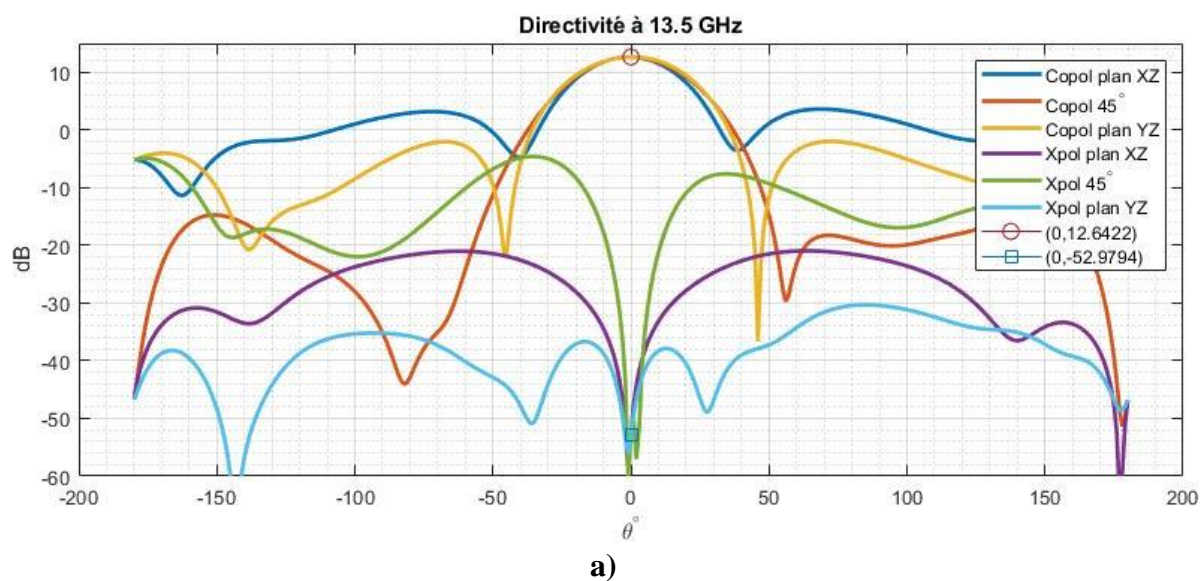


Figure 3.66 Simulation de la directivité VP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz



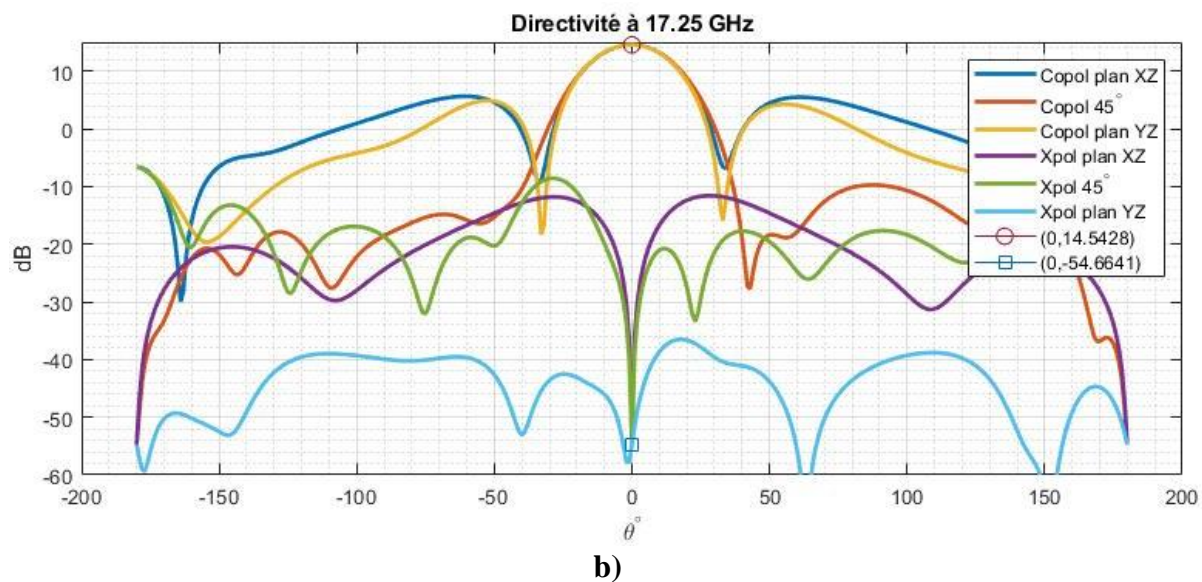


Figure 3.67 Simulation de la directivité HP co- et contra-polarisée dans les plans XZ, à 45° et YZ du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation **a)** 13.5 GHz, **b)** 17.25 GHz

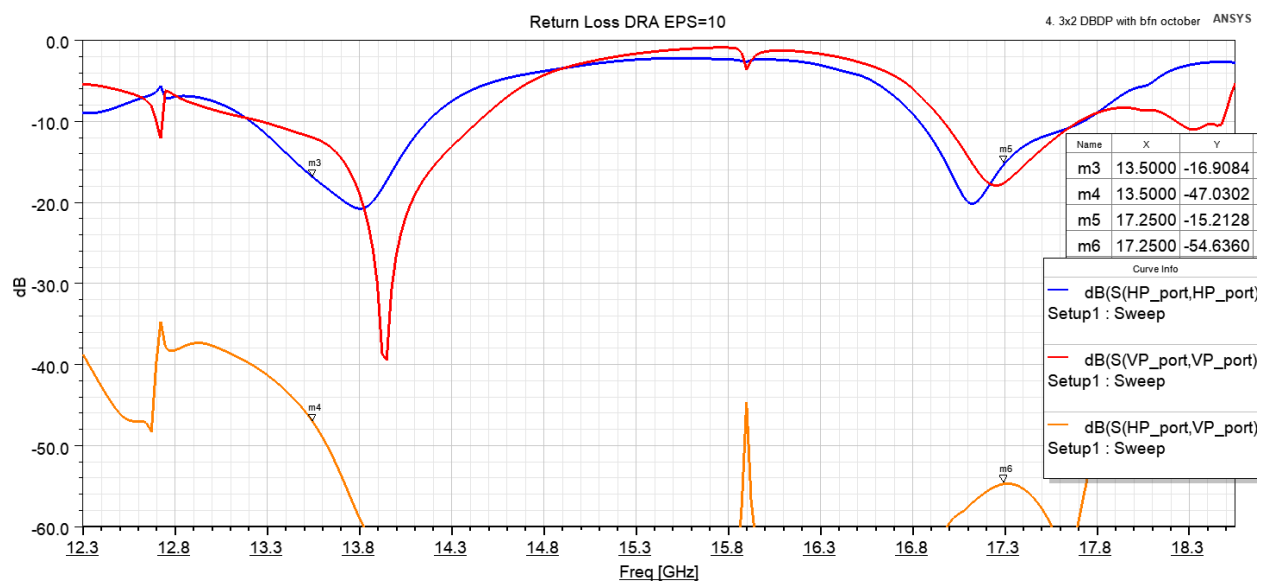


Figure 3.68 Simulation des paramètres S du sous-réseau 3x2 avec circuit d'alimentation différentielle

3.5 Mesure de la permittivité relative du diélectrique utilisé pour fabriquer les DRA

Le fabricant du diélectrique utilisé pour fabriquer les DRA, *CUMING MICROWAVE*, ne spécifie pas d'incertitude sur la valeur de la permittivité relative de ses matériaux. Dans ce projet, une feuille de permittivité relative de 10 a été utilisée. Dans les simulations sous HFSS, une constante diélectrique de 10 a été supposée sur toute la bande d'intérêt. Afin d'investiguer les causes d'erreurs, la constante diélectrique est estimée à l'aide d'un banc de test en espace libre et du logiciel *Materials Measurements (Suite)* intégré à l'analyseur de réseau du centre de recherche Poly-Grames.

Le banc de test est formé de deux antennes cornets, deux lentilles, l'échantillon à analyser, un rail optique pour l'alignement et l'analyseur de réseau. Une photo du banc de test est montrée à la figure 3.69. En focalisant un faisceau gaussien, il est possible d'obtenir un front d'onde plan sur l'échantillon. En reliant les cornets à l'analyseur de réseau, il est possible d'extraire les paramètres S du système et d'en déduire la permittivité relative de l'échantillon. Plusieurs algorithmes existent pour effectuer cette extraction. Le logiciel de l'analyseur de réseau offre neuf algorithmes différents pour extraire la permittivité relative d'un échantillon à partir des paramètres S. Dans ce projet, l'algorithme du NIST est choisi. Cette technique est décrite en détail dans l'article [60].

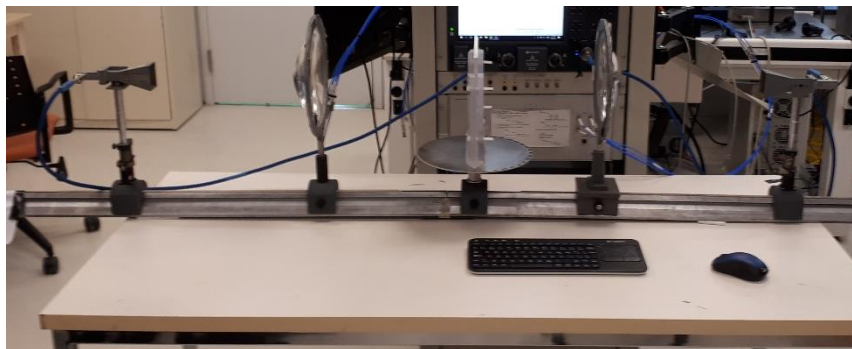


Figure 3.69 Banc de test pour la mesure en espace libre servant à l'extraction de la permittivité relative d'un échantillon diélectrique

Avant de prendre les mesures, une calibration du système est nécessaire. Dans ce cas, il s'agit d'une calibration *Through-Reflect-Match* (TRM). Il suffit de mesurer le système à vide (sans échantillon), avec une plaque de métal dans le porte-échantillon pour la mesure en réflexion et finalement prendre une mesure lorsque du matériau absorbant se trouve à l'endroit de l'échantillon. Suite à cette calibration, la feuille diélectrique à analyser est insérée dans le porte-échantillon. Avant de prendre la mesure, il est recommandé d'utiliser une fenêtre temporelle (*time-gating*) pour filtrer les multiples réflexions entre les différentes interfaces. Lors du passage en mode temporel avec l'analyseur de réseau, seul le pic central est conservé. Dans ce cas-ci, une fenêtre de deux nanosecondes est appliquée et permet de prendre des mesures lisses. La figure 3.70 présente la permittivité relative calculée par le logiciel de l'analyseur de réseau ainsi que la tangente de pertes en fonction de la fréquence. Une variation maximale de 0.11 par rapport à la valeur nominale de 10 est prévue à 13.5 GHz, et une variation de 0.05 est attendue à 17.25 GHz. Ces variations sont mineures et il est conclu que le matériau diélectrique est de bonne qualité. Pour ce qui est des pertes, il est difficile de pouvoir se fier aux résultats calculés. En effet, de petites variations expérimentales se traduisent par une perturbation importante du résultat obtenu. La mesure de permittivité relative a été prise plusieurs fois et des résultats consistants ont été obtenus. Cela n'a pas été le cas pour la tangente de pertes. Considérant que le fabricant spécifie une tangente de pertes de moins de 0.002 pour ce matériau, le résultat obtenu expérimentalement n'est pas concluant.

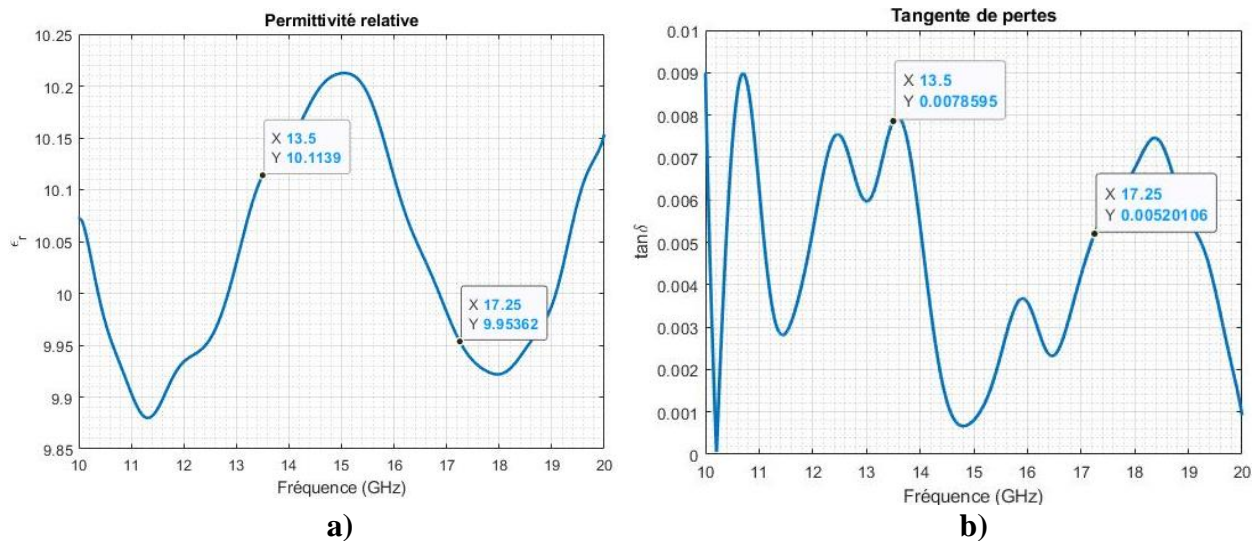


Figure 3.70 Résultats calculés à partir de la mesure des paramètres S en espace libre de l'échantillon diélectrique **a)** Permittivité relative, **b)** Tangente de pertes

Ce chapitre a présenté la méthodologie permettant la conception d'un réseau de DRA DBDP. D'abord, la résolution d'un système d'équations a permis l'opération double-bande à simple polarisation d'un DRA. Un premier sous-réseau à simple polarisation est fabriqué afin de valider la méthodologie. Par la suite, une deuxième polarisation a été ajoutée. Ayant obtenu de bons résultats de simulation, un premier prototype DBDP a été fabriqué. La complexité de la structure soulève des défis de fabrication. Des défauts sont constatés et causent des différences entre les mesures et les simulations. Par après, un sous-réseau 2x2 DBDP est simulé et analysé en détail. Les performances d'un grand réseau sont simulées à partir des EEP du sous-réseau 2x2. Finalement, la complexité de la structure multicouche nécessaire à la fabrication du sous-réseau 2x2 est évitée en proposant une structure 3x2 tirant avantage du balun pour le circuit d'alimentation.

