



**Titre:** Conception d'une cellule d'antenne réseau-réflecteur reconfigurable  
Title: à large bande

**Auteur:** Augustin Schaffhauser  
Author:

**Date:** 2023

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Schaffhauser, A. (2023). Conception d'une cellule d'antenne réseau-réflecteur reconfigurable à large bande [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal].  
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/56001/>

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

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/56001/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:** Jean-Jacques Laurin  
Advisors:

**Programme:** Génie électrique  
Program:

**POLYTECHNIQUE MONTRÉAL**

affiliée à l'Université de Montréal

**Conception d'une cellule d'antenne réseau-réfecteur reconfigurable à large  
bande**

**AUGUSTIN SCHAFFHAUSER**

Département de génie électrique

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

Octobre 2023

**POLYTECHNIQUE MONTRÉAL**

affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

**Conception d'une cellule d'antenne réseau-rélecteur reconfigurable à large  
bande**

présenté par **Augustin SCHAFFHAUSER**

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

**Elham BALADI**, membre

## REMERCIEMENTS

Je souhaite tout d'abord exprimer ma gratitude envers Jean-Jacques Laurin, mon directeur de recherche pour sa disponibilité et son accompagnement tout au long de mon projet de maîtrise. Ses conseils avisés m'ont été d'une grande aide dans la réalisation de mon prototype d'antenne. Je tiens à souligner l'importance de sa patience et de son expertise dans la réussite de mon travail.

En outre, je tiens à remercier les membres de l'équipe du centre de recherche Poly-Grames pour leur soutien sur différents aspects de ma maîtrise : Traian Antonescu pour la fabrication des circuits imprimés, Maxime Thibault pour la soudure des composants, ainsi que Jean-Sébastien Décarie pour le support informatique. Je voudrais également exprimer ma reconnaissance envers Louis-Philippe Carignan pour ses précieux conseils.

Enfin, je tiens à remercier chaleureusement mes collègues de Polytechnique Montréal que j'ai côtoyés tout le long de ma maîtrise.

## RÉSUMÉ

Avec l'avènement des nouvelles technologies, des défis scientifiques et industriels sont relevés tous les jours. Les satellites en orbite basse sont une source d'innovation pour les télécommunications, la télédétection, la météorologie ou encore l'imagerie terrestre mais imposent simultanément le défi de leur vitesse angulaire élevée, nécessitant une orientation rapide des antennes terrestres pour les suivre. Les antennes réseau-réflecteurs reconfigurables émergent comme une solution. Ces dernières se basent sur l'utilisation de résonances qui est un phénomène à bande étroite, limitant ainsi la gamme de fréquences permettant le contrôle du faisceau. Des recherches innovantes s'efforcent d'élargir ces possibilités pour répondre aux besoins complexes de communication et de suivi.

Afin de répondre à la limite de la gamme de fréquences utilisable, la conception d'une antenne réseau-réflecteur reconfigurable suivant un concept innovant de mélange de technologies est proposée. La géométrie de la cellule de réseau présentée s'articule autour de quatre surfaces cuivrées reliées entre elles par une diode varactor au centre et deux diodes PIN, une de chaque côté. Les diodes varactor sont utilisées dans le milieu des antennes réseau-réflecteurs reconfigurables pour leur changement de phase continu via la variation de leur capacité, permettant ainsi un déplacement de la fréquence de résonance fin et continu. Les diodes PIN sont quant à elles utilisées pour offrir un décalage fréquentiel à grande échelle. L'utilisation de deux diodes PIN donne naissance à quatre fréquences de résonance éloignées les unes des autres, dont le spectre sera comblé par le déplacement fréquentiel fin qu'offre la diode varactor. La combinaison de ces deux technologies a pour potentiel d'offrir une très large bande d'utilisation en fréquence.

La cellule élémentaire développée a une forme rectangulaire de dimensions 10.16 mm x 10.16 mm. Les quatre surfaces cuivrées sont placées sur un substrat RO4003 fin, lui-même séparé du plan de masse par une couche d'air. Cette couche d'air permet de réduire les pertes de retour de la cellule élémentaire. Une optimisation du compromis entre la plage de phase, la bande de fréquence et les pertes du coefficient de réflexion est proposée. Une première géométrie ignorant la problématique de la polarisation des éléments électroniques est retenue afin de valider le fonctionnement théorique de la cellule dans la bande de fréquence visée, à savoir la bande X se situant entre 8 GHz et 12 GHz. Ce modèle permet de valider les avantages que présentent cette géométrie en terme de performances par rapport aux autres cellules de ce genre présentées dans la littérature, notamment en terme de bande fréquentielle et de largeur de plage de phase. La topologie simulée offre un maximum de plage de phase de

279°, 270° possible entre 9.5 GHz et 12 GHz, 225° possible entre 8.25 GHz et 15.25 GHz, des pertes maximales de 5.9 dB entre 8 GHz et 12 GHz, des pertes maximales de 4.0 dB entre 9 GHz et 12 GHz et une moyenne de pertes entre état et de 8 GHz à 12 GHz de 0.98 dB. La cellule élémentaire présente des performances suffisamment avantageuses pour poursuivre sa construction.

Une deuxième géométrie de cellule élémentaire est présentée, reprenant la première géométrie tout en y intégrant un circuit de polarisation. Cet ajout passe par l'addition d'un circuit imprimé placé de manière verticale sur un côté de la cellule originale. L'ajout d'un circuit de polarisation ajoute systématiquement des perturbations, ce qui est ici synonyme de résonances. La géométrie du circuit de polarisation sélectionnée ici a l'avantage de placer ces résonances hors de la bande de fréquence d'utilisation visée. À cause de cet ajout, les pertes de la cellule ont augmenté, notamment dans la partie basse de notre domaine de fréquence, mais la cellule élémentaire obtenue continue de présenter des performances très avantageuses. La cellule offre un maximum de plage de phase de 291°, 270° possible entre 8.5 GHz et 11.25 GHz, 225° possible entre 8.00 GHz et 12.50 GHz, des pertes maximales de 9.1 dB entre 8 GHz et 12 GHz, des pertes maximales de 5.4 dB entre 9 GHz et 12 GHz et une moyenne de pertes entre état et de 8 GHz à 12 GHz de 1.57 dB.

Ce travail se termine par la validation expérimentale de la géométrie proposée, accompagnée des performances simulées de la cellule. Un prototype a ainsi été conçu, constitué de deux cellules juxtaposées, dont la dimension a été adapté pour pouvoir être placé au sein d'un guide d'onde WR90. Une comparaison est alors faite de cette double cellule placée dans le même contexte, par simulation et par mesures en laboratoire. À travers cette validation expérimentale, un kit de calibration pour ce système a été conçu et utilisé et une problématique liée à la polarisation des diodes PIN fût soulevé, ce qui nous amena à proposer une alternative afin de mesurer les performances du prototype. La comparaison des résultats valide le fonctionnement de la cellule élémentaire proposée.