CHAPITRE 4 FABRICATION DU BALUN

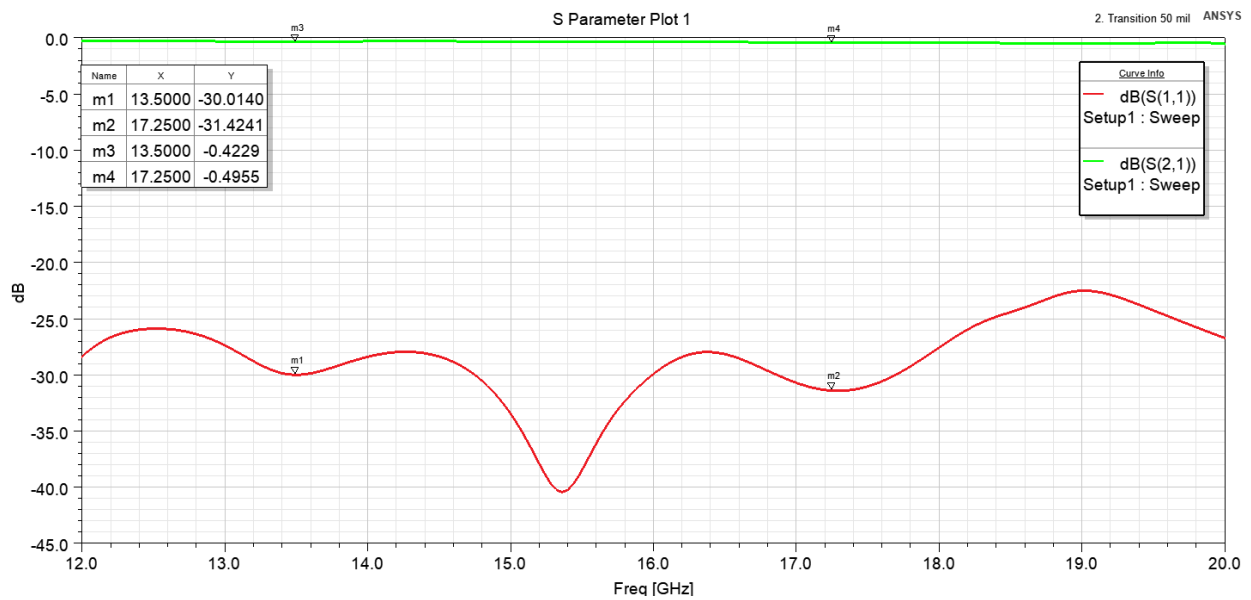
Dans ce chapitre, le processus itératif de la fabrication du balun nécessaire au fonctionnement du sous-réseau est abordé. Différentes difficultés techniques sont soulevées et des solutions sont proposées et testées.

4.1 Fabrication du balun en technologie SICL

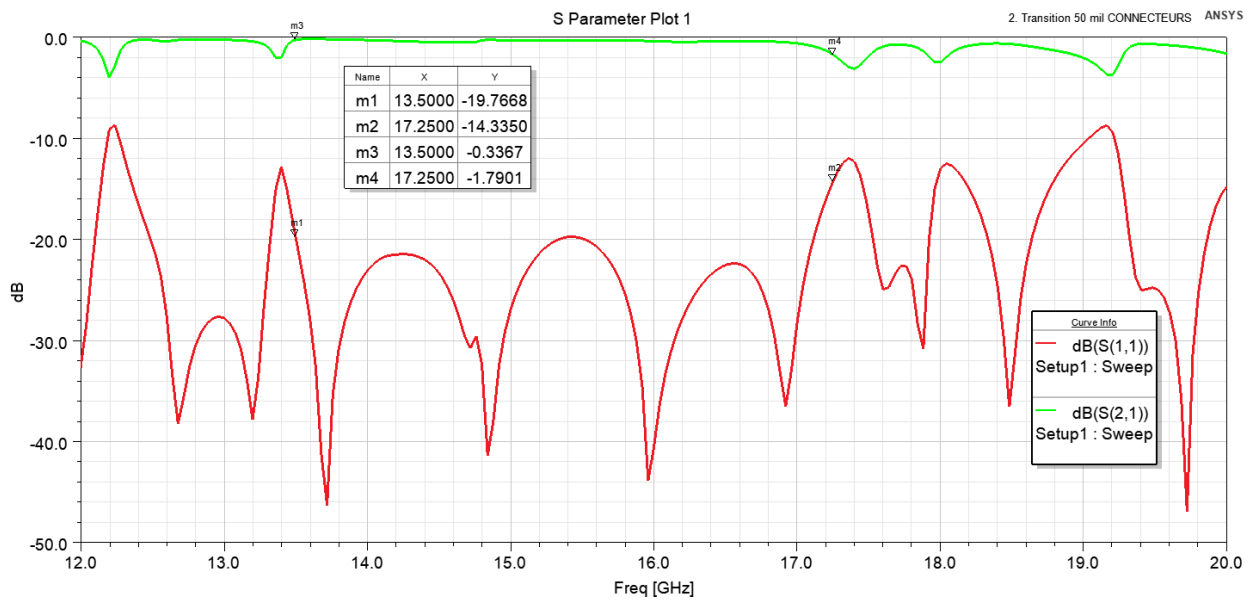
L'importance du balun dans ce projet a été démontrée dans les sous-sections précédentes. Pour assurer le fonctionnement du système RSO, l'alimentation différentielle est nécessaire. Afin de caractériser le balun et de s'assurer de son bon fonctionnement, il est pertinent de le fabriquer et de l'analyser avant de faire fabriquer le sous-réseau 3x2 complet. En effet, si le sous-réseau 3x2 était défectueux, il serait difficile d'investiguer la cause.

Le but de cette sous-section est de montrer que la technologie du balun proposée fonctionne. Les efforts sont mis sur la réponse en phase du balun. Jusqu'à présent, le balun a été conçu avec quatre substrats RO3006, 10 mil d'épaisseur, correspondant à l'épaisseur requise pour alimenter les DRA. Dans le but de simplifier la fabrication, un balun fait de deux couches de RO3006 25 mil (0.635 mm) d'épaisseur est conçu. Puisque la méthodologie pour concevoir ce balun a été couverte en détail dans la sous-section 3.4, seule une brève description des étapes est rapportée dans cette sous-section. D'abord, la transition de la ligne microruban vers une SICL est réoptimisée en utilisant deux couches de RO3006 25 mil (0.635 mm). Le circuit est le même que celui présenté à la figure 3.23, seulement les dimensions ne sont pas les mêmes. Les performances de la transition réoptimisée sont montrées à la figure 4.1. En a), les performances du modèle sur plan de masse infini et sans connecteur sont montrées. En b), le même circuit est simulé en tenant compte des effets du plan de masse fini et des connecteurs. La transition en b) est loin d'être idéale. Des pertes d'insertion de 1.8 dB sont à prévoir à 17.25 GHz. Cette transition a été construite et les paramètres

S ont été mesurés à la suite d'une calibration électronique de l'analyseur de réseau. Le circuit fabriqué et les paramètres S mesurés sont montrés à la figure 4.2.

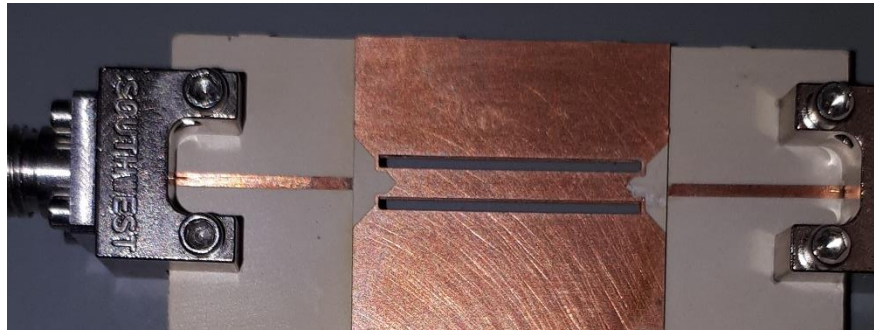


a)

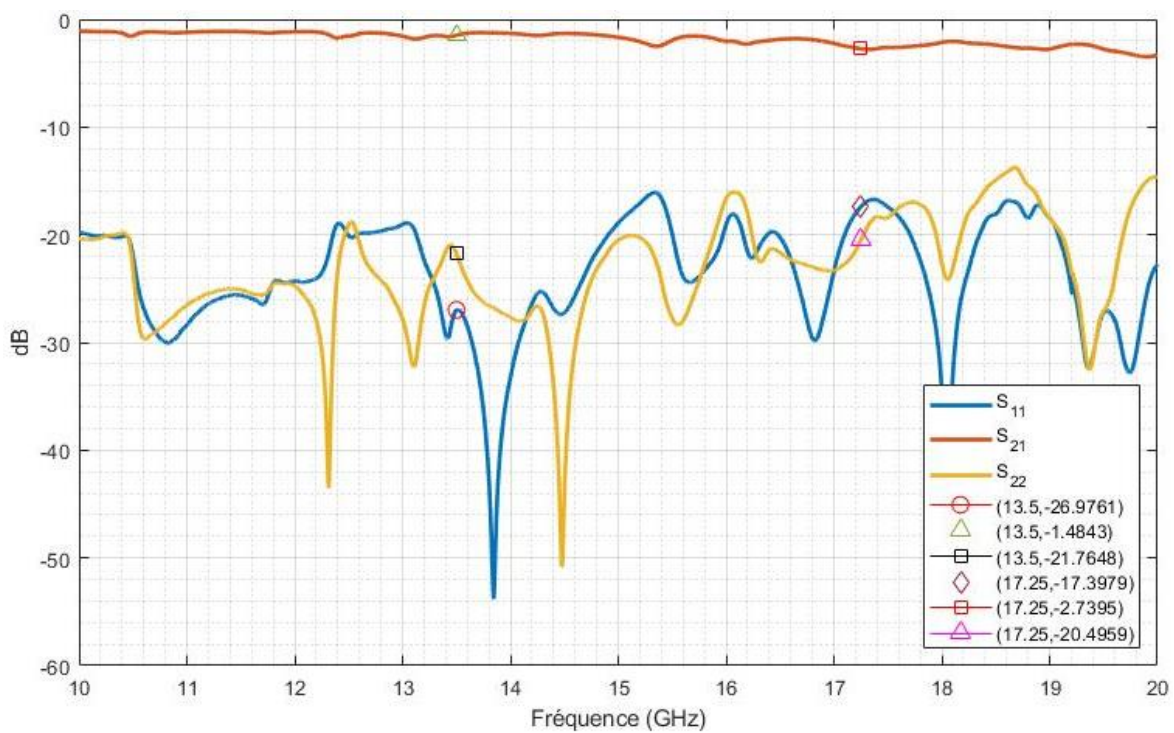


b)

Figure 4.1 Simulation des paramètres S de la transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil **a)** sur plan de masse infini sans l'effet des connecteurs, **b)** sur plan de masse fini avec l'effet des connecteurs



a)



b)

Figure 4.2 Transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil a) Photo du circuit, b) Paramètres S mesurés

Bien que les pertes de retour mesurées de la transition soient meilleures que celles prévues en simulation, les pertes d'insertion mesurées sont pires. Des niveaux de 1.48 dB à 13.5 GHz et 2.74 dB à 17.25 GHz ont été mesurés, alors que la simulation prédit 0.34 dB et 1.8 dB respectivement. Comme cela a été vu à la sous-section 3.2.3, le procédé de fabrication des SICL est difficile et n'est

pas au point. Tout comme pour l'antenne à simple élément DBDP, les paramètres S mesurés et simulés ne concordent pas. Cela est sans doute causé par les défauts de fabrication. À l'instar des SICL sur l'antenne de la sous-section 3.2.3, il y a certains endroits sur les murs verticaux qui ne sont pas plaqués de cuivre. Des défauts sont aussi constatés sur la ligne microruban à la jonction entre les deux couches de substrat et sur la couche de cuivre sur la face du dessus, comme cela est présenté à la figure 4.3.

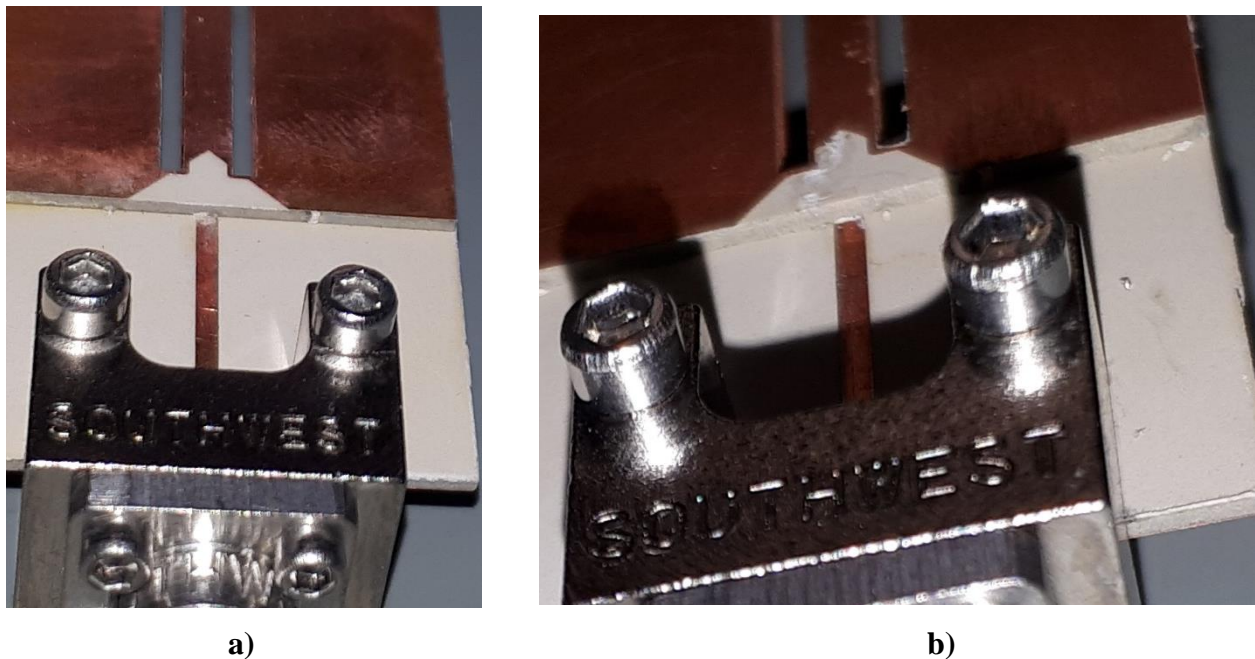
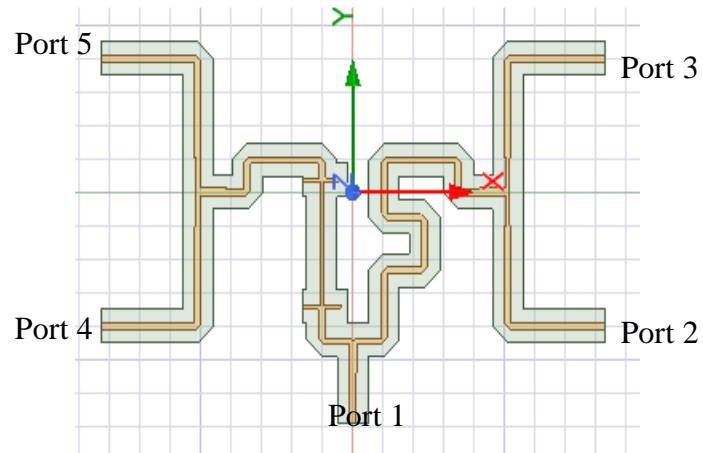