## ABSTRACT

With the advent of new technologies, scientific and industrial challenges are being met every day. Low-Earth orbit satellites are a source of innovation for telecommunications, remote sensing, meteorology and earth imagery, but at the same time impose the challenge of their high angular velocity, requiring rapid orientation of ground-based antennas to track them. Reconfigurable reflectarray antennas are emerging as a solution. These are based on the use of resonance, which is a narrowband phenomenon that limits the range of frequencies that can be used to control the beam. Innovative research is striving to extend these capabilities to meet complex communication and tracking requirements.

In order to respond to the limit of the usable frequency range, the design of a reconfigurable reflectarray antenna following an innovative concept of mixing technologies is proposed. The geometry of the presented network cell is based on four copper surfaces connected by a varactor diode in the centre and two PIN diodes, one on each side. Varactor diodes are used in reconfigurable reflectarray antennas for their continuous phase change by variation of their capacitance, thus allowing a fine and continuous shift of the resonant frequency. PIN diodes are used for large-scale frequency shifting. The use of two PIN diodes results in four widely spaced resonant frequencies, the spectrum of which is filled by the fine frequency shift provided by the varactor diode. The combination of these two technologies has the potential to offer a very wide frequency bandwidth.

The elementary cell developed has a rectangular shape with dimensions of 10.16 mm x 10.16 mm. The four copper surfaces are placed on a thin RO4003 substrate, itself separated from the ground plane by a layer of air. This air layer reduces the return losses of the elementary cell. An optimisation of the trade-off between phase range, frequency band and reflection coefficient losses is proposed. An initial geometry that ignores the problem of DC biasing of the electronic elements is adopted to validate the theoretical operation of the cell in the target frequency band, i.e. the X-band between 8 GHz and 12 GHz. This model is used to validate the performance advantages of this geometry compared to other cells of this type presented in the literature, particularly in terms of bandwidth and phase range width. The simulated topology offers a maximum phase range of 279°, with 270° accessible between 9.5 GHz and 12 GHz, 225° accessible between 8.25 GHz and 15.25 GHz, maximum losses of 5.9 dB between 8 GHz and 12 GHz, maximum losses of 4.0 dB between 9 GHz and 12 GHz and an average loss of 0.98 dB between states and from 8 GHz to 12 GHz. The performance of the elementary cell is sufficiently advantageous to continue its design.

A second elementary cell geometry is presented, based on the first, but with the addition of a DC biasing circuit. This modification involves the integration of a printed circuit placed vertically on one side of the original cell. The addition of a bias circuit systematically adds perturbation, which in this case is synonymous with resonance. The geometry of the bias circuit chosen here has the advantage of placing these resonances outside the target frequency range. As a result of this addition, the cell's losses have increased, particularly in the lower part of our frequency range, but the elementary cell obtained continues to offer very advantageous performance. The cell offers a maximum phase range of  $291^\circ$ ,  $270^\circ$  accessible between 8.5 GHz and 11.25 GHz,  $225^\circ$  accessible between 8.00 GHz and 12.50 GHz, maximum losses of 9.1 dB between 8 GHz and 12 GHz, maximum losses of 5.4 dB between 9 GHz and 12 GHz and an average loss between 8 GHz to 12 GHz of 1.57 dB.

This work ends with experimental validation of the proposed geometry, together with simulated cell performance. A prototype consisting of two juxtaposed cells was designed, with dimensions adapted to allow them to be placed inside a WR90 waveguide. A comparison of this double cell placed in the same context was then made using simulation and laboratory measurements. Through this experimental validation, a calibration kit for this system was designed and used, and a problem related to the biasing of the PIN diodes was raised, leading us to propose an alternative way of measuring the prototype's performance. Comparison of the results validated the operation of the proposed elementary cell.

## TABLE DES MATIÈRES

|                                                                   |      |
|-------------------------------------------------------------------|------|
| REMERCIEMENTS . . . . .                                           | iii  |
| RÉSUMÉ . . . . .                                                  | iv   |
| ABSTRACT . . . . .                                                | vi   |
| TABLE DES MATIÈRES . . . . .                                      | viii |
| LISTE DES TABLEAUX . . . . .                                      | xi   |
| LISTE DES FIGURES . . . . .                                       | xii  |
| LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS . . . . .                        | xx   |
| LISTE DES ANNEXES . . . . .                                       | xxi  |
| CHAPITRE 1 INTRODUCTION . . . . .                                 | 1    |
| 1.1 Problématique . . . . .                                       | 1    |
| 1.2 Objectifs de recherche . . . . .                              | 2    |
| 1.3 Plan du mémoire . . . . .                                     | 2    |
| CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE . . . . .                         | 4    |
| 2.1 Réseaux-rélecteurs reconfigurables . . . . .                  | 5    |
| 2.1.1 Diode varactor . . . . .                                    | 6    |
| 2.1.2 Diode PIN . . . . .                                         | 6    |
| 2.1.3 Interrupteur MEMS . . . . .                                 | 6    |
| 2.1.4 Matériaux à cristaux liquides . . . . .                     | 7    |
| 2.1.5 Autres technologies . . . . .                               | 7    |
| CHAPITRE 3 ADAPTATION DE LA CELLULE - CONCEPTION . . . . .        | 8    |
| 3.1 Analyse de l'élément reconfigurable . . . . .                 | 8    |
| 3.1.1 Principe de fonctionnement de la cellule unitaire . . . . . | 8    |
| 3.1.2 Simulation du modèle . . . . .                              | 11   |
| 3.2 Adaptation de l'élément à notre topologie . . . . .           | 21   |
| 3.2.1 Translation fréquentielle . . . . .                         | 21   |
| 3.2.2 Influence de la diode varactor . . . . .                    | 22   |