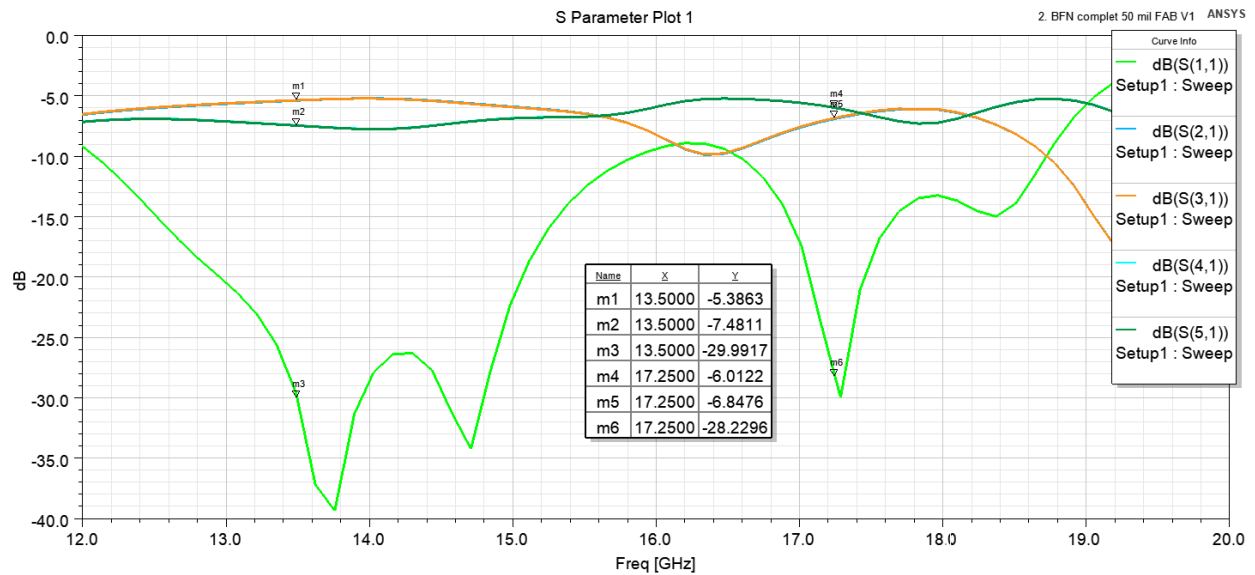
Figure 4.3 Vue rapprochée des défauts de la transition d'une ligne microruban vers une SICL sur substrats RO3006 25 mil **a)** à la jonction entre les couches de substrat, montrant la dégradation de la ligne microruban, **b)** sur la face supérieure du circuit

Ensuite, la jonction en T et le circuit de déphasage sont optimisés séparément. Finalement, la jonction en T et le circuit de déphasage sont connectés, tel que présenté à la figure 4.4, montrant aussi le coefficient de réflexion obtenu. La réponse en amplitude n'est pas idéale, considérant des pertes d'insertion de 5.4 dB et 7.5 dB dans les pires cas. Cela dit, l'accent est mis sur la réponse en phase du circuit, non la réponse en amplitude. Beaucoup de temps et de ressources ont été investis pour obtenir les performances du balun d'épaisseur 40 mil, tel que montré à la figure 3.62 avec les performances obtenues à la figure 3.55. À cette étape-ci, les performances du balun n'ont pas

besoin d'être parfaites, puisqu'il n'alimente pas un réseau d'antennes. Malgré les écarts en amplitude, la réponse en phase du circuit, montrée à la figure 4.4 c), est satisfaisante.



a)



b)

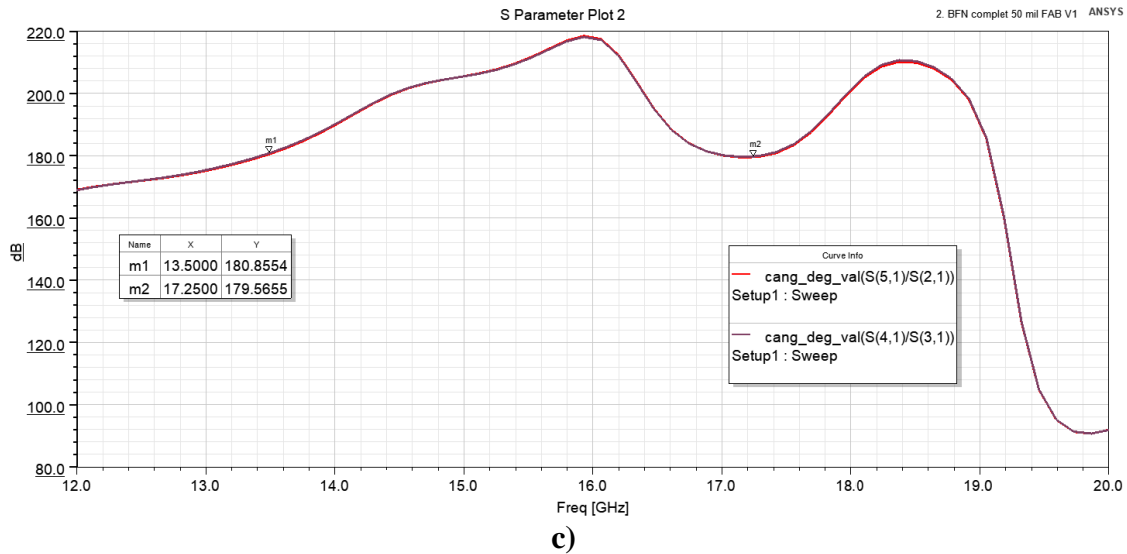
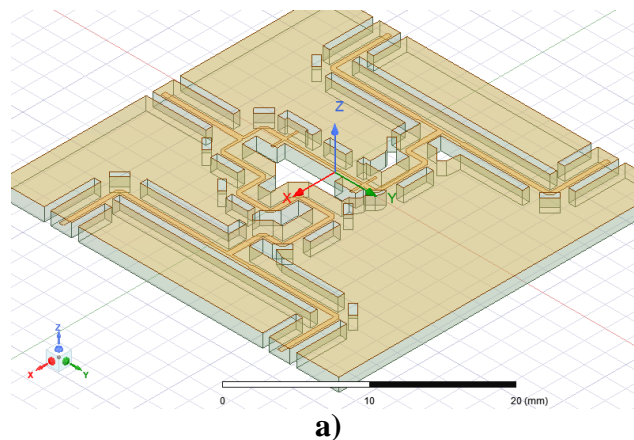


Figure 4.4 Simulation de la première version du balun 1x4 réalisé dans HFSS avec deux substrats RO3006, 25 mil a) Vue de haut, b) Paramètres S, c) Différence de phase

La deuxième étape consiste à rendre le circuit présenté précédemment fabricable. Dans le modèle montré à la figure 4.4, la distance entre les ports est de 16 mm, correspondant à la distance entre les éléments du réseau. Cependant, il est impossible de conserver cet espacement à cause de la taille des connecteurs. L'espacement a été augmenté à 21 mm. De plus, il faut créer le circuit à partir d'une feuille de substrat et réaliser les SICL en introduisant des trous métallisés, comme cela est montré à la figure 4.5 a). Seule l'augmentation de l'espacement de 16 mm à 21 mm a perturbé les performances du circuit. La phase cependant reste excellente. Les paramètres S en amplitude et en phase sont présentés à la figure 4.5 b) et c). La nomenclature des ports est la même qu'à la figure 4.4.



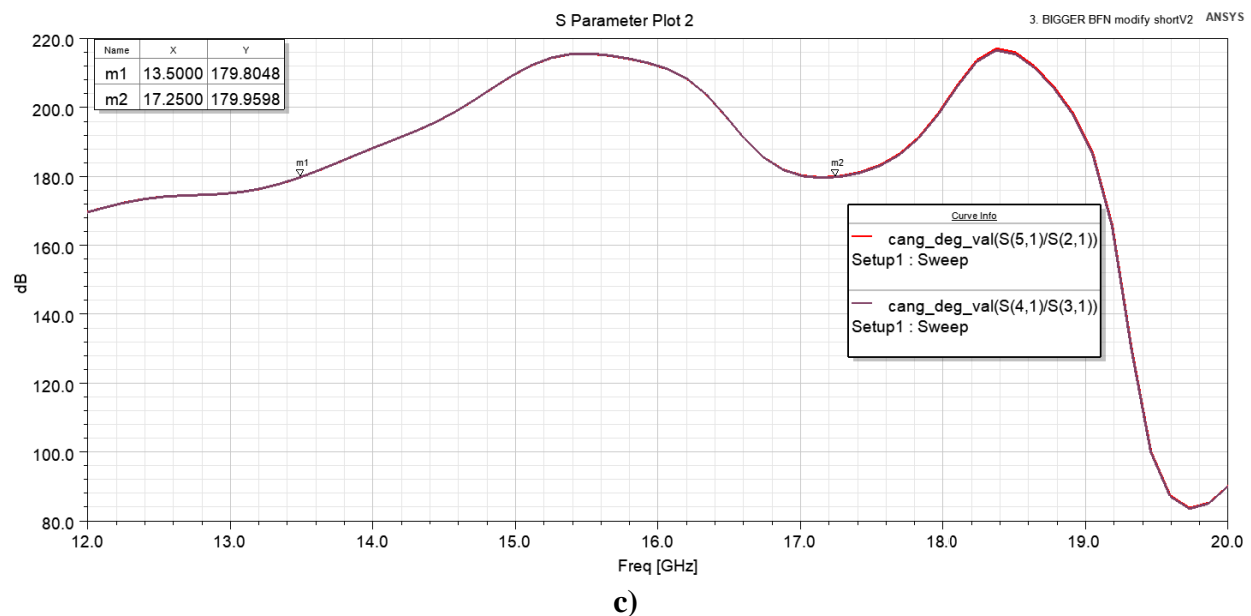
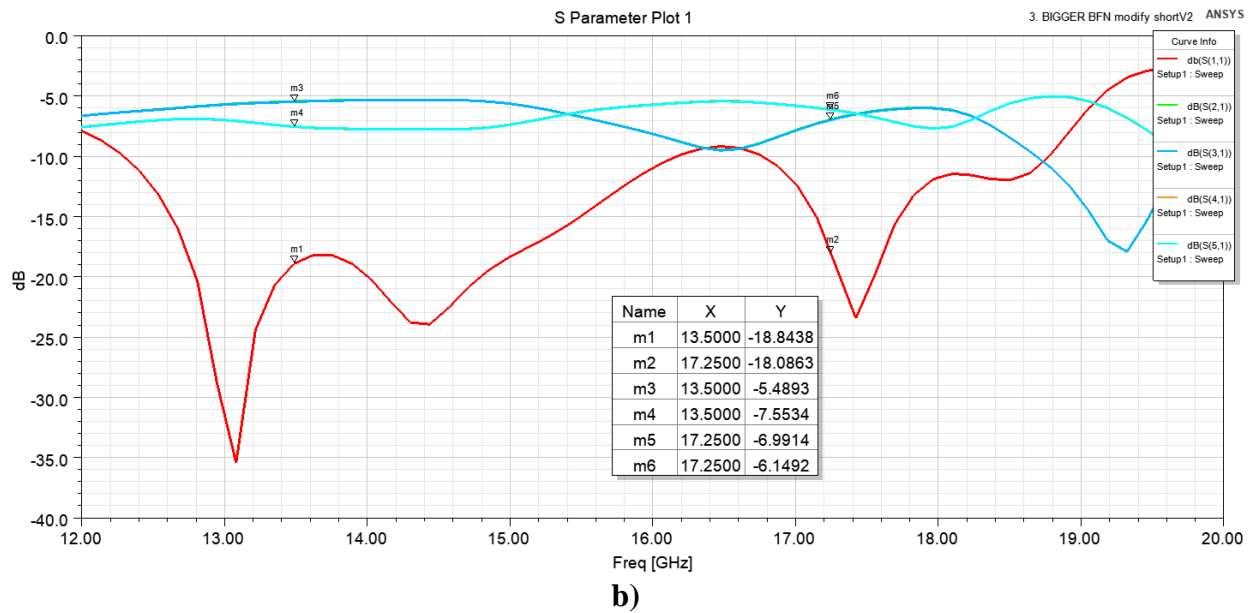


Figure 4.5 Simulation de la deuxième version du balun 1x4 réalisé dans HFSS avec deux substrats RO3006, 25 mil, **a)** Vue de haut, **b)** Paramètres S, **c)** Différence de phase

Les transitions ont été ajoutées à ce circuit et il a été fabriqué et testé. La figure 4.6 montre le balun lors d'une mesure à deux ports à l'aide de l'analyseur de réseau. À noter que les ports passifs sont terminés avec des charges de 50Ω . Malheureusement, le circuit ne fonctionne pas. Lors de l'investigation, une simple mesure de continuité au multimètre a suffi pour trouver le problème.

Les courts-circuits du balun ne fonctionnent pas. Comme cela a été introduit à la sous-section 3.4, les extrémités des lignes $\lambda_g/8$ touchent aux parois métallisées de la SICL, ce qui constitue en théorie un court-circuit. Cependant, en pratique, cette construction est risquée et le contact électrique ne peut pas être assuré. Lors de la fabrication, les couches de substrat sont coupées, collées et les fentes du substrat sont métallisées par électroplacage. Lors du processus, des résidus peuvent recouvrir le bout des lignes $\lambda_g/8$, empêchant les particules de cuivre de réaliser le court-circuit par électroplacage. Pour remédier au problème, le personnel technique a conseillé de faire dépasser le bout des lignes $\lambda_g/8$ afin d'assurer le contact électrique. Il suffit de laisser dépasser le substrat inférieur d'une dizaine de millièmes de pouce, créant une surface laissant la ligne à découvert. Cela assure qu'il y aura continuité lors de l'électroplacage. Cette idée est illustrée à la figure 4.7, présentant une vue rapprochée du bout de la ligne dépassant du mur.