|            |                                                                         |    |
|------------|-------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.2.3      | Taille de la cellule . . . . .                                          | 24 |
| 3.2.4      | Influence de la permittivité du substrat . . . . .                      | 25 |
| 3.2.5      | Comparaison entre PEC et cuivre . . . . .                               | 26 |
| 3.2.6      | Influence des hauteurs $H_a$ et $H_s$ . . . . .                         | 27 |
| 3.2.7      | Variations géométriques . . . . .                                       | 29 |
| 3.3        | Composants et optimisation . . . . .                                    | 31 |
| 3.3.1      | Paramètres S et diode PIN . . . . .                                     | 31 |
| 3.3.2      | Paramètres S et diode varactor . . . . .                                | 33 |
| 3.3.3      | Première stratégie . . . . .                                            | 36 |
| 3.3.4      | Seconde stratégie . . . . .                                             | 37 |
| 3.4        | Comparaison et discussion . . . . .                                     | 40 |
| CHAPITRE 4 | INCLUSION DE LIGNES DE POLARISATION - SIMULATION . .                    | 42 |
| 4.1        | Première stratégie . . . . .                                            | 43 |
| 4.2        | Deuxième stratégie : symétrie . . . . .                                 | 46 |
| 4.2.1      | Changement de l'excitation . . . . .                                    | 47 |
| 4.2.2      | Ajout des trous circulaires dans les parties cuivrées . . . . .         | 49 |
| 4.2.3      | Ajustement du placement des diodes PIN et varactor . . . . .            | 51 |
| 4.2.4      | Placement des inductances . . . . .                                     | 53 |
| 4.2.5      | Placement des lignes verticales . . . . .                               | 54 |
| 4.3        | Troisième stratégie : lignes horizontales et verticales . . . . .       | 57 |
| 4.3.1      | Construction du troisième modèle . . . . .                              | 57 |
| 4.3.2      | De nouvelles possibilités pour les bloqueurs RF . . . . .               | 59 |
| 4.3.3      | Comparaison entre résistances . . . . .                                 | 61 |
| 4.3.4      | Placement d'une seconde résistance en série . . . . .                   | 62 |
| 4.3.5      | Observation des performances sur l'ensemble des états de fonctionnement | 63 |
| 4.3.6      | Affinement du modèle . . . . .                                          | 65 |
| 4.3.7      | Deuxième affinage . . . . .                                             | 68 |
| 4.3.8      | Troisième affinage . . . . .                                            | 71 |
| 4.3.9      | Modification du plan de masse horizontal . . . . .                      | 72 |
| 4.4        | ADS et paramètres S . . . . .                                           | 75 |
| 4.4.1      | Découverte d'un problème . . . . .                                      | 75 |
| 4.4.2      | Dipôle et quadripôle . . . . .                                          | 77 |
| 4.4.3      | Création de blocs S1P . . . . .                                         | 79 |
| 4.4.4      | Utilisation des blocs S1P dans la simulation de la cellule . . . . .    | 81 |
| 4.4.5      | Simulation globale par blocs de paramètres S . . . . .                  | 83 |

|                                                             |                                                                           |     |
|-------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.5                                                         | Finition des lignes de polarisation . . . . .                             | 85  |
| 4.6                                                         | Discussion . . . . .                                                      | 90  |
| CHAPITRE 5 VALIDATION EXPÉRIMENTALE - FABRICATION . . . . . |                                                                           | 91  |
| 5.1                                                         | Validation de la diode PIN . . . . .                                      | 91  |
| 5.1.1                                                       | Réalisation d'un kit de calibration TRL . . . . .                         | 91  |
| 5.1.2                                                       | Résultats des mesures des paramètres S . . . . .                          | 95  |
| 5.2                                                         | Construction de la double cellule à placer dans le guide d'onde . . . . . | 98  |
| 5.2.1                                                       | Construction du modèle 3D . . . . .                                       | 98  |
| 5.2.2                                                       | Construction du prototype et mesures . . . . .                            | 103 |
| 5.2.3                                                       | Résultats . . . . .                                                       | 106 |
| 5.3                                                         | Discussion . . . . .                                                      | 108 |
| CHAPITRE 6 CONCLUSION : BILAN ET PERSPECTIVES . . . . .     |                                                                           | 109 |
| 6.1                                                         | Synthèse des travaux . . . . .                                            | 109 |
| 6.2                                                         | Limites de la solution proposée . . . . .                                 | 110 |
| 6.3                                                         | Améliorations futures . . . . .                                           | 111 |
| RÉFÉRENCES . . . . .                                        |                                                                           | 113 |
| ANNEXES . . . . .                                           |                                                                           | 115 |

## LISTE DES TABLEAUX

|             |                                                                                                                      |     |
|-------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tableau 3.1 | États de fonctionnement (avec $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$ ). . . . .                                                     | 8   |
| Tableau 3.2 | Dimensions de la cellule [1]. . . . .                                                                                | 11  |
| Tableau 3.3 | Modèle RLC série et simplifié des diodes. . . . .                                                                    | 15  |
| Tableau 3.4 | Performances du modèle décrit en 3.25. . . . .                                                                       | 33  |
| Tableau 3.5 | Performances du modèle décrit en 3.28. . . . .                                                                       | 36  |
| Tableau 3.6 | Dimensions de la cellule avec la première stratégie. . . . .                                                         | 36  |
| Tableau 3.7 | Performances du modèle décrit en 3.29. . . . .                                                                       | 36  |
| Tableau 3.8 | Dimensions de la cellule avec la deuxième stratégie. . . . .                                                         | 38  |
| Tableau 3.9 | Performances du modèle décrit en 3.30. . . . .                                                                       | 38  |
| Tableau 4.1 | Caractéristiques des inductances. . . . .                                                                            | 46  |
| Tableau 4.2 | Comparaison des performances du modèle décrit en 3.3.4 avec celles<br>du modèle de cette sous-section 4.3.7. . . . . | 70  |
| Tableau 4.3 | Comparaison des performances du modèle décrit en 3.3.4 avec celles<br>du modèle de cette sous-section 4.3.7. . . . . | 85  |
| Tableau 4.4 | Récapitulatif des dimensions du modèle de cellule actuel. . . . .                                                    | 85  |
| Tableau 4.5 | Présentation des performances de la cellule avec les lignes de polarisa-<br>tion finies. . . . .                     | 88  |
| Tableau B.1 | Dimensions du prototype. . . . .                                                                                     | 120 |