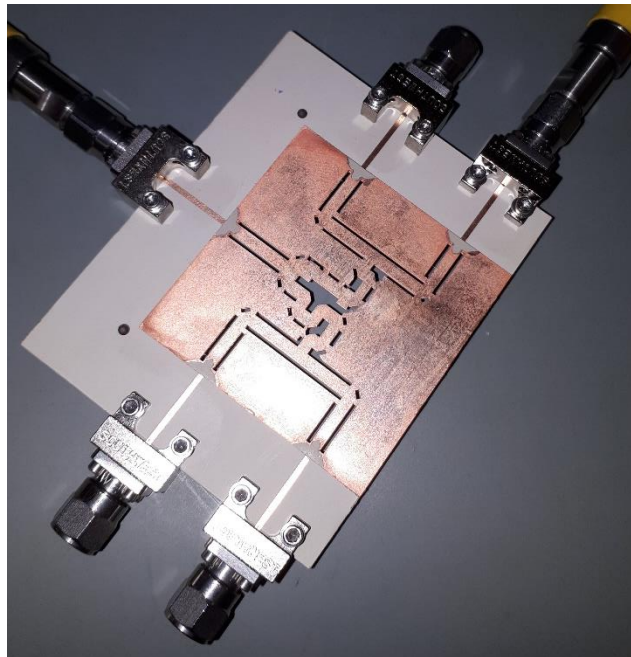


Figure 4.6 Photo du premier balun fabriqué lors d'une mesure avec l'analyseur de réseau

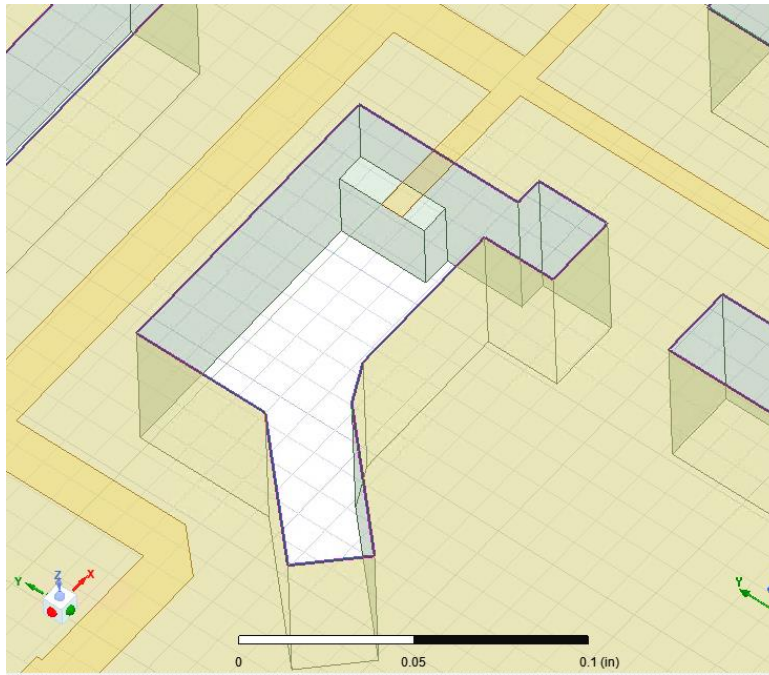
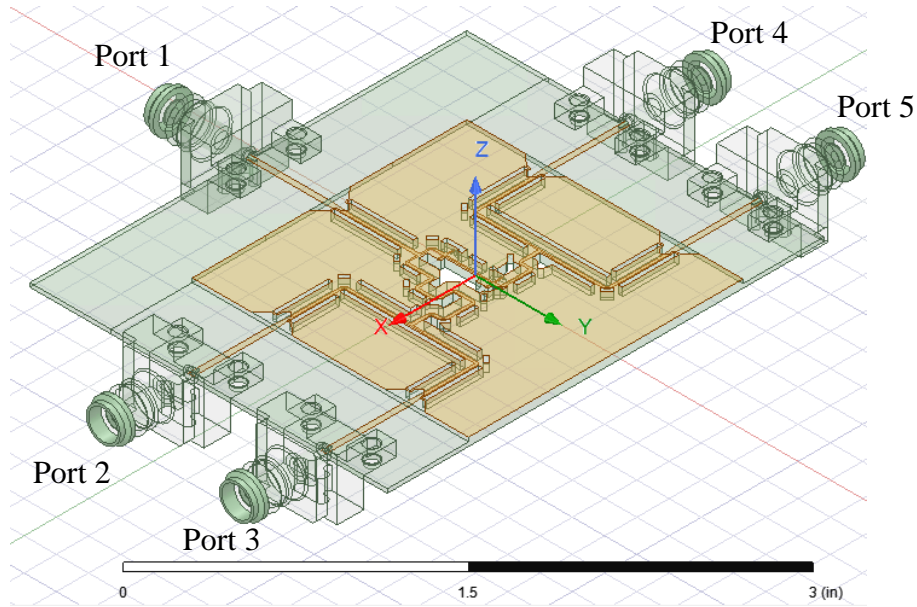
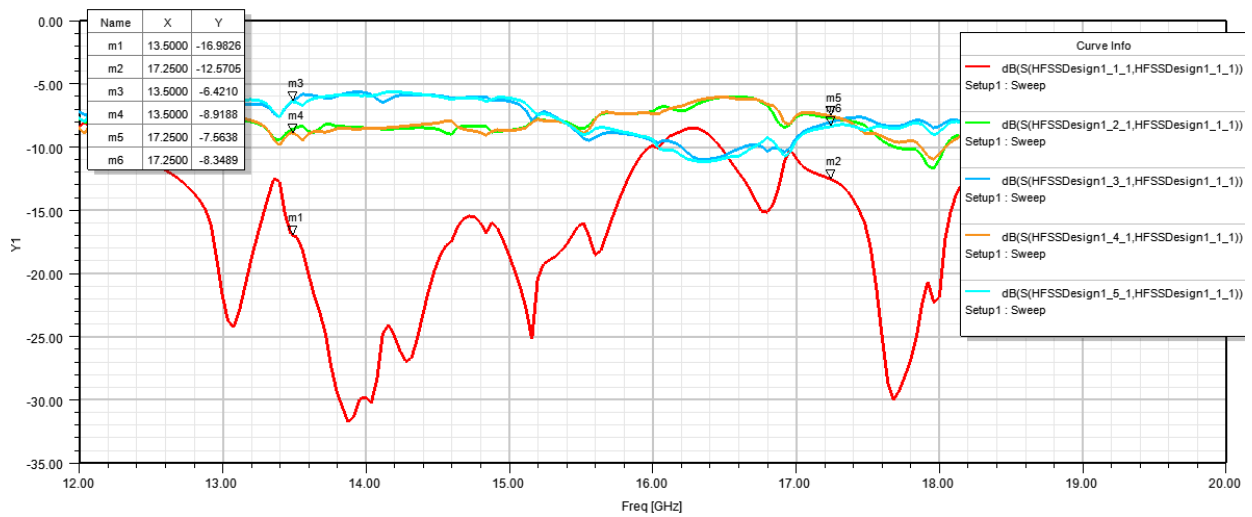


Figure 4.7 Aperçu du rebord permettant le dépassement des lignes dans le but de les court-circuiter par électroplacage de cuivre

Avant de fabriquer ce nouveau circuit, le modèle a été simulé en tenant compte du rebord ajouté. De plus, les connecteurs de *Southwest Microwave* ont été introduits dans le modèle. La simulation tient donc compte des effets du plan de masse fini, des connecteurs et de la nouvelle manière de réaliser les courts-circuits. Un aperçu du modèle réalisé dans HFSS est montré à la figure 4.8 a) et les performances sont montrées en b) et c).



a)



b)

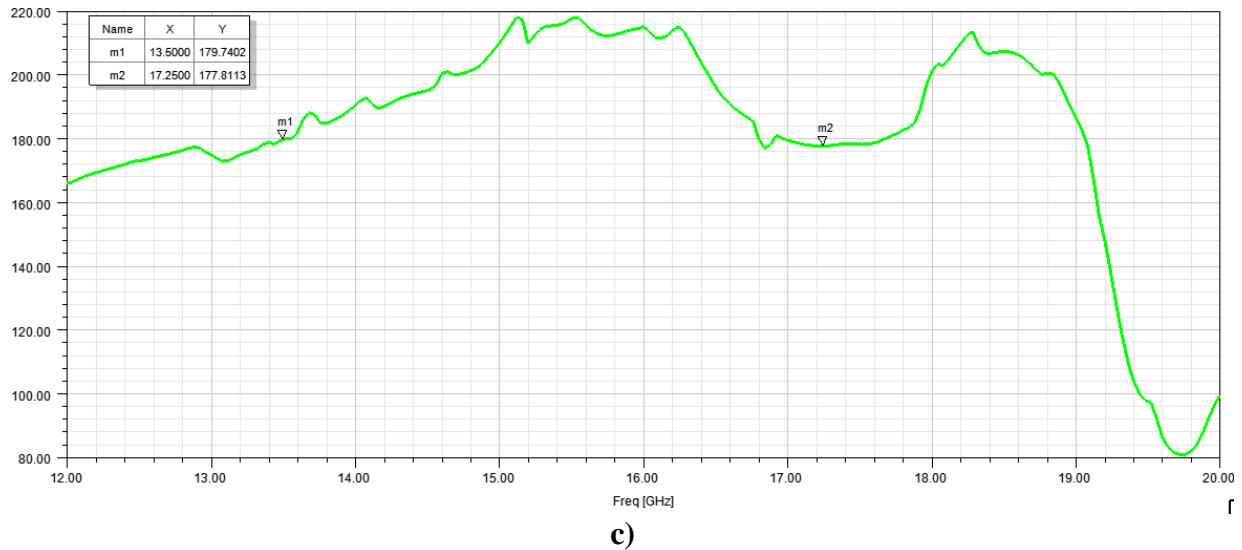
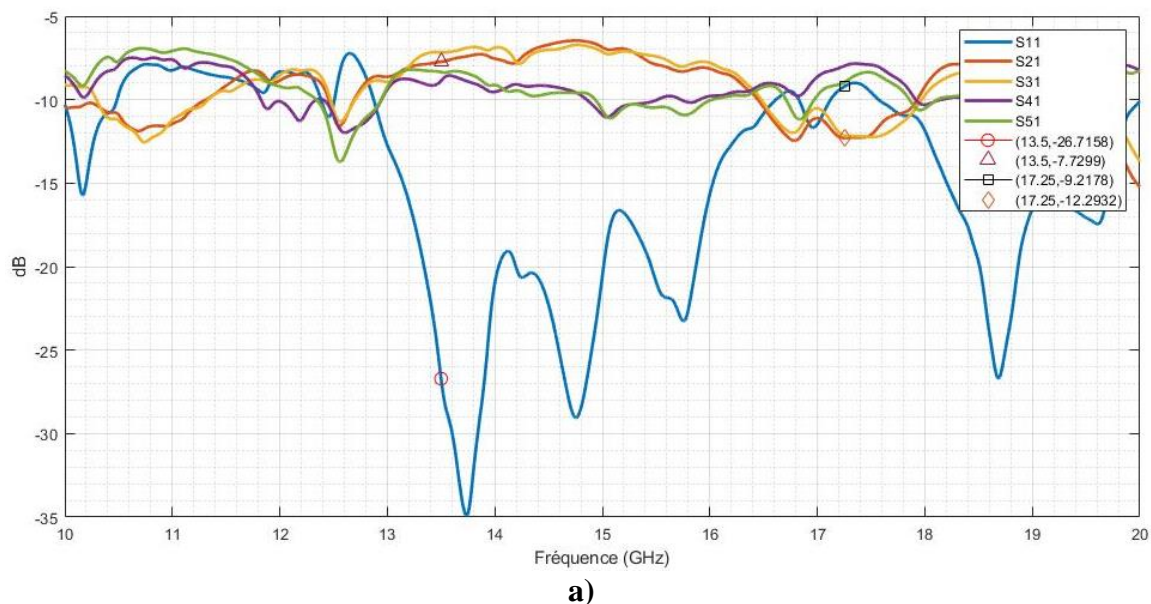
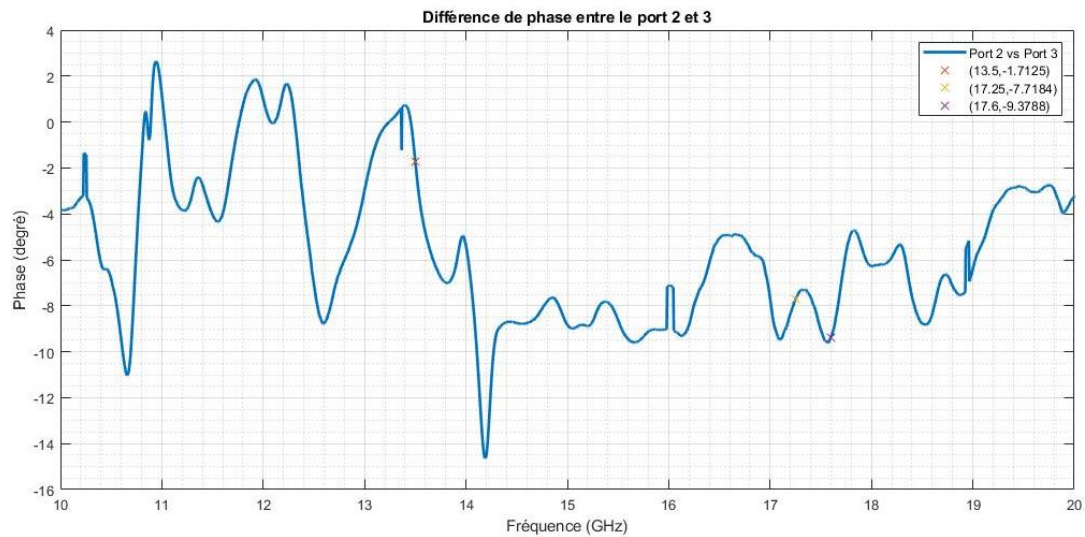


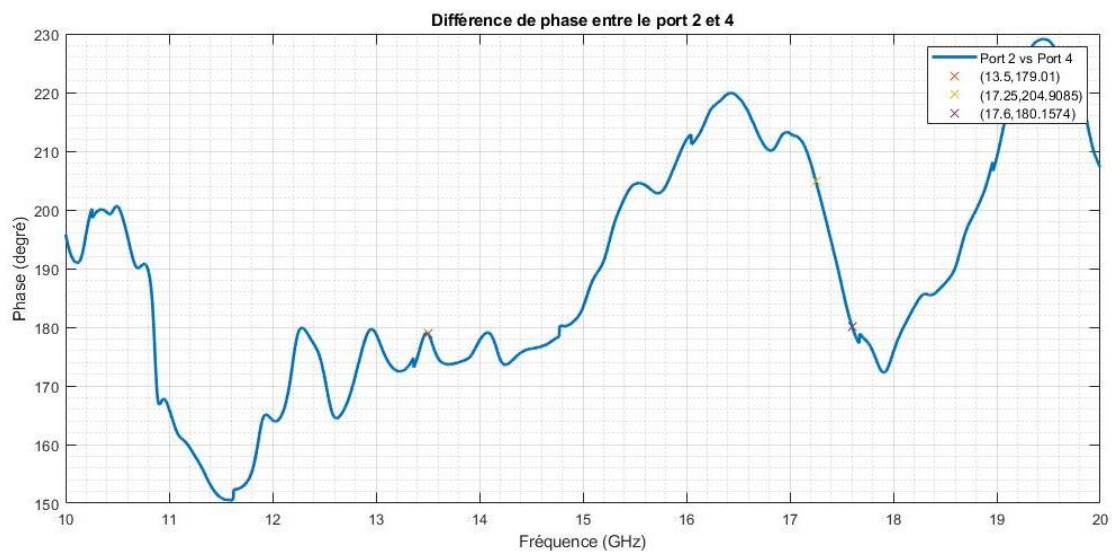
Figure 4.8 Simulation du balun tenant compte du rebord pour le court-circuit et des connecteurs de *Southwest Microwave* **a)** Aperçu du modèle dans HFSS, **b)** Paramètres S, **c)** Différence de phase entre les ports 2 et 4

Bien que la réponse en amplitude du balun soit bien détériorée par rapport à celle montrée à la figure 4.5, le fonctionnement du balun est conservé puisque la différence de phase est toujours satisfaisante. C'est ce qui motive la fabrication d'un deuxième balun avec la nouvelle méthode pour court-circuiter. Les mesures prises avec l'analyseur de réseau sont montrées à la figure 4.9.





b)



c)