## LISTE DES FIGURES

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |    |
|-------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2.1  | Schéma représentant des cellules d'un réseau qui, par contrôle de phase, réfléchissent des ondes formant un front d'onde plane. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          | 5  |
| Figure 3.1  | Description de la géométrie de la cellule et de son fonctionnement. (a) Géométrie de la cellule utilisant deux commutateurs RF et un varactor. (b) Représentation conceptuelle des capacités de reconfiguration de la cellule combinant quatre configurations de commutateurs (réglage grossier) avec une charge d'impédance continue de la diode varactor (réglage fin). (c) Représentation conceptuelle de la compensation de la pente de phase à l'aide de géométries en T et en nœud papillon. [1] . . . . . | 9  |
| Figure 3.2  | Géométrie de la cellule développée dans [1]. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 11 |
| Figure 3.3  | Excitation de la cellule avec un port de Floquet. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | 13 |
| Figure 3.4  | Relations primaire (en rouge)/secondaire (en bleu). . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | 13 |
| Figure 3.5  | Modèle RLC série équivalent de la diode varactor. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | 14 |
| Figure 3.6  | Modélisation simplifiée des diodes PIN (les figures a, b, c et d correspondent respectivement aux états 1, 2, 3 et 4). . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 15 |
| Figure 3.7  | Comparaison entre le modèle simplifié (bleu) des diodes PIN et le modèle circuit RLC équivalent (rouge) avec trois tensions d'alimentation différentes de la diode varactor : -2V, -10V et -21V (de gauche à droite). . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 16 |
| Figure 3.8  | Comparaison entre les modèles avec trois tensions d'alimentation différentes de la diode varactor : -2V, -10V et -21V (de gauche à droite) et les quatre états de fonctionnement (dans l'ordre croissant respectivement noir, vert, bleu et rouge). Les lignes en pointillé violettes délimitent la plage de fréquence avec plus de 270° de déphasage possible. . . . .                                                                                                                                          | 16 |
| Figure 3.9  | Zone de phase non atteignable grisée. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 17 |
| Figure 3.10 | Comparaison des diagrammes de phase du coefficient de réflexion. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         | 18 |
| Figure 3.11 | Comparaison des diagrammes en amplitude du coefficient de réflexion. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 18 |
| Figure 3.12 | Comparaison des diagrammes de phase du coefficient de réflexion avec un plan de référence placé au niveau du plan de masse. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | 19 |
| Figure 3.13 | Courbes d'analyse du coefficient de réflexion de notre modèle réalisé sous HFSS. Les lignes en pointillé violettes délimitent la plage de fréquence avec plus de 270° de déphasage possible. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 20 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |    |
|-------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 3.14 | Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement $Rap$ de 0.25 (modèle simplifié pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-26 pour la diode varactor, voir tableau 3.3). . . . .                                                                                                                      | 22 |
| Figure 3.15 | Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement $Rap$ de 0.25 (modèle simplifié pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor) . . . . .                                                                                                                                       | 23 |
| Figure 3.16 | Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement $Rap$ de 0.25 (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)                                                                                                                      | 23 |
| Figure 3.17 | Diagrammes du modèle avec une largeur de cellule de 10.16 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)                                                                                                                             | 24 |
| Figure 3.18 | Comparaison des diagrammes de phase et d'amplitude entre deux valeurs de permittivité relative $\varepsilon_r$ (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor) . . . . .                                                                 | 25 |
| Figure 3.19 | Comparaison des diagrammes de phase et d'amplitude entre une cellule constituée de PEC et une cellule constituée de cuivre avec une conductivité finie (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003) . . . . . | 26 |
| Figure 3.20 | Plage de phase maximale atteignable et perte maximale de l'état 1 en fonction de la hauteur $H_a$ avec $H_s$ fixé à 0.375 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003). . . . .                            | 27 |
| Figure 3.21 | Plage de phase maximale atteignable et perte maximale de l'état 1 en fonction de la hauteur $H_s$ avec $H_a$ fixé à 2.05 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003). . . . .                             | 28 |
| Figure 3.22 | Diagrammes de phase et d'amplitude avec un facteur multiplicateur de 0.2 (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003, $H_a = 3.24$ mm et $H_s = 0.3$ mm).                                                     | 29 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |    |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 3.23 | Géométrie de plusieurs cellules simulées (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003). . . . .                                                                                                                                                         | 30 |
| Figure 3.24 | Diagrammes du modèle 3.23 (f) (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003, $H_a = 4.05$ mm et $H_s = 0.375$ mm). . . . .                                                                                                                               | 31 |
| Figure 3.25 | Diagrammes du modèle incorporant les diodes PIN MADP-000907-14020 par paramètre S (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003, $H_a = 3.05$ mm, $H_s = 0.375$ mm, $W_1 = 1.33$ mm, $W_3 = 2.66$ mm). . . . .                                            | 32 |
| Figure 3.26 | Modèle ADS de la diode varactor MAVR-011020-1411. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 34 |
| Figure 3.27 | Caractéristique I/V de la diode varactor MAVR-011020-1411 sous ADS. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 34 |
| Figure 3.28 | Diagrammes du modèle optimisé incorporant les diodes PIN MADP-000907-14020 et la diode varactor MAVR-011020-1411 par paramètre S (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003, $H_a = 3.05$ mm, $H_s = 0.375$ mm, $W_1 = 2.66$ mm, $W_3 = 5.32$ mm). . . . . | 35 |
| Figure 3.29 | Diagrammes du modèle optimisant les pertes (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003). . . . .                                                                                                                                                            | 37 |
| Figure 3.30 | Diagrammes du modèle suivant la seconde stratégie (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003). . . . .                                                                                                                                                     | 39 |
| Figure 3.31 | Diagrammes de comparaison entre le modèle de la section 3.3.4 (bleu), le modèle de la section 3.3.3 (vert) et l'article [1] (rouge). . . . .                                                                                                                                                                                                                                | 40 |
| Figure 4.1  | Description de l'inclusion des lignes de polarisation dans [1] (a) Image du prototype à deux cellules utilisé dans un guide d'ondes rectangulaire. (b) Représentation conceptuelle de l'approche de la polarisation contrôlant simultanément les deux cellules en utilisant trois sources de tension connectées en série. . . . .                                           | 42 |
| Figure 4.2  | Modèle 3D de la cellule polarisée avec la première stratégie (les inductances sont en bleu clair). . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                  | 43 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |    |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 4.3  | Évolution du modèle suivant la première stratégie en observant la courbe de l'état 4 avec une tension de 0 V appliquée à la diode varactor (noir : courbe référence provenant de 3.3.4, vert : ajout des inductances, bleu : ajout des fiches de transition en cuivre, rouge : ajout des fils verticaux). . . . .                                                                 | 44 |
| Figure 4.4  | Observation des champs vectoriels E et H sur différentes parois de la région simulée à 12 GHz sur le modèle de la première stratégie. . . .                                                                                                                                                                                                                                       | 45 |
| Figure 4.5  | Observation de l'espace occupé par la l'ajout d'une couronne circulaire d'isolation (vert clair) au sein d'une surface cuivrée (vert foncé) permettant la connexion avec la ligne de polarisation et l'inductance (bleu). . . . .                                                                                                                                                 | 46 |
| Figure 4.6  | Modèle 3D de la cellule polarisée avec la deuxième stratégie. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 47 |
| Figure 4.7  | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec une excitation par port de Floquet (bleu) et une excitation par port d'onde (rouge). . . . .                                                                                                                 | 48 |
| Figure 4.8  | Placement des trous circulaires dans les parties cuivrées. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 49 |
| Figure 4.9  | Observation du courant de surface sur les parties cuivrées et les composants au niveau de la partie 1. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                    | 50 |
| Figure 4.10 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle sans trou (noir), le modèle représenté en figure 4.8.a (bleu) et le modèle représenté en figure 4.8.b (rouge). .                                                                                   | 50 |
| Figure 4.11 | Contrainte $d$ séparant les diodes PIN des inductances. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 51 |
| Figure 4.12 | Déplacement des diodes PIN afin d'empêcher la superposition des composants. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                               | 52 |
| Figure 4.13 | Ajustement des dimensions et du placement des diodes PIN et varactor (a) ainsi que l'ajout des trous circulaires dans le plan de masse (b). .                                                                                                                                                                                                                                     | 52 |
| Figure 4.14 | Placement des quatre inductances. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         | 53 |
| Figure 4.15 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec trou représenté en figure 4.8.b (noir), le modèle avec les composants ajustés représenté en figure 4.13.a (bleu) et le modèle avec les inductances représenté en figure 4.14 (rouge). . . . . | 54 |
| Figure 4.16 | Placement des lignes verticales. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          | 54 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |    |
|-------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 4.17 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec trou représenté en figure 4.8.b (noir), le modèle avec les composants ajustés représenté en figure 4.13.a (bleu) et le modèle avec les inductances représenté en figure 4.14 (rouge). . . . .                                      | 55 |
| Figure 4.18 | Observation des champs vectoriels E et H sur différentes parois de la région simulée à 12 GHz sur le modèle de la deuxième stratégie. . . .                                                                                                                                                                                                                                                                            | 56 |
| Figure 4.19 | Construction étape par étape de la cellule suivant la troisième stratégie.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 58 |
| Figure 4.20 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle de référence en figure 4.19.a (noir), le modèle avec les lignes horizontales en figure 4.19.d (bleu) et le modèle avec les lignes verticales et le plan de masse vertical en figure 4.19.f (rouge). . . . .                             | 59 |
| Figure 4.21 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle de référence en figure 4.19.a (noir), le modèle avec une inductance élevée en tant que bloqueur RF (rouge) et le modèle avec une résistance élevée en tant que bloqueur RF (bleu). . . . .                                              | 60 |
| Figure 4.22 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec une résistance de $1\ \Omega$ (noir), le modèle avec une résistance de $100\ \Omega$ (rouge), le modèle avec une résistance de $10\ \text{k}\Omega$ (vert) et le modèle avec une résistance de $1\ \text{M}\Omega$ (bleu). . . . . | 61 |
| Figure 4.23 | Modèle avec une deuxième résistance placée en série sur chacune des lignes de polarisation horizontales. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                       | 62 |
| Figure 4.24 | Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec une seule résistance de $10\ \text{M}\Omega$ (noir) et le modèle avec une deux résistances de $10\ \text{M}\Omega$ en série (rouge). . . . .                                                                                       | 63 |
| Figure 4.25 | Diagrammes du modèle décrit en figure 4.23 (deux résistances de $10\ \text{k}\Omega$ en série). . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 64 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                          |    |
|-------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 4.26 | Modèle affiné avec une partie 2 en T, un substrat vertical (Rogers RO4003) et une meilleure représentation physique de la taille des résistances. . . . .                                                                                | 66 |
| Figure 4.27 | Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (deux résistances de 10 k $\Omega$ en série). . . . .                                                                                                                              | 67 |
| Figure 4.28 | Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (deux résistances de 10 k $\Omega$ en série) avec raccourcissement de la longueur $L_1$ . . .                                                                                      | 67 |
| Figure 4.29 | Modèle affiné avec l'inversement du sens du circuit imprimé vertical et l'ajout des surfaces de soudure pour les résistances de 10 k $\Omega$ . . . . .                                                                                  | 68 |
| Figure 4.30 | Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.29 (deux résistances de 10 k $\Omega$ en série). . . . .                                                                                                                              | 69 |
| Figure 4.31 | Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (bleu) et le modèle issu de la section 3.3.4 (rouge). . . . .                                                                                                                      | 70 |
| Figure 4.32 | Vue trimétrique et de côté du modèle apportant un déplacement du circuit imprimé vertical. . . . .                                                                                                                                       | 71 |
| Figure 4.33 | Diagrammes du modèle apportant un déplacement du circuit imprimé vertical. . . . .                                                                                                                                                       | 72 |
| Figure 4.34 | Modèle avec un seul trou dans le plan de masse horizontal. . . . .                                                                                                                                                                       | 73 |
| Figure 4.35 | Diagrammes du modèle avec un seul trou dans le plan de masse horizontal.                                                                                                                                                                 | 73 |
| Figure 4.36 | Modèle avec l'ajout d'un substrat au dessous du plan de masse horizontal.                                                                                                                                                                | 74 |
| Figure 4.37 | Diagrammes du modèle avec l'ajout d'un substrat au dessous du plan de masse horizontal. . . . .                                                                                                                                          | 74 |
| Figure 4.38 | Représentation de la simulation faite sous ADS à partir de blocs SnP.                                                                                                                                                                    | 76 |
| Figure 4.39 | Comparaison entre les deux types de simulation, en bleu les résultats issus des simulations avec les paramètres S mis en place sous HFSS et en rouge les nouveaux résultats avec la simulation de bloc de paramètres S sous ADS. . . . . | 77 |
| Figure 4.40 | Schéma d'un quadripôle. . . . .                                                                                                                                                                                                          | 77 |
| Figure 4.41 | Diagrammes de Smith des paramètres S des diodes issus des fiches techniques en fonction de la fréquence (de 4 GHz à 18 GHz). . . . .                                                                                                     | 79 |
| Figure 4.42 | Schéma bloc des circuits utilisant un bloc S2P (a) et S1P (b) de la diode varactor polarisée avec 0 V. . . . .                                                                                                                           | 80 |
| Figure 4.43 | Diagrammes de phase et d'amplitude de la diode varactor polarisée avec 0 V (en pointillé rouge la courbe correspondant au modèle S1P et en bleu la courbe correspondant au modèle S2P). . . . .                                          | 80 |
| Figure 4.44 | Schéma d'un quadripôle. . . . .                                                                                                                                                                                                          | 81 |

|             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |    |
|-------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 4.45 | Diagrammes de phase et d'amplitude pour deux tensions de polarisation de la diode varactor (0 V en pointillé et -15 V en continu) avec les diodes PIN polarisée dans le sens direct, la simulation faite intégralement par HFSS (rouge) et le modèle simulé en partie avec ADS (noir). . . . .                                                                                             | 82 |
| Figure 4.46 | Diagrammes de phase et d'amplitude pour deux tensions de polarisation de la diode varactor (0 V en pointillé et -15 V en continu) avec les diodes PIN polarisée dans le sens inverse, la simulation faite intégralement par HFSS (rouge) et le modèle simulé en partie avec ADS (noir). . . . .                                                                                            | 82 |
| Figure 4.47 | Schéma ADS de la simulation de 12 états de fonctionnement différents de notre cellule. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 83 |
| Figure 4.48 | Diagrammes du modèle actuel avec une simulation faite en deux temps entre HFSS et ADS. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 84 |
| Figure 4.49 | Vue trimétrique du modèle avec les lignes de polarisation finies. . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 86 |
| Figure 4.50 | Différents points de vue du modèle avec les lignes de polarisation finies.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 87 |
| Figure 4.51 | Points de vue rapprochée du modèle. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 88 |
| Figure 4.52 | Diagrammes du modèle avec les lignes de polarisation finies et une simulation faite en deux temps entre HFSS et ADS, faite avec 16 tensions de polarisation de la diode varactor (la courbe orange sur la figure d est le fruit de la technique présentée en 3.3.4 où seulement certaines courbes sont considérées lors du calcul des pertes maximales pour une fréquence donnée). . . . . | 89 |
| Figure 5.1  | Schéma représentatif d'un kit de calibration TRL. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | 92 |
| Figure 5.2  | Utilisation de l'outil Mcalc pour le choix de la largeur des lignes et de la longueur du <i>Line</i> . . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                             | 93 |
| Figure 5.3  | Construction du modèle du circuit imprimé pour le kit de calibration TRL. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                          | 94 |
| Figure 5.4  | Circuit imprimé correspondant au kit de calibration TRL. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           | 94 |
| Figure 5.5  | Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état inverse polarisée avec 0 V (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA). . . . .                                                                                                                                                                                      | 95 |
| Figure 5.6  | Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 5 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA). . . . .                                                                                                                                                                                      | 96 |
| Figure 5.7  | Vue trimétrique du modèle double cellule. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          | 98 |