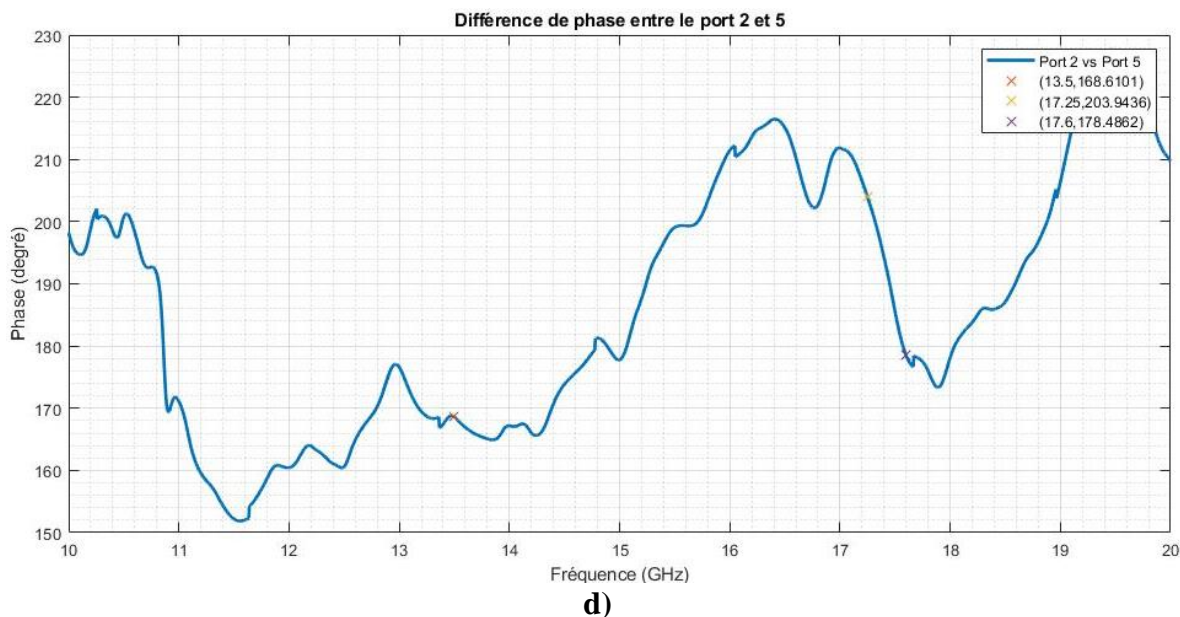


Figure 4.9 Mesures du balun avec les nouveaux courts-circuits **a)** Paramètres S, **b)** Différence de phase entre les ports 2 et 3, **c)** Différence de phase entre les ports 2 et 4, **d)** Différence de phase entre les ports 2 et 5

L'identification des ports est la même que celle présentée à la figure 4.4 a). À la lecture des graphiques de la figure 4.9, le balun semble bien fonctionner à 13.5 GHz, mais il y a définitivement une erreur causant de mauvais résultats à 17.25 GHz. En comparant les courbes de la simulation à la figure 4.8 b) et la mesure à la figure 4.9 a), il est possible de conclure que les réponses sont assez semblables, admettant un décalage en fréquence. Les problèmes se situent au niveau des résultats mesurés autour de 17.25 GHz. Le fait que les mesures de pertes d'insertion soient plus basses que les pertes de retour autour de 17.25 GHz est problématique. Cela n'était pas prévu en simulation. D'ailleurs, il fallait s'attendre à d'excellentes pertes de retour autour de 17.6 GHz, comme cela est montré en simulation. Cependant, cette résonance est mesurée autour de 18.6 GHz, constituant un grand décalage de fréquence. Cette erreur se répercute sur les réponses en phase. Pour les graphiques de la figure 4.9 c) et d), un saut de phase peut être constaté autour de 17 GHz. Les réponses en phase sont généralement meilleures à 17.6 GHz qu'à la fréquence désirée de 17.25 GHz. Cependant, il est clair en a) que le balun ne fonctionne pas pour les fréquences entre à 16.5 et 18 GHz.

Clairement, le procédé de fabrication du balun n'est pas au point, car les simulations ne sont pas en accord avec les mesures. Pour expliquer cet écart, il est supposé que des erreurs sur la largeur des plus petites lignes du balun soient commises, c'est-à-dire les lignes $\lambda_g/8$ et $\lambda_g/2$. Se référer à la figure 3.52 au besoin. Il n'est pas possible de mesurer les largeurs de ligne du circuit fabriqué, car les couches sont collées. Cependant, une étude paramétrique est effectuée en faisant varier de ± 0.0508 mm les largeurs des lignes avec des sauts de 0.0254 mm. La valeur nominale des lignes $\lambda_g/8$ et $\lambda_g/2$ est pratiquement la même, soit près de 0.2 mm. Il y a une marge de près de 0.05 mm avec la plus petite largeur pouvant être fabriquée. Cependant, plus la largeur des lignes est près de la limite de fabrication, moins le circuit sera tolérant et plus l'impact de l'incertitude des dimensions sur le comportement du circuit sera important. Par exemple, une erreur de 0.2 mm sur une longueur de 5 mm représente une variation de 4%. En revanche, une erreur de 0.2 mm sur une largeur de ligne de 0.5 mm représente une erreur de 40%. L'impact de l'erreur de fabrication est bien plus critique sur les petites dimensions du circuit. Dans le cas du balun, les largeurs de ligne déterminent l'impédance des lignes d'alimentation. Cette valeur d'impédance est très importante pour le fonctionnement du balun. La figure 4.10 montre l'effet de la variation des largeurs de ligne sur la réponse en phase et en amplitude du balun. Les valeurs nominales des largeurs sont respectivement de 0.2 mm et 0.19 mm. Des sauts de 0.0254 mm ont été effectués autour de la valeur nominale. Les différentes valeurs sont $w_{z2}=[0.1392;0.1646;0.19;0.2154;0.2408]$ mm et $w_{z3}=[0.1492;0.1746;0.2;0.2254;0.2508]$ mm. Chaque variation a été évaluée aux fréquences d'intérêt, les graphiques sont tous composés de 25 points. La variation des largeurs de ligne entraîne des erreurs de phase de plus de 2° à 13.5 GHz et 6° à 17.25 GHz. Ces erreurs sont considérables, particulièrement à 17.25 GHz, mais elles restent acceptables pour le fonctionnement du balun. Cependant, les impacts des variations des largeurs de ligne sont grands sur le paramètre S_{11} . Des erreurs de ± 8 dB sont constatées à 17.25 GHz, ce qui constitue une plage de 16 dB. Le fait que des variations de seulement 0.0254 mm entraînent des erreurs de 16 dB sur les pertes de retour signifie que les performances du balun en amplitude sont très sensibles aux erreurs de fabrication. C'est d'ailleurs ce qui pourrait expliquer l'écart entre la simulation et les résultats mesurés du balun présentés à la figure 4.9 a).

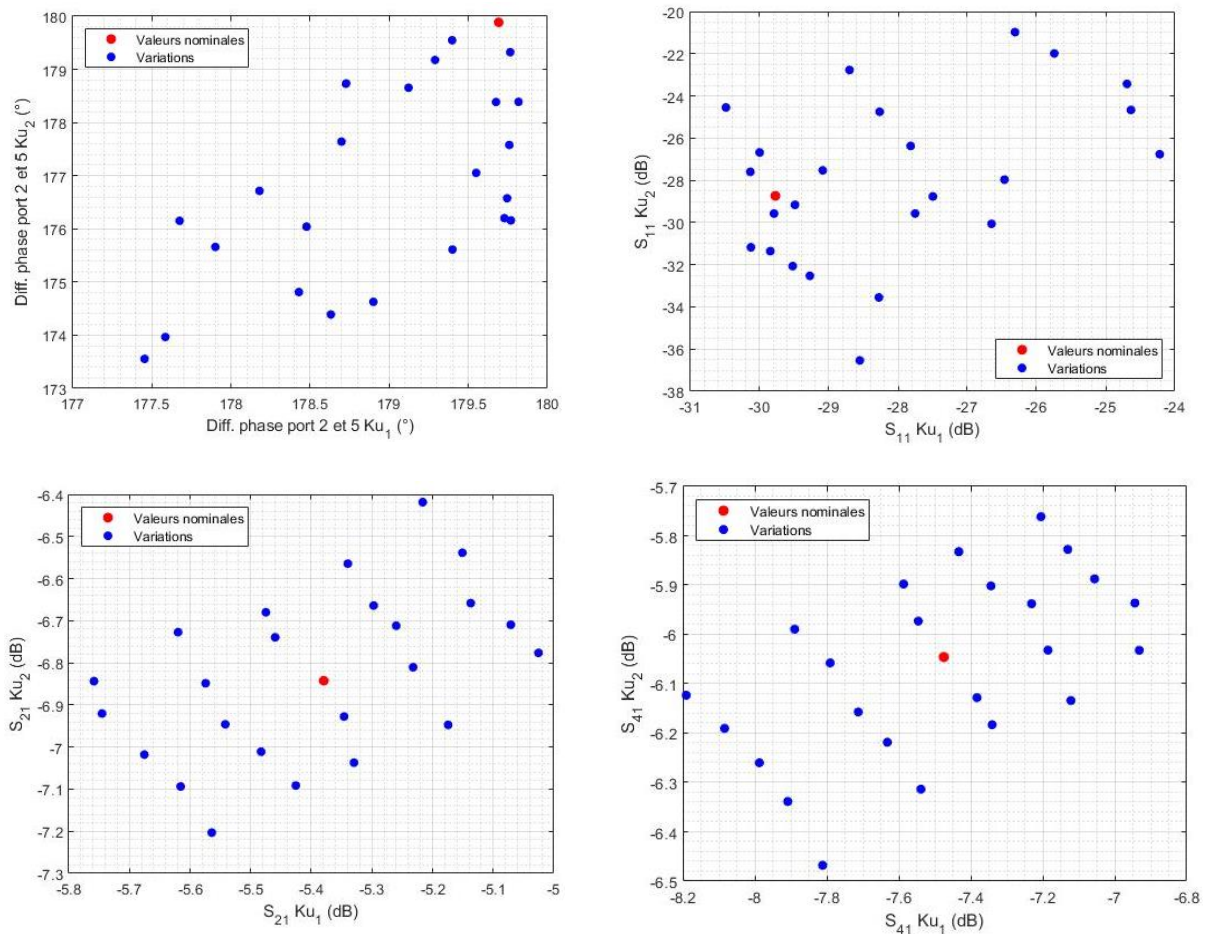


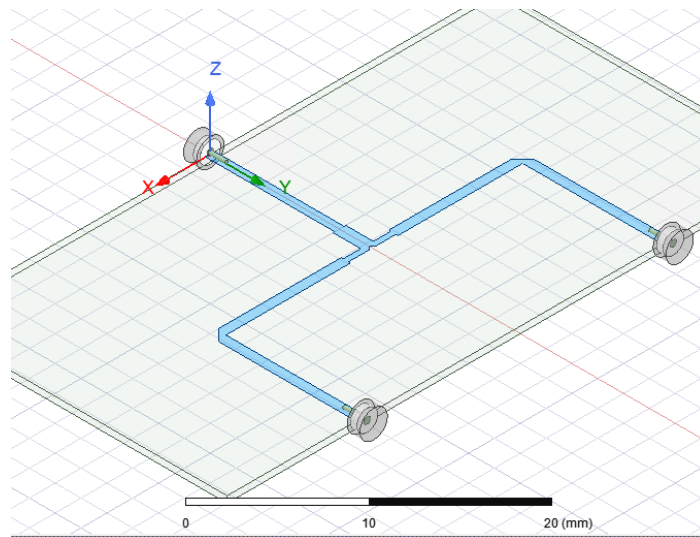
Figure 4.10 Étude de l'effet de la variation des largeurs des lignes $\lambda_g/8$ et $\lambda_g/2$ du balun sur les paramètres S du circuit

Puisqu'il a été montré que le balun est peu tolérant aux erreurs de fabrication, il est proposé de construire à nouveau le balun. Cette fois-ci, des lignes d'alimentation plus larges sont utilisées pour réduire l'impact des erreurs de fabrication. Pour y arriver, la technologie de lignes microruban est utilisée. Cela est abordé dans la prochaine section.

4.2 Fabrication du balun en technologie microruban

Dans la section précédente, la fabrication du balun en technologie SICL a été abordée. Il s'avère que le procédé de fabrication de ces lignes d'alimentation n'est pas au point. De plus, les performances du balun sont sensibles aux erreurs de fabrication. Dans le but de montrer que ce balun peut être un bon choix si les méthodes de fabrication sont maîtrisées, il est fabriqué de nouveau en technologie microruban.

En utilisant une couche de substrat RO3006 d'épaisseur de 20 mil, la conception du balun est recommencée. Tout comme dans la section précédente, l'emphase est mise sur la réponse en phase du balun. Puisque le design a dû être recommencé pour la énième fois, moins de temps a été attribué à l'optimisation des performances. D'abord, la jonction en T est conçue de nouveau en technologie microruban. La figure 4.11 présente le modèle réalisé dans HFSS, tenant compte des effets du plan de masse fini et des connecteurs utilisés, ainsi que les simulations des paramètres S.



a)

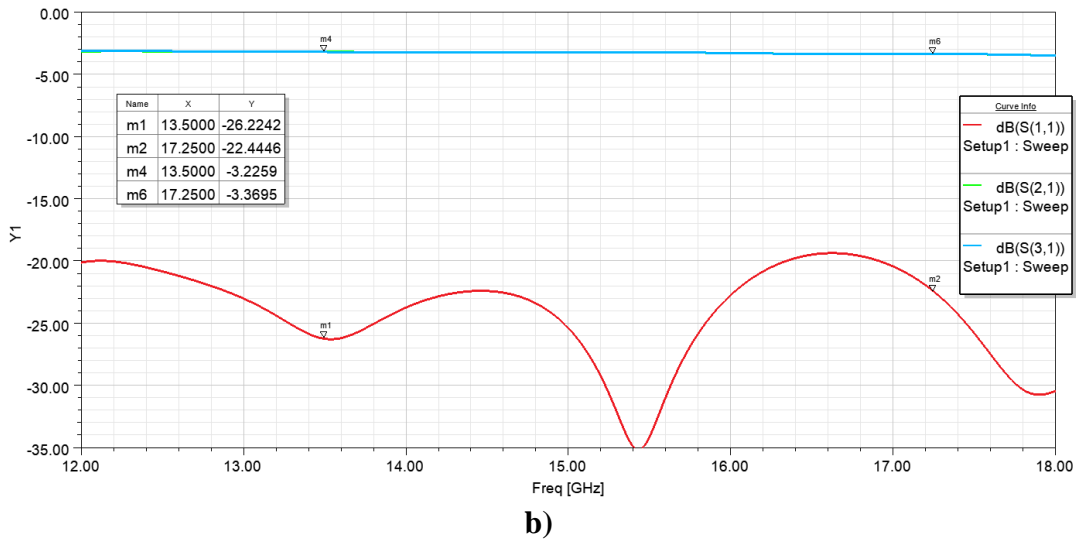
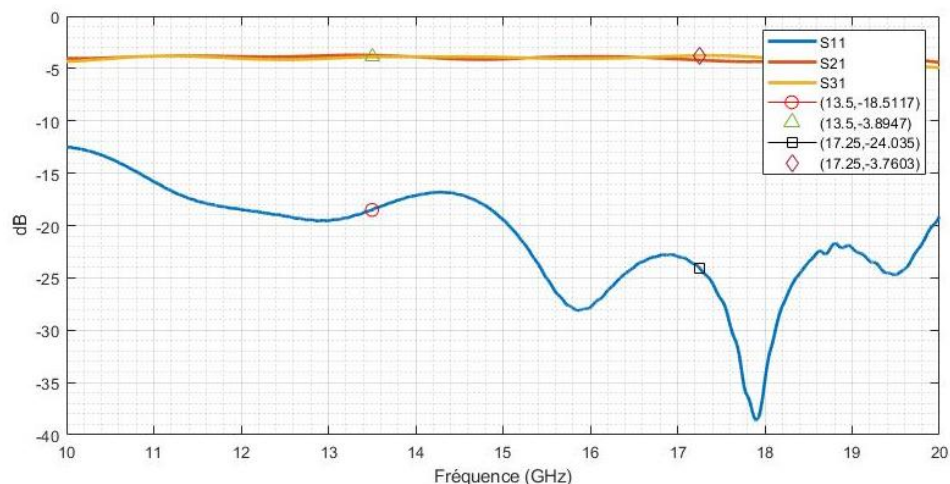


Figure 4.11 Jonction en T en technologie microruban a) Modèle réalisé dans HFSS b) Simulation des paramètres S

Cette jonction en T a été fabriquée et testée pour valider son fonctionnement. La figure 4.12 montre la jonction fabriquée et ses paramètres S mesurés. Les performances sont semblables à celles simulées. De meilleurs résultats étaient attendus à 13.5 GHz, fréquence pour laquelle des pertes de retour de 18.5 dB ont été mesurées. Somme toute, la jonction fonctionne et est intégrée dans le balun. Si ce dernier fonctionne mal, cela ne peut pas être attribuable à la jonction en T.