|             |                                                                                                                                                                                                                     |     |
|-------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 5.8  | Différents points de vue du modèle double cellule. . . . .                                                                                                                                                          | 99  |
| Figure 5.9  | Vue trimétrique du modèle double cellule avec un circuit imprimé horizontal inférieur conforme aux dimensions du guide d'onde WR90. . .                                                                             | 100 |
| Figure 5.10 | Différents points de vue du modèle double cellule avec un circuit imprimé horizontal inférieur conforme aux dimensions du guide d'onde WR90. . . . .                                                                | 101 |
| Figure 5.11 | Vue trimétrique des circuits imprimés les uns à côté des autres. . . .                                                                                                                                              | 102 |
| Figure 5.12 | Différents points de vue du prototype imprimé. . . . .                                                                                                                                                              | 103 |
| Figure 5.13 | Utilisation de plusieurs éléments dans les mesures. . . . .                                                                                                                                                         | 104 |
| Figure 5.14 | Plan de travail des mesures avec le guide d'onde au premier plan et le VNA à l'arrière plan. . . . .                                                                                                                | 104 |
| Figure 5.15 | Diagrammes du coefficient de réflexion issus des mesures du prototype dans un guide d'onde WR90 à partir du VNA. . . . .                                                                                            | 106 |
| Figure 5.16 | Diagrammes du coefficient de réflexion issus d'une simulation du prototype double cellule placé dans un guide d'onde. . . . .                                                                                       | 106 |
| Figure 5.17 | Diagramme d'évolution de l'angle d'incidence en fonction de la fréquence dans le guide d'onde. . . . .                                                                                                              | 107 |
| Figure 6.1  | Diagrammes du coefficient de réflexion issus d'une simulation d'une cellule avec des résistances de 1 k $\Omega$ sur les lignes extérieures et des résistances de 10 k $\Omega$ sur les lignes intérieures. . . . . | 112 |
| Figure A.1  | Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 10 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA). . . . .              | 115 |
| Figure A.2  | Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 15 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA). . . . .              | 115 |
| Figure A.3  | Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état inverse polarisée avec 5 V (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA). . . . .               | 116 |
| Figure B.1  | Schéma du circuit imprimé horizontal supérieur. . . . .                                                                                                                                                             | 117 |
| Figure B.2  | Schéma d'un des circuits imprimés verticaux latérales. . . . .                                                                                                                                                      | 118 |
| Figure B.3  | Schéma du circuit imprimé horizontal inférieur. . . . .                                                                                                                                                             | 119 |

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

|      |                                                                                       |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| MEMS | Microsystèmes électromécaniques (de l'anglais <i>Microelectromechanical Systems</i> ) |
| ARRE | Antenne réseau-rélecteur reconfigurable électroniquement                              |
| ARR  | Antenne réseau-rélecteur reconfigurable                                               |
| X    | Bande radiofréquence qui s'étend de 8 à 12 GHz                                        |
| PEC  | Conducteur électrique parfait (de l'anglais <i>Perfect Electric Conductor</i> )       |
| RF   | Radio-Fréquence                                                                       |
| SRF  | Fréquence de résonance propre (de l'anglais <i>Self Resonance Frequency</i> )         |
| VNA  | Analyseurs de réseau vectoriel (de l'anglais <i>Vector Network Analyzer</i> )         |

**LISTE DES ANNEXES**

|          |                                                                                        |     |
|----------|----------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Annexe A | Mesures des paramètres S de la diode PIN avec d'autres états de polarisation . . . . . | 115 |
| Annexe B | Fiche technique du prototype . . . . .                                                 | 117 |

## CHAPITRE 1 INTRODUCTION

### 1.1 Problématique

L'avènement des technologies sans fil a révolutionné notre monde, offrant une connectivité rapide et fiable à travers une multitude d'applications, allant des communications mobiles à la télédétection. Au cœur de cette révolution se trouvent les antennes, des composants cruciaux qui permettent la transmission et la réception des signaux radiofréquences. Cependant, avec l'évolution constante des besoins en communication, il est devenu impératif de développer des antennes plus flexibles et adaptatives pour s'adapter aux diverses exigences des réseaux sans fil modernes.

C'est dans ce contexte que les antennes réseau-réflecteur reconfigurables électroniquement ont émergé comme une solution innovante. Ces antennes combinent deux concepts puissants : les antennes réseau, qui sont capables de manipuler la direction et la forme du faisceau de rayonnement, et les réflecteurs reconfigurables, qui peuvent modifier leurs propriétés électromagnétiques pour contrôler la réflexion et la diffusion des signaux radio. En combinant ces deux éléments, les antennes réseau-réflecteur reconfigurables électroniquement offrent une flexibilité et une agilité exceptionnelles dans la gestion des communications sans fil.

Dans la littérature, la plupart des prototypes d'antennes réseau-réflecteur reconfigurables électroniquement (ARRE) présentés sont basés sur des cellules unitaires où les variations de phase sont obtenues en exploitant les caractéristiques résonantes de l'antenne, par exemple en ajustant la fréquence de résonance ou en manipulant les propriétés de résonance de l'antenne. La résonance est un phénomène à bande étroite et, par conséquent, la gamme de fréquences permettant le contrôle du faisceau est limitée. Pour résoudre ce problème, une nouvelle cellule unitaire reconfigurable a été proposée dans le papier de Perruisseau-Carrier et al [1]. Dans cette cellule, la bande de fonctionnement peut être déplacée sur une largeur de bande très large (1 :1,7). Ceci est réalisé en mettant en œuvre 2 commutateurs à diode PIN en plus d'une diode varactor à réglage de phase dans la cellule unitaire. Bien que cette cellule ait été validée par des simulations et des expériences dans un environnement de simulateur de guide d'ondes, aucun réseau-réflecteur n'a été réalisé avec elle à notre connaissance. L'une des raisons possibles est la taille plus importante et le réseau de polarisation plus complexe, qui rendent difficile l'intégration dans un réseau 2D. La solution que nous proposons consiste à utiliser un réseau linéaire 1D. Dans ce cas, les exigences de compacité des cellules dans l'une des dimensions disparaissent dans l'essentiel. Notre solution permettrait donc d'utiliser un concept innovant dont l'applicabilité était limitée dans d'autres contextes. Il est à noter

que nous opérerons à une fréquence plus élevée que dans [1], où les effets parasites des diodes deviennent plus significatifs.

## 1.2 Objectifs de recherche

Afin de répondre à la problématique posée, le principal objectif de ce projet de recherche est de simuler et de construire une antenne réseau-rélecteur reconfigurable en bande X. Pour cela, une adaptation d'une topologie théorique d'antenne reconfigurable à une nouvelle fréquence est étudiée, cherchant ainsi à repousser les limites de l'état de l'art.

## 1.3 Plan du mémoire

Le plan du mémoire sera structuré en six chapitres. Le premier chapitre constitue l'introduction. Ce chapitre liminaire présente non seulement le contexte et la problématique de l'étude, mais procède également à la présentation détaillée du plan qui guidera la progression de nos réflexions tout au long de ce travail.