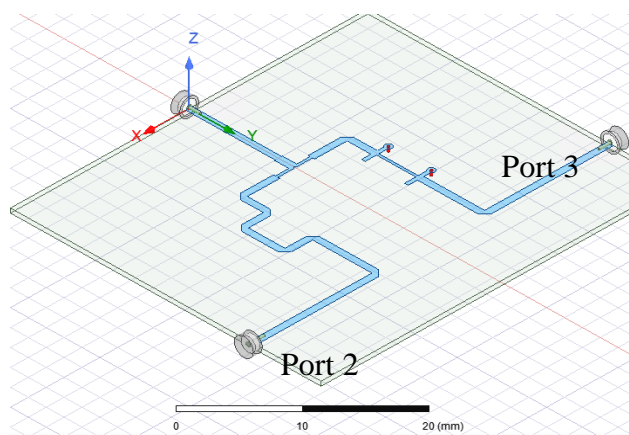
a)



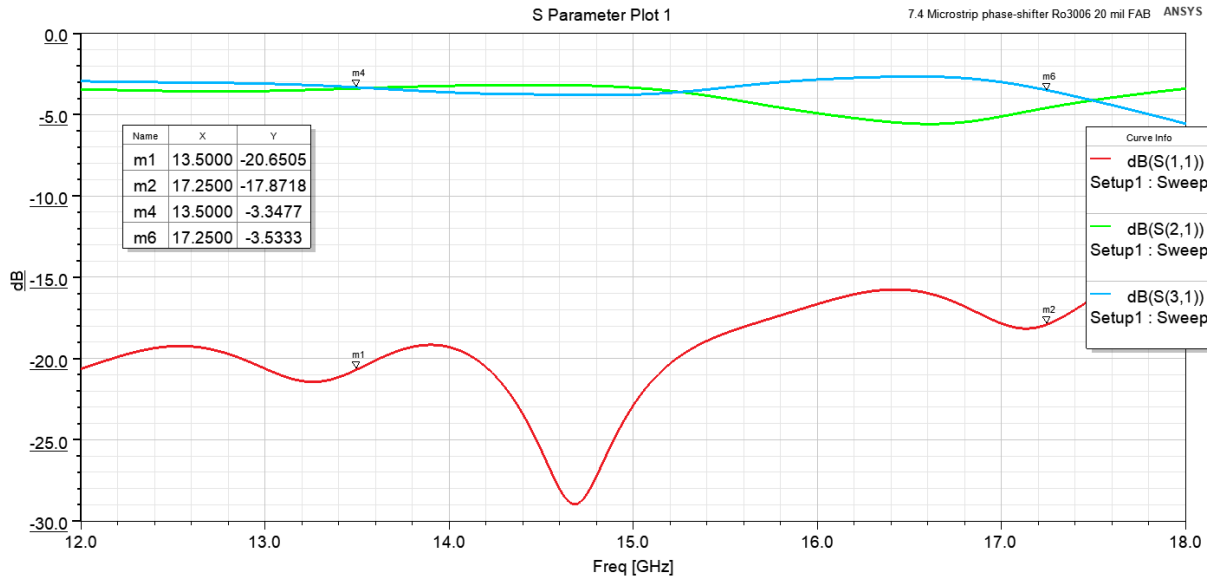
b)

Figure 4.12 Fabrication de la jonction en T en technologie microruban a) Photo du circuit, b) Mesure des paramètres S

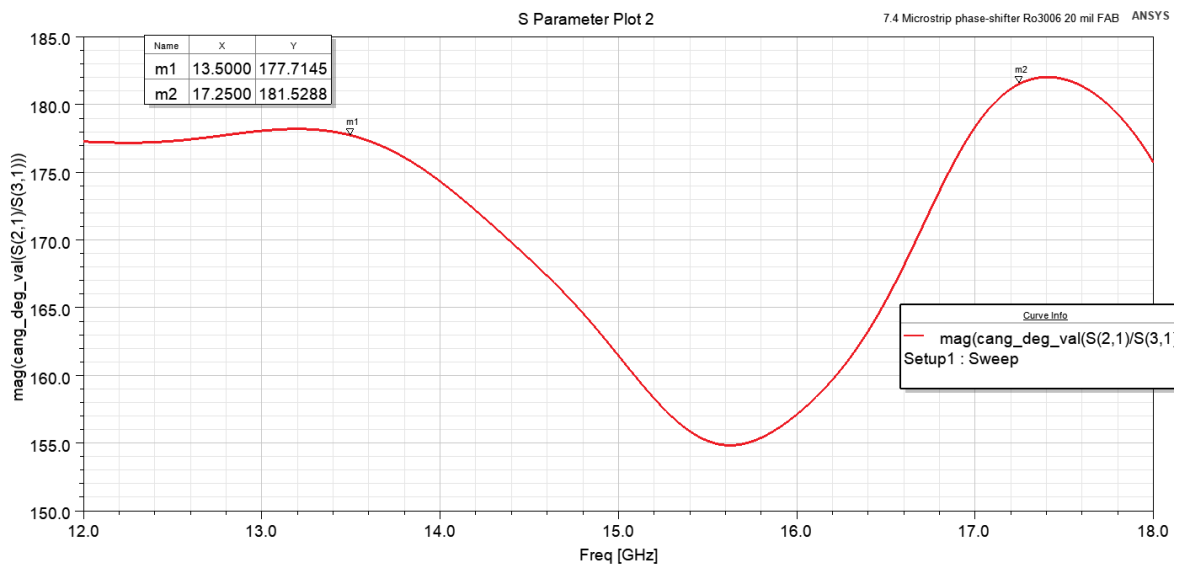
Puisque la jonction en T fonctionne bien, il est possible de concevoir le balun en ayant confiance que la division de puissance est adéquate. Pour accélérer la conception, un simple balun à trois ports est fabriqué. Puisqu'il a été montré précédemment que la jonction en T est fonctionnelle, il n'est pas nécessaire de diviser l'énergie vers quatre ports de sortie. Le modèle simulé dans HFSS tient compte des effets du plan de masse, des connecteurs et des règles de fabrication relatives aux vias. La figure 4.13 montre le modèle HFSS et les performances simulées.



a)



b)

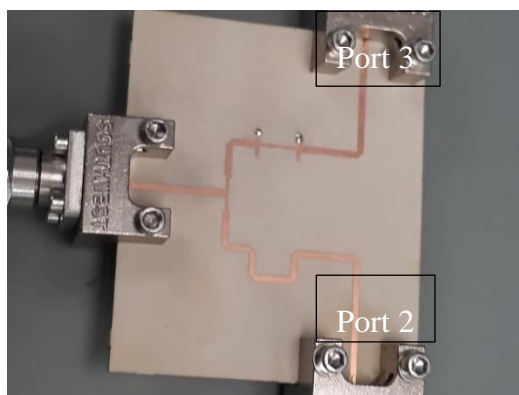


c)

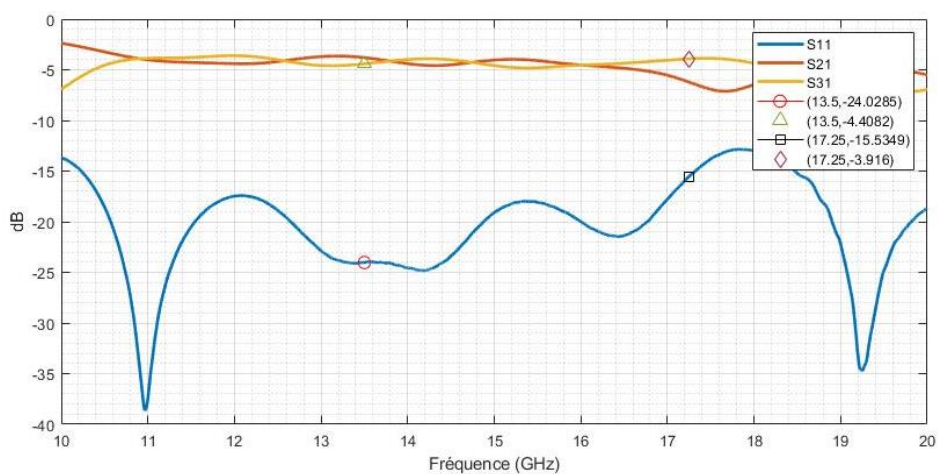
Figure 4.13 Simulation du balun 3 ports en technologie microruban a) Modèle HFSS, b) Simulation des paramètres S

Ce balun a été fabriqué et les paramètres S ont été mesurés. La figure 4.14 présente les résultats mesurés. Les pertes de retour simulées sont de 21 dB à 13.5 GHz et 18 dB à 17.25 GHz. En pratique, les pertes de retour mesurées sont de 24 dB à 13.5 GHz et 16 dB à 17.25 GHz, ce qui est acceptable.

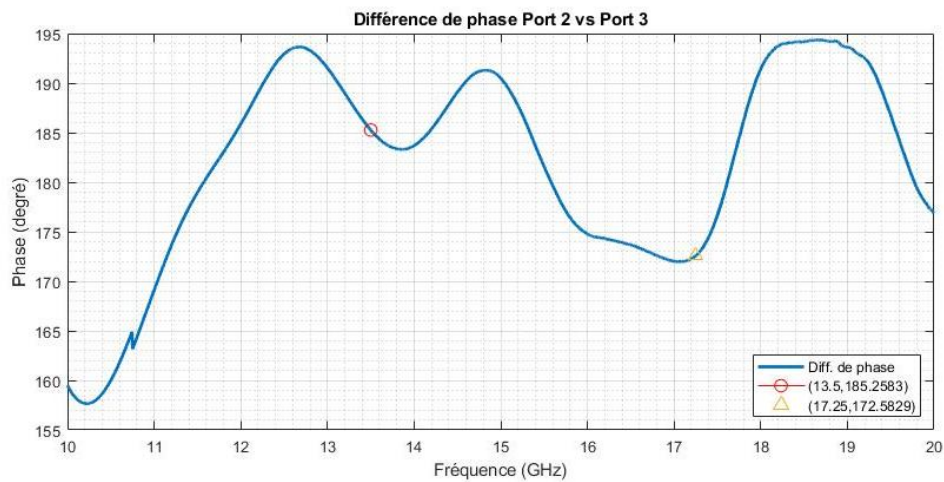
Cependant, la différence de phase mesurée n'est pas idéale. La valeur désirée est de 180° . À 13.5 GHz, une différence de 185° est mesurée. Un écart de 5° est acceptable. Cependant, la différence de phase mesurée à 17.25 GHz est de 173° . L'écart entre les valeurs mesurées à 13.5 et 17.25 GHz est de 12° . Cette performance n'est pas optimale. Dans le contexte du réseau d'antennes, ce balun offre une différence de phase à 13.5 GHz significativement différente de celle offerte à 17.25 GHz. Cela entraînerait des erreurs de dépointage dans les patrons de rayonnement variant en fonction de la fréquence d'opération. Néanmoins, le prototype fabriqué montre le potentiel de cette technologie. Plus de temps pourrait être investi afin d'obtenir de meilleures performances.



a)



b)



c)

Figure 4.14 Balun fabriqué en technologie microruban a) Photo du circuit, b) Paramètres S, c) Différence de phase

CHAPITRE 5 CONCLUSION

Ce mémoire étudie la faisabilité d'une antenne réseau de DRA DBDP dans le contexte d'une application d'imagerie RSO visant l'estimation de l'équivalent en eau d'une masse de neige dans l'Arctique canadien. La mesure repose sur l'extraction des paramètres de la neige à l'aide de la réponse différentielle en rétrodiffusion de la couverture étudiée à 13.5 GHz et 17.25 GHz.

Dans la littérature, aucun ouvrage ne propose des réseaux de DRA véritablement DBDP en bande Ku, c'est-à-dire que chaque résonateur peut être opéré dans les deux polarisations linéaires orthogonales et résonne dans les deux bandes de fréquences d'intérêt pour chaque polarisation. De plus, le ratio des fréquences d'opération de 1:1.28 rend la conception ardue. Des jonctions en T adaptées aux fréquences d'intérêt ont été conçues et testées afin de diviser la puissance adéquatement aux différents éléments du réseau.

L'écriture de ce mémoire a été très méthodique. D'abord, un élément fonctionnant avec une seule polarisation linéaire sur les deux bandes de fréquences a été conçu et ses performances ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS. La robustesse du design a été évaluée en effectuant une étude paramétrique. Les effets de variations géométriques du résonateur sur les performances de l'antenne ont été évalués. Il a été conclu que l'adaptation d'impédance de l'antenne est particulièrement sensible aux variations géométriques, mais la directivité est robuste. Pour faire suite à ces résultats, un sous-réseau 2x2 d'antennes a été fabriqué. Son opération double-bande à simple polarisation a servi à valider le travail de conception effectué en premier lieu.

Le véritable défi de ce projet a été de réaliser l'opération DBDP. En partant de l'élément à simple polarisation double-bande, un port orthogonal au premier a été ajouté afin d'exciter la deuxième polarisation. Dès lors, les problèmes techniques se sont manifestés. D'abord, la fabrication des vias est restreinte aux contraintes du centre de fabrication du Poly-Grames. La couverture de cuivre recouvrant les vias perturbe significativement l'adaptation d'impédance de l'antenne, qui est

devenue très ardue due à la proximité des lignes d'alimentation HP et VP sous le résonateur. De plus, les effets du plan de masse fini ont dû être optimisés afin d'obtenir des résultats satisfaisants. Suite à la fabrication de l'élément DBDP, des défauts de fabrication majeurs ont été constatés, notamment au niveau du placage des murs verticaux des SICL et de la transition de la ligne microruban vers la SICL. Bien que les performances du modèle simulé soient très satisfaisantes, les limites de fabrication ont eu un impact substantiel sur les résultats mesurés. L'écart entre les gains mesurés et simulés a pu être expliqué entre autres par l'adaptation d'impédance inadéquate de l'antenne fabriquée, découlant des erreurs de fabrication.