Le deuxième chapitre sera consacré à une revue de littérature exhaustive sur les antennes reconfigurables en fréquence, en se focalisant sur les travaux les plus récents dans le domaine. Ce chapitre permettra de situer le contexte théorique et pratique de l'étude, de décrire les différentes techniques employées pour la réalisation d'antennes reconfigurable en fréquence, ainsi que les performances attendues de ces antennes.

Le troisième chapitre du mémoire sera consacré à l'adaptation de la cellule à notre topologie d'antenne et à notre bande de fréquences. Cette adaptation se fera par des simulations d'onde pleine (ou *full-wave simulation* en anglais), en utilisant le logiciel de modélisation électromagnétique HFSS<sup>1</sup>. Dans cette partie, nous détaillerons les différentes étapes de la modélisation, de la simulation, et de l'analyse des résultats, pour optimiser les performances de notre antenne.

Le quatrième chapitre sera dédié à l'inclusion de lignes de polarisation dans le modèle pour permettre la réalisation d'une antenne reconfigurable en fréquence. Cette partie décrira les différentes étapes de la modélisation et de la simulation, pour adapter la cellule de base aux besoins de l'alimentation.

Le cinquième chapitre sera consacré à la validation expérimentale de notre modèle, par la fabrication de prototypes, pour confirmer les performances théoriques de l'antenne. Nous

---

1. HFSS est l'acronyme de "High Frequency Structural Simulator". C'est un logiciel de simulation électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis très utilisé dans le domaine de l'antenne et des circuits imprimés, développé par la société Ansys.

détaillerons les étapes de la fabrication des prototypes, ainsi que les résultats des tests et des mesures.

Enfin, le sixième et dernier chapitre de l'étude sera une conclusion qui résumera les principales contributions de ce mémoire, et donnera des perspectives pour des travaux futurs dans le domaine des antennes reconfigurables en fréquence.

En somme, ce mémoire sera une étude approfondie et complète sur la réalisation d'une cellule d'antenne reconfigurable en fréquence, en incluant toutes les étapes de modélisation, de simulation, d'optimisation, et de validation expérimentale.

## CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Les antennes réseau-réflecteur (*reflectarray*) ont été étudiées pour la première fois en 1963 [2] avec l'objectif de combiner les avantages des antennes réseau et des antennes réflecteurs, en évitant le réseau de distribution nécessaire à l'antenne réseau. Depuis lors, elles ont connu un grand développement en raison de leur capacité à offrir des avantages en termes de gain, de directivité, de bande passante et de rejet des interférences. Les antennes réseau-réflecteurs sont des structures hybrides qui combinent un réseau d'éléments rayonnants et un réflecteur, créant ainsi une configuration qui permet de réaliser des diagrammes de rayonnement complexes avec un contrôle fin de la directivité et de la polarisation. Leurs avantages par rapport aux réflecteurs paraboliques et aux réseaux à commande de phase sont développés dans [3].

Les antennes réseau-réflecteur peuvent être classées en deux catégories principales [4] : les antennes à faisceau fixe et les antennes réseau-réflecteur reconfigurables (ARR). Dans un réflecteur à faisceau fixe, la formation de faisceau est mise en œuvre en ajustant correctement les dimensions et les propriétés de chaque élément, et ne peut plus être modifiée par la suite. D'autre part, lorsqu'on parle d'une ARR, cela signifie que l'antenne peut être ajustée, en modifiant les propriétés de réflexion du réflecteur, pour changer la configuration ou l'orientation du faisceau en fonction des besoins de l'utilisateur ou des conditions environnementales. L'avantage d'une ARR est qu'elle permet une flexibilité accrue par rapport à une antenne réseau réflecteur classique, qui a une configuration et une orientation fixes. Elles ont fait l'objet d'études approfondies au cours des 20 dernières années en raison de leurs qualités attrayantes, à savoir leurs faibles pertes, leur facilité de fabrication, leur faible poids, leur bonne efficacité et leur potentiel global en tant qu'antennes à gain élevé [5]. Les antennes reconfigurables trouvent des applications dans les environnements dynamiques, comme les systèmes RADAR et satellites, qui nécessitent souvent un balayage ou une reconfigurabilité de leur diagramme de rayonnement [6]. On retrouve les ARR même dans les travaux les plus récents comme le mémoire de Samuel Lavoie [7] qui propose en 2021 la réalisation d'une antenne réseau-réflecteur reconfigurable de façon électronique en bande X, à savoir entre 8 et 12 GHz. Il y est présenté une cellule d'ARR avec de bonnes performances, 3.26 dB de perte maximale pour une plage de phase atteignable de  $249^\circ$  à 11.8 GHz. C'est avec ce genre de projet de recherche que le milieu des ARR est en constante évolution.

La section suivante donne un aperçu des différentes technologies et techniques utilisées pour conférer aux antennes réseau-réflecteur des propriétés reconfigurables.

## 2.1 Réseaux-réflecteurs reconfigurables

Comme expliqué précédemment, une ARR a la particularité d'être reconfigurable. Lorsqu'on parle de reconfigurabilité, cela signifie que l'antenne peut évoluer ainsi que son utilisation. On pourrait commencer à parler de reconfigurabilité avec une antenne mécanique rotative. En tournant cette antenne, nous déplaçons l'orientation de l'onde qu'elle émet : nous avons reconfiguré l'antenne. Ce qui nous intéresse ici, ce sont les antennes réseau-réflecteur reconfigurables électroniquement. Cet adjectif se manifeste par le fait d'utiliser des éléments électroniques dans notre réseau qui, par l'activation ou la désactivation, peuvent modifier les caractéristiques de l'antenne. La reconfiguration est provoquée électroniquement. Le balayage du faisceau de l'antenne peut ainsi se réaliser en modifiant la réflexion du réseau-réflecteur, lui-même évoluant suivant le contrôle de chacun de ses éléments et ce de manière électronique. Ce principe est présenté en figure 2.1 avec la formation d'un front d'onde plane. À noter qu'un front d'onde plane n'est réalisé que dans le cas où nous désirons un faisceau focalisé avec une directivité maximale. Si en revanche nous voulons modifier la forme du faisceau, le front d'onde n'est pas nécessairement plane (cas du *shaping*).

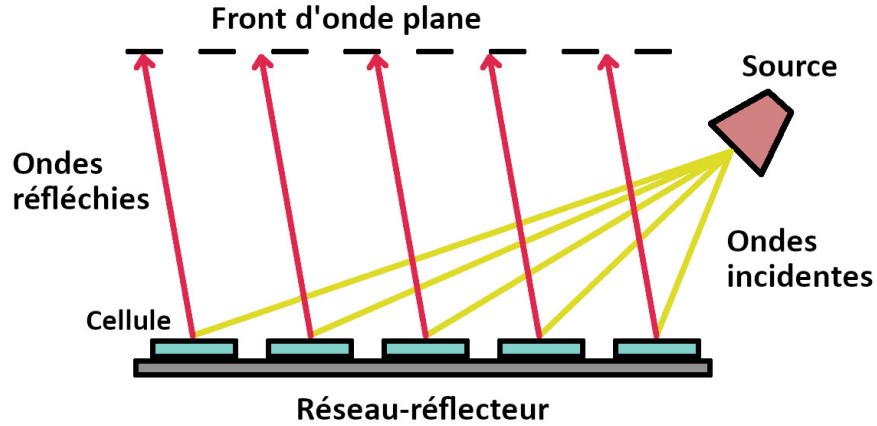


FIGURE 2.1 Schéma représentant des cellules d'un réseau qui, par contrôle de phase, réfléchissent des ondes formant un front d'onde plane.