Dans le but d'estimer les performances d'un réseau DBDP 32x32, un sous-réseau 2x2 DBDP a d'abord été conçu et simulé. Il a été montré que le recours à l'alimentation différentielle est primordial au fonctionnement du RSO. En effet, afin de respecter le cahier des charges, l'isolation entre les ports et les niveaux requis de XPD sont assurés seulement si les DRA sont alimentés de façon différentielle. Il a été défini que ce sous-réseau 2x2 constitue l'élément rayonnant du grand réseau. Ainsi, le réseau serait formé en répétant le sous-réseau 2x2 sur une grille 32x32. L'estimation de la directivité du réseau a été faite en simulant le patron d'élément (dans ce cas le sous-réseau 2x2) dans l'environnement d'un réseau, tenant ainsi compte de l'effet du couplage mutuel avec les éléments voisins. Les performances du réseau 32x32 sans balayage en élévation dépassent les requis du cahier des charges. Cependant, lors du balayage, le niveau des lobes secondaires ne respecte plus le cahier des charges. Des solutions ont été proposées pour parvenir à respecter ce requis.

Finalement, afin de réaliser l'alimentation différentielle, un balun double-bande a été conçu. Les performances simulées ont été excellentes. Cependant, une erreur de fabrication au niveau des courts-circuits a rendu le balun non fonctionnel. Une deuxième version de ce balun a été construite en tentant de régler cette erreur. Bien que le balun est alors devenu fonctionnel, la fabrication des SICL est toujours imparfaite et ces défauts se répercutent sur les performances. Une troisième version du balun a été construite en technologie microruban afin de mitiger les erreurs dues aux défauts fabrication des SICL. Les résultats sont alors devenus satisfaisants. Cependant, la technologie microruban ne permet pas de réaliser un réseau 32x32 de DRA DBDP.

Améliorations futures

Le frein le plus important à la réalisation de ce projet de recherche a été la fabrication du balun. Sans balun, l'alimentation différentielle n'est pas possible et le sous-réseau 2x2 DBDP ne peut pas être construit. À la sous-section 3.4, différentes technologies ont été envisagées pour le balun. Les différentes avenues présentées sont toutes intégrées sur un substrat. Il serait possible d'envisager la technologie de guide d'onde métallique creux pour réaliser le circuit d'alimentation et le balun. Une transition du guide rectangulaire vers un SICL ou une *stripline* permettrait d'exciter les DRA. La structure proposée est présentée dans l'article de Kumar et Poddar [61]. La figure 5.1 tirée de l'article montre une transition d'un guide d'onde métallique creux vers une *stripline* suspendue en utilisant une structure dendritique.

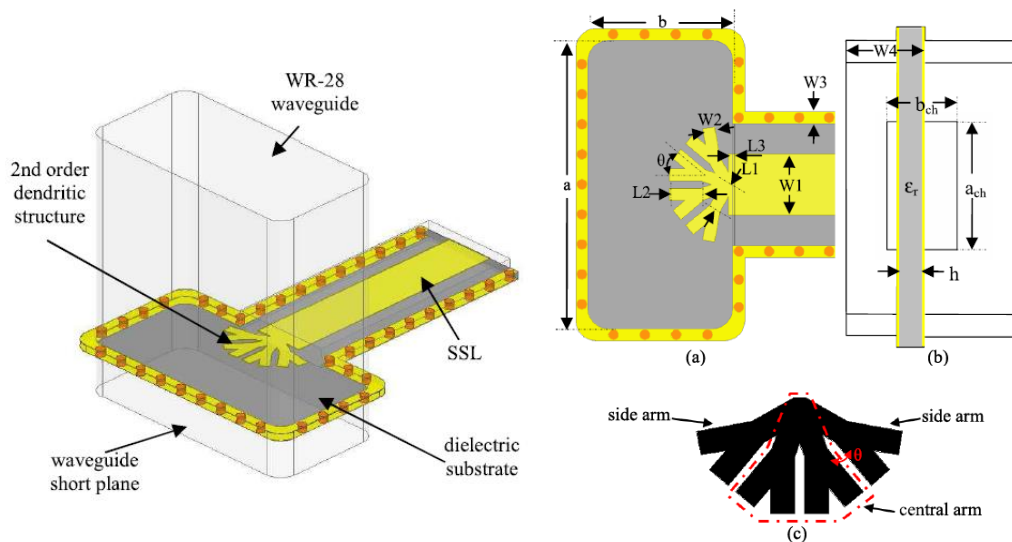


Figure 5.1 Transition d'un guide d'onde métallique creux vers une *stripline* réalisée à l'aide d'une structure dendritique par Kumar et Poddar. À gauche, une vue isométrique de la transition intégrée dans un guide d'onde. À droite, il est respectivement montré la vue de haut, de côté et un aperçu détaillé de la structure dendritique ©2016 IEEE [61]

Pour réaliser le balun, deux transitions dendritiques dirigées dans des directions opposées permettent d'avoir une différence de phase parfaite de 180° sur toute la bande due à l'inversion des

directions. La figure 5.2 montre un collage illustrant en rouge le guide d'onde métallique rectangulaire et les transitions dendritiques alimentant le sous-réseau 2x2 en VP. Cette configuration offre potentiellement plus de flexibilité par rapport à la distance interélément, qui a été fixée par la taille du balun dans ce mémoire. Ainsi, le requis sur les lobes discordants du réseau lors du balayage du faisceau en élévation pourrait être respecté en optimisant la distance interélément. De plus, cette solution n'incorpore pas de via et utilise une technologie fiable et simple à fabriquer, ce qui diminue les causes d'erreurs.

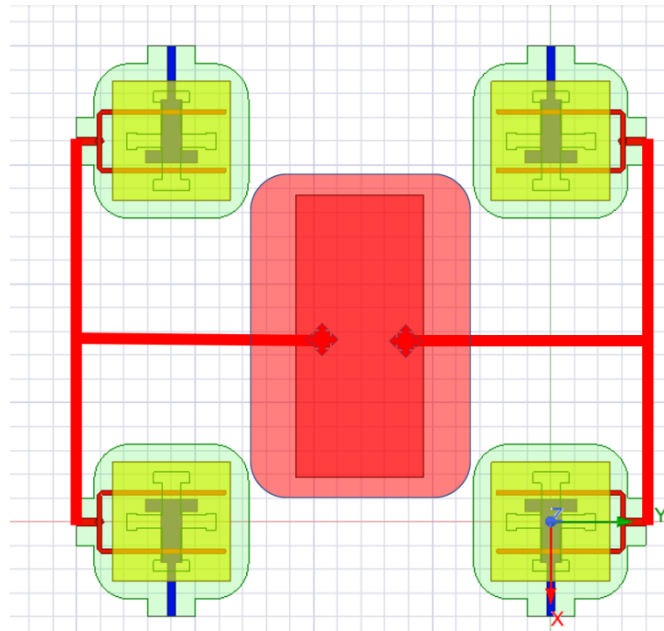


Figure 5.2 Schéma illustrant l'alimentation différentielle du sous-réseau 2x2 DBDP en utilisant un guide d'onde métallique rectangulaire creux et une transition vers une *stripline* à l'aide d'une structure dendritique

RÉFÉRENCES

- [1] A. Denoth, A. Foglar et P. Weiland, "A comparative study of instruments for measuring the liquid water content of snow," *Journal of Applied Physics*, vol. 56, p. 2154-2160, 1984.
- [2] M. Y. Louge *et al.*, "A portable capacitance snow sounding instrument," *Cold Regions Science and Technology*, vol. 28, n°. 2, p. 73-81, 1998.
- [3] Y. Cui *et al.*, "Estimating Snow Water Equivalent with Backscattering at X and Ku Band Based on Absorption Loss," *Remote Sensing*, vol. 8, n°. 6, p. 505, 2016. [En ligne]. Disponible: <https://www.mdpi.com/2072-4292/8/6/505>
- [4] H. Rott *et al.*, "Cold Regions Hydrology High-Resolution Observatory for Snow and Cold Land Processes," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, n°. 5, p. 752-765, 2010.
- [5] ESA communications Productions. (2012) CoReH2O - Report for Mission Selection - An Earth Explorer to Observe Snow and Ice. [En ligne]. Disponible: https://esamultimedia.esa.int/docs/EarthObservation/SP1324-2_CoReH2Or.pdf
- [6] J. King *et al.*, "Spatio-temporal influence of tundra snow properties on Ku-band (17.2 GHz) backscatter," *Journal of Glaciology*, vol. 61, n°. 226, p. 267-279, 2015.
- [7] J. King, C. Derksen et P. Toose, "Exploring the influence of snow microstructure on dual-frequency radar measurements," communication présentée à 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 23-28 July 2017, p. 1355-1358.
- [8] G. Burbidge et J. Marquez-Martinez, "Dual-frequency Ku-band SAR Instrument for Terrestrial Snow Mass Mission," communication présentée à A workshop on Synthetic Aperture Radar (ASAR), Canadian Space Agency, St-Hubert, Canada, Octobre 2019.
- [9] Agence Spatiale Canadienne. (2021) RADARSAT satellites: Technical comparison. [En ligne]. Disponible: <https://www.asc-csa.gc.ca/eng/satellites/radarsat/technical-features/radarsat-comparison.asp>
- [10] F. T. Ulaby, *Microwave remote sensing : active and passive. Vol.2, Radar remote sensing and surface scattering and emission theory*. Norwood, MA: Norwood, MA : Artech House, 1986.
- [11] F. M. Henderson et A. J. Lewis, *Principles and applications of imaging radar. Manual of remote sensing: Third edition, Volume 2*. Hoboken, NJ: Wiley Sons Ltd, 1998.
- [12] C. Mätzler, "Applications of the interaction of microwaves with the natural snow cover," *Remote Sensing Reviews*, vol. 2, n°. 2, p. 259-387, 1987.
- [13] H. Rott, K. Sturm et H. Miller, "Active and passive microwave signatures of Antarctic firn by means of field measurements and satellite data," *Annals of Glaciology*, vol. 17, p. 337-343, 1993.
- [14] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3^e éd.: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [15] R. Shrestha *et al.*, "Dual-frequency and dual-polarization antenna array for satellite deployment," communication présentée à 2016 IEEE Aerospace Conference, 5-12 March 2016, p. 1-6.

- [16] S. Zaakri, L. Zenkour et S. Bri, "Conception of bi-band rectangular microstrip array antenna," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 12, n° 1, p. 23-36, 2013.
- [17] L. Shafai *et al.*, "Dual-band dual-polarized microstrip antennas for SAR applications," communication présentée à IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, 13-18 July 1997, p. 1866-1869 vol.3.
- [18] W. Jing *et al.*, "A Dual-band Dual-polarized Microstrip Antenna Array with Wideband and High Isolation for Ku-band," communication présentée à 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 8-13 July 2018, p. 1011-1012.
- [19] Z. Yang et K. F. Warnick, "Multiband Dual-Polarization High-Efficiency Array Feed for Ku/Reverse-Band Satellite Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, p. 1325-1328, 2014.
- [20] S. Long, M. McAllister et S. Liang, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, n° 3, p. 406-412, 1983.
- [21] P. R. Meher, B. R. Behera et S. K. Mishra, "Design and its state-of-the-art of different shaped dielectric resonator antennas at millimeter-wave frequency band," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, n° 7, 2020. [En ligne]. Disponible: <https://doi.org/10.1002/mmce.22221>
- [22] A. Petosa et A. Ittipiboon, "Dielectric Resonator Antennas: A Historical Review and the Current State of the Art," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, n° 5, p. 91-116, 2010.
- [23] S. Keyrouz et D. Caratelli, "Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, p. 6075680, 2016. [En ligne]. Disponible: <https://doi.org/10.1155/2016/6075680>
- [24] X. S. Fang *et al.*, "New Single-/Dual-Mode Design Formulas of the Rectangular Dielectric Resonator Antenna Using Covariance Matrix Adaptation Evolutionary Strategy," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, p. 734-737, 2011.
- [25] X. S. Fang et K. W. Leung, "Designs of Single-, Dual-, Wide-Band Rectangular Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 6, p. 2409-2414, 2011.
- [26] X. S. Fang et K. W. Leung, "Linear-/Circular-Polarization Designs of Dual-/Wide-Band Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 6, p. 2662-2671, 2012.
- [27] L. Huitema et T. Monediere, "Dielectric Materials for Compact Dielectric Resonator Antenna Applications," dans *Dielectric Material*, M. A. Silaghi, Édité. IntechOpen, 2012, p. 27-58.
- [28] R. K. Mongia et A. Ittipiboon, "Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n° 9, p. 1348-1356, 1997.

- [29] Y. X. Sun et K. W. Leung, "Dual-Band and Wideband Dual-Polarized Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, p. 384-387, 2013.
- [30] L. Zhong, J.-s. Hong et C.-m. Luo, "A tri-band dual-polarized cylindrical dielectric resonator antenna with high isolation," communication présentée à 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 5-8 June 2016, p. 768-770.
- [31] B. Dwivedy, A. Panigrahi et S. K. Behera, "An Enhanced Gain Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna Array with High Isolation for C-Band Applications," *IETE Journal of Research*, vol. 64, n^o. 5, p. 602-610, 2018. [En ligne]. Disponible: <https://doi.org/10.1080/03772063.2017.1367263>
- [32] R. Han et S. Zhong, "Dual-polarized dielectric resonator array antenna with low cross-polarization," communication présentée à 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 6-9 Dec. 2015, p. 1-3.
- [33] Y. Xiong *et al.*, "Dual-, wide-band dual-polarized dielectric resonator antenna with high isolation," communication présentée à 2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP), 16-18 Oct. 2015, p. 93-96.
- [34] X. Shuai *et al.*, "A novel dual-band dual-polarized dielectric resonator antenna with high isolation," communication présentée à 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 26 June-1 July 2016, p. 149-150.
- [35] H. Tang *et al.*, "Differential Dual-Band Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, n^o. 2, p. 855-860, 2017.
- [36] L. Yi *et al.*, "Design of a Ka/Ku dual-band dual-polarized array," communication présentée à Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, 26-29 July 2014, p. 369-371.
- [37] J. Xu *et al.*, "A Novel C/Ku Dual-Band Dual-Polarized Shared Aperture Antenna for SAR Applications," communication présentée à 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 7-11 May 2018, p. 1-3.
- [38] J. Kowalewski *et al.*, "Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna Array for 5G Mobile Radio Base Stations," communication présentée à 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 15-20 March 2020, p. 1-4.
- [39] B. Rohrdantz *et al.*, "A dual-frequency and dual-polarized patch antenna at Ka-band," communication présentée à 2015 European Microwave Conference (EuMC), 7-10 Sept. 2015, p. 1495-1498.
- [40] D. D. Grieg et H. F. Engelmann, "Microstrip-A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, n^o. 12, p. 1644-1650, 1952.
- [41] F. Assadourian et E. Rimai, "Simplified Theory of Microstrip Transmission Systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, n^o. 12, p. 1651-1657, 1952.
- [42] E. C. Niehenke, R. A. Pucel et I. J. Bahl, "Microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, n^o. 3, p. 846-857, 2002.

- [43] D. Deslandes et K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n^o. 2, p. 68-70, 2001.
- [44] K. Wu, D. Deslandes et Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," communication présentée à 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIXS 2003., 1-3 Oct. 2003, p. P-III.
- [45] K. Wu, "Towards system-on-substrate approach for future millimeter-wave and photonic wireless applications," communication présentée à 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, 12-15 Dec. 2006, p. 1895-1900.
- [46] D. Guan *et al.*, "An SIW-Based Large-Scale Corporate-Feed Array Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n^o. 7, p. 2969-2976, 2015.
- [47] E. Díaz-Caballero *et al.*, "Analysis and design of passive microwave components in substrate integrated waveguide technology," communication présentée à 2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 11-14 Aug. 2015, p. 1-3.
- [48] F. Gatti *et al.*, "A Novel Substrate Integrated Coaxial Line (SICL) for Wide-Band Applications," communication présentée à 2006 European Microwave Conference, 10-15 Sept. 2006, p. 1614-1617.
- [49] X. Wei *et al.*, "A wide band millimeter-wave substrate integrated coaxial line (SICL) for high speed data transmission," communication présentée à 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 6-9 Dec. 2015, p. 1-3.
- [50] K. Dong *et al.*, "Design of Substrate Integrated Coaxial Line under Silicon-based MEMS Process," communication présentée à 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), 19-22 May 2019, p. 1-3.
- [51] K. Ning *et al.*, "Ridged Substrate Integrated Coaxial Line for Wideband Millimeter-Wave Transmission," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, n^o. 6, p. 2981-2988, 2021.
- [52] J.-I. Moon et S.-O. Park, "Dielectric resonator antenna for dual-band PCS/IMT-2000," *Electronics Letters*, vol. 36, n^o. 12, p. 1002-1003, 2000. [En ligne]. Disponible: https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_20000733
- [53] K. M. Luk et K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas*. England: Research Studies Press, 2003.
- [54] R. Yaduvanshi et H. Parthasarathy, *Rectangular dielectric resonator antennas: Theory and design*. India: Springer, 2015.
- [55] D. M. Pozar et S. D. Targonski, "Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas", vol. 27, n^o. 13, p. 1129-1131, 1991. [En ligne]. Disponible: https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_19910705
- [56] A. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, n^o. 1, p. 116-119, 1973.

- [57] J. Yu *et al.*, "Stacked-Patch Dual-Band & Dual-Polarized Antenna with Broadband Baluns for WiMAX & WLAN Applications," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 68, p. 41-52, 2018.
- [58] E. Soon Young *et al.*, "Broadband 180/spl deg/ bit phase shifter using a new switched network," communication présentée à IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003, 8-13 June 2003, p. 39-42 vol.1.
- [59] L. Guo, H. Zhu et A. Abbosh, "Wideband Phase Shifter With Wide Phase Range Using Parallel Coupled Lines and L-Shaped Networks," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, n^o. 8, p. 592-594, 2016.
- [60] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura et W. A. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, n^o. 8, p. 1096-1103, 1990.
- [61] G. A. Kumar et D. R. Poddar, "Broadband Rectangular Waveguide to Suspended Stripline Transition Using Dendritic Structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, n^o. 11, p. 900-902, 2016.

ANNEXE A DIMENSIONS ANTENNE SIMPLE POLARISATION DOUBLE BANDE

La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm. La constante diélectrique du substrat est de 6.4 et celle du résonateur est de 10.

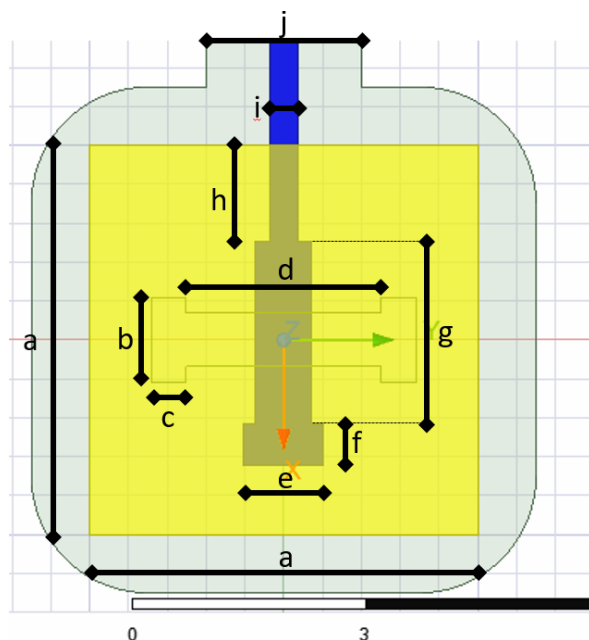


Figure A.1 Identification des dimensions de l'antenne simple polarisation double-bande

Tableau A.1 Liste des dimensions de l'antenne simple polarisation double-bande

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j |
|---------------|---|------|------|------|------|------|------|------|------|---|
| Longueur (mm) | 5 | 1.09 | 0.45 | 2.52 | 1.03 | 0.54 | 2.35 | 1.24 | 0.34 | 2 |

ANNEXE B DIMENSIONS DE LA JONCTION EN T

Se référer à la figure 3.8 pour la nomenclature des dimensions. La ligne d'impédance Z_0 a une largeur de 0.34 mm. La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm. La largeur de la SICL est de 2 mm. La permittivité relative du substrat est de 6.4.

Tableau B.1 Liste des dimensions de la jonction en T

| Dimension | l_2 | l_3 | w_2 | w_3 |
|---------------|-------|-------|-------|-------|
| Longueur (mm) | 2.15 | 2.09 | 0.52 | 0.22 |

ANNEXE C DIMENSIONS DU SOUS-RÉSEAU 2X2 SIMPLE POLARISATION DOUBLE-BANDE

Modèle présenté à la figure 3.10. Les dimensions de la jonction en T sont présentées au tableau B.1. Les dimensions des résonateurs, de la fente de couplage et des lignes d'alimentation sous la fente ont été modifiées par rapport à l'élément seul double-bande simple-polarisation. Pour la nomenclature des dimensions, se référer à la figure A.1. La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm. La permittivité relative du substrat est de 6.4 et celle des résonateurs de 10. La hauteur des résonateurs est de 5.6 mm.

Tableau C.1 Liste des dimensions du sous-réseau 2x2 simple polarisation double-bande

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j |
|---------------|------|------|------|------|------|------|------|---|------|---|
| Longueur (mm) | 5.09 | 1.27 | 0.65 | 2.11 | 2.06 | 0.62 | 2.19 | 1 | 0.34 | 2 |

ANNEXE D DIMENSIONS DE L'ANTENNE DBDP

La hauteur du DRA est de 5.5 mm. La permittivité relative du substrat est de 6.4 mm et celle des résonateurs de 10 mm. La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm. La largeur des SICL est toujours de 2 mm et la ligne coaxiale est large de 0.34 mm.

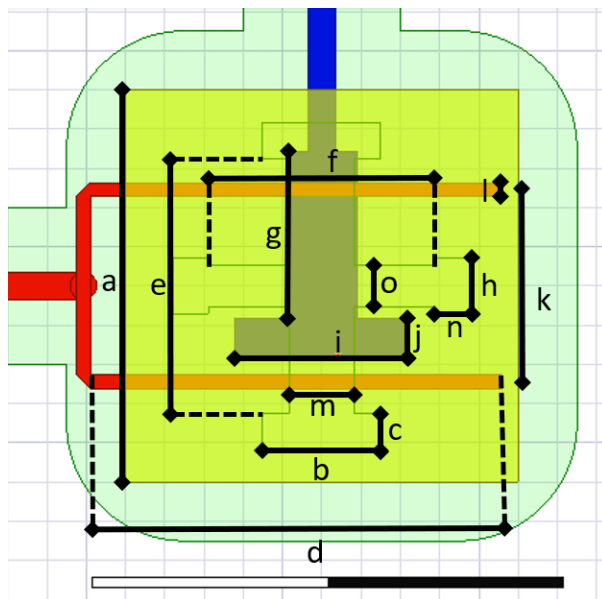


Figure D.1 Identification des dimensions de l'antenne DBDP

Tableau D.1 Liste des dimensions de l'antenne DBDP

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j | k | l | m | n | o |
|---------------|-----|-----|------|---|------|------|------|---|------|------|------|------|------|---|---|
| Longueur (mm) | 5.5 | 1.5 | 0.45 | 5 | 4.33 | 4.36 | 2.32 | 1 | 1.73 | 0.27 | 2.96 | 0.18 | 1.06 | 0 | 1 |

ANNEXE E DIMENSIONS DE LA TRANSITION MICRORUBAN/SICL 1.016 MM

Pour la section ligne microruban, l'épaisseur du substrat est de 0.508 mm. Pour former la SICL, une épaisseur de 0.508 mm de substrat supplémentaire est ajoutée. La permittivité relative du substrat est de 6.4. La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm au centre. La largeur des SICL est toujours de 2 mm et la ligne coaxiale est large de 0.34 mm.

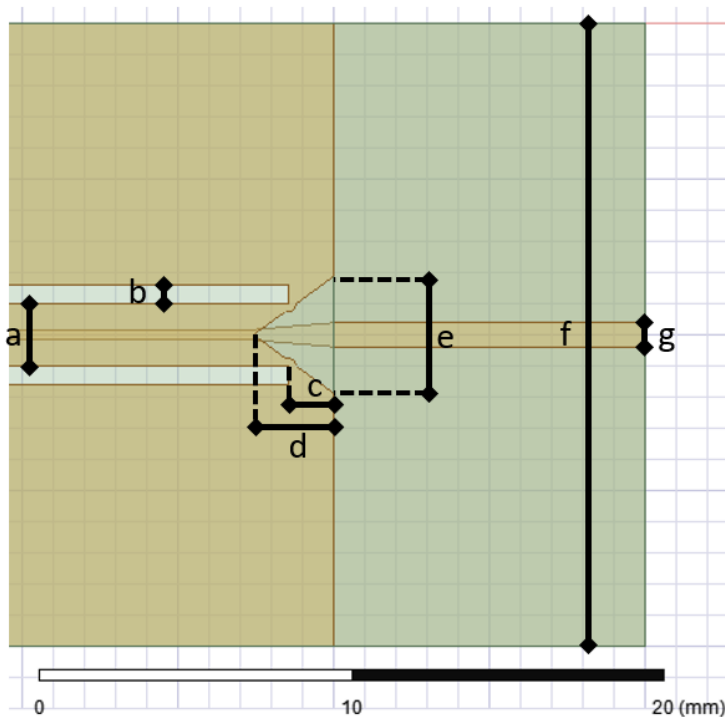


Figure E.1 Identification des dimensions de la transition microruban/SICL 1.016 mm

Tableau E.1 Liste des dimensions de la transition microruban/SICL 1.016 mm

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g |
|---------------|---|-----|------|------|------|----|------|
| Longueur (mm) | 2 | 0.6 | 1.46 | 2.57 | 3.75 | 20 | 0.77 |

ANNEXE F DIMENSIONS DE L'ÉLÉMENT DBDP SUR PLAN DE MASSE FINI

Le modèle est présenté à la figure 3.28. Le DRA de dimensions (5.48 x 5.48 x 5.45) mm est centré sur un plan de masse de (70 x 70) mm. Le substrat est composé de quatre couches de RO3006, 10 mil d'épaisseur chacune. La transition de la ligne microruban vers la SICL est détaillée au tableau E.1. Pour l'identification des dimensions de l'antenne, se référer à la figure D.1.

Tableau F.1 Liste des dimensions de l'élément DBDP sur plan de masse fini

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j | k | l | m | n | o |
|------------------|------|-----|------|------|------|------|------|------|---|------|------|------|------|------|------|
| Longueur (mm) | 5.48 | 1.5 | 0.45 | 5.05 | 4.38 | 3.59 | 2.48 | 0.84 | 2 | 0.21 | 2.66 | 0.18 | 0.95 | 0.45 | 1.09 |

ANNEXE G DIMENSIONS DE L'ANTENNE DANS LE SOUS-RÉSEAU DBDP

La hauteur du DRA est de 5.6 mm. La permittivité relative du substrat est de 6.4 et celle des résonateurs de 10. La hauteur totale du substrat est de 1.016 mm. La largeur des SICL est toujours de 2 mm et la ligne coaxiale est large de 0.34 mm. Pour l'identification des dimensions de l'antenne, se référer à la figure D.1.

Tableau G.1 Liste des dimensions de l'antenne dans le sous-réseau DBDP

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j | k | l | m | n | o |
|------------------|---|-----|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Longueur (mm) | 5 | 1.5 | 0.45 | 5.24 | 3.26 | 2.89 | 2.13 | 0.71 | 2.21 | 0.52 | 2.45 | 0.17 | 0.82 | 0.45 | 0.54 |

ANNEXE H DIMENSIONS DU BALUN 1.016 MM

Pour former la SICL, quatre couches de RO3006 (permittivité relative de 6.4) totalisant une hauteur de 1.016 mm sont utilisées. La largeur de la ligne d'alimentation est de 0.34 mm, sauf lorsqu'une autre valeur est spécifiée.

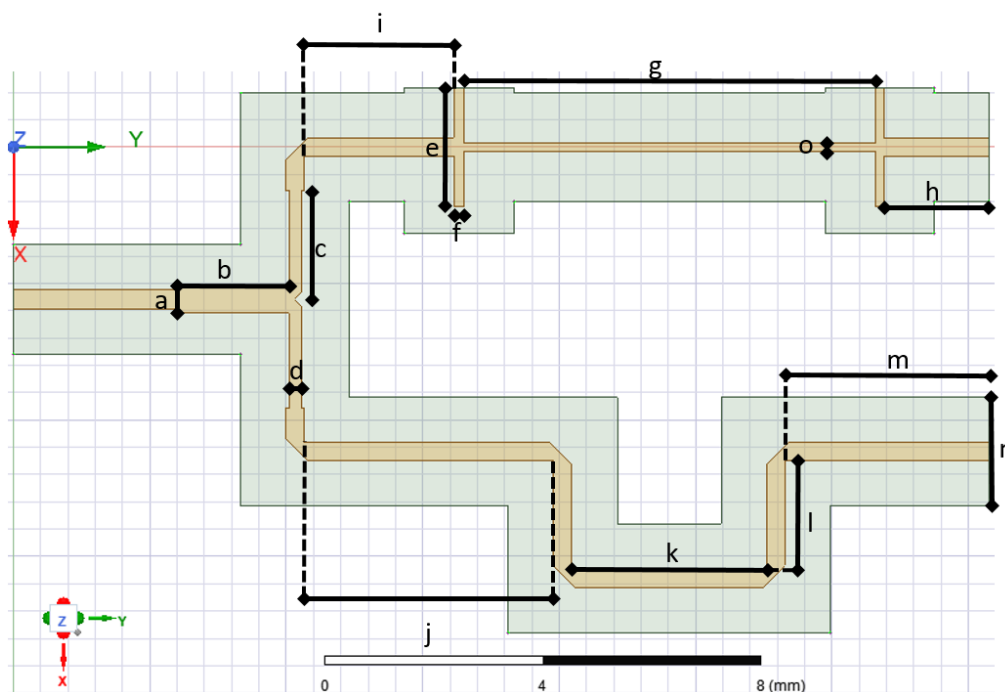


Figure H.1 Identification des dimensions du balun 1.016 mm

Tableau H.1 Liste des dimensions du balun 1.016 mm

| Dimension | a | b | c | d | e | f | g | h | i | j | k | l | m | n | o |
|---------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|---|------|
| Longueur (mm) | 0.51 | 2.05 | 1.99 | 0.22 | 2.18 | 0.17 | 7.54 | 1.92 | 2.75 | 4.56 | 3.56 | 1.97 | 3.73 | 2 | 0.14 |