La technologie présente dans la cellule permet de contrôler le coefficient de réflexion entre une onde incidente et une onde réfléchie. En contrôlant individuellement chaque élément et cela de manière coordonnée, il est possible de diriger le faisceau de l'antenne. Il existe plusieurs technologies permettant le contrôle du coefficient de réflexion et les prochaines sous-sections vont présenter plusieurs d'entre elles.

### 2.1.1 Diode varactor

Une diode varactor, abréviation de *variable reactor* et aussi appelée diode varicap ou diode à capacité variable, est un type de diode qui a la particularité de se comporter comme un condensateur dont la valeur de la capacité peut varier et être contrôlée par la tension inverse appliquée à ses bornes. Elles sont très utilisées dans le cadre d'ARR car elles permettent un changement de phase continu via les variations de capacité. On les retrouve dans de nombreux travaux et à plusieurs fréquences d'utilisation comme à 5.4 GHz dans [8], 5.5 GHz dans [9] et à 10.4 GHz avec 1 GHz de largeur de bande dans [10].

Ces diodes varactor ont l'avantage d'être petites, peu coûteuses et résistantes à l'usure. Elles présentent l'inconvénient de nécessiter des tensions élevées pour parcourir toutes les valeurs de capacité qu'elles offrent, souvent atteignant plusieurs dizaines de volts de tension.

### 2.1.2 Diode PIN

Une diode PIN est une diode qui se compose de trois couches de matériaux différents : une couche non-dopée, dite intrinsèque I, placée entre deux couches dopées P et N, d'où l'abréviation PIN. Une diode PIN se comporte de manière binaire. Polarisation dans le sens direct (passante), elle offre une impédance dynamique extrêmement faible. Polarisation dans le sens inverse (bloquée), elle offre une très grande impédance. Ainsi, la diode PIN sert de commutateur RF. À la différence de la diode varactor qui permet un changement de phase continu, la diode PIN offre un changement de phase discontinu et à plus grande échelle. C'est une technologie simple et de faible coût mais nécessitant parfois de fortes tensions pour la polariser. Elle est aussi très répandue dans les modèles d'ARR comme on peut le voir dans [10] à 10.4 GHz où deux diodes PIN sont utilisées afin de permettre quatre états de fonctionnement séparés de 90°.

### 2.1.3 Interrupteur MEMS

Les diodes varactor et les diodes PIN peuvent induire des pertes de conduction, en particulier aux fréquences micro-ondes élevées et millimétriques. Une alternative est l'utilisation de microsystèmes électromécaniques (MEMS) qui présentent de très faibles pertes de conduction. Un MEMS est fabriqué à partir de matériaux semi-conducteurs. À partir d'éléments mécanique et d'une alimentation électrique, il peut jouer le rôle de commutateur non binaire. Cependant, la fiabilité et la reproductibilité des caractéristiques des MEMS peuvent poser problème.

Très présents dans les modèles ARR, on présente ici deux concepts les utilisant. Le premier, décrit dans [11], utilise quatre commutateurs MEMS qui donnent 10 états indépendants avec une variation de phase de  $150^\circ$  et une variation de perte de 0.4 dB à 1.5 dB à 2 GHz. Il est précisé qu'un plus grand nombre de commutateurs peut fournir un déphasage plus important. Le second, présenté dans [12], montre une cellule élémentaire qui consiste en un patch carré couplé à une ligne de transmission coplanaire, fonctionnant à 76.5 GHz, avec une résolution de phase de 1 bit ( $0^\circ/180^\circ$ ). La commande est obtenue en activant deux paires de commutateurs MEMS placés à l'arrière de l'élément rayonnant. Cette configuration permet des polarisations doubles et une réponse de déphasage plate sur une large bande (théoriquement illimitée).

#### **2.1.4 Matériaux à cristaux liquides**

Une autre possibilité pour la réalisation de cellules d'ARR est l'utilisation de substrats spéciaux tels que des diélectriques contrôlables. Les matériaux à cristaux liquides présentent de très bonnes performances RF, en particulier dans la gamme des hautes fréquences ( $>20$  GHz) [13]. Les matériaux à cristaux liquides sont des matériaux anisotropes présentant à la fois les propriétés d'un cristal et d'un liquide. Leurs propriétés diélectriques peuvent évoluer en fonction du champs électrique appliqué ce qui en fait des candidats idéaux pour le caractère reconfigurable des ARR. C'est cette technologie qui a été utilisée dans [14] pour obtenir un cellule avec une plage de phase de  $138^\circ$  à 30 GHz et dans [15] pour une cellule fonctionnant de 96 GHz à 104 GHz.

#### **2.1.5 Autres technologies**

En plus des technologies principales, d'autres viennent contribuer à l'élargissement du spectre représentant la diversité des ARR comme par exemple la technologie du titanate de baryum et de strontium sur couche mince présentée dans [16]. Ce qui est d'autant plus intéressant, c'est que rien n'empêche ces technologies de se combiner sur une même cellule de ARR et ainsi élargir et repousser les limites établies. C'est ce que nous allons tenter à travers ce travail.

## CHAPITRE 3 ADAPTATION DE LA CELLULE - CONCEPTION

### 3.1 Analyse de l'élément reconfigurable

Avant tout, nous rappelons que ce travail s'inspire de celui réalisé dans [1]. Le choix de ce type de cellule a été réalisé à partir du potentiel des résultats présentés dans l'article en terme de déphasage et de plage fréquentielle utilisable. Un déphasage disponible supérieur à  $270^\circ$  est obtenu sur une plage fréquentielle de 60%, de 1,88 GHz à 3,07 GHz, avec un maximal de pertes de 4 dB. Ces valeurs sont à mettre en comparaison avec celles obtenues dans le travail de Samuel Lavoie [7], où une cellule présente un déphasage de  $250^\circ$  sur une plage fréquentielle de 10%, de 11 GHz à 12 GHz, avec une perte maximale de 2.7 dB. En s'inspirant de [1], nous cherchons à voir s'il est possible de réaliser une cellule fonctionnant en bande X présentant des performances supérieures à la cellule présentée dans [7].

#### 3.1.1 Principe de fonctionnement de la cellule unitaire

Un schéma de la cellule étudiée en [1] est présenté à la figure 3.1.a. Cette figure représente la métallisation sur un circuit imprimé mince, au-dessus d'un plan de masse métallique. Sa géométrie consiste en un patch central de longueur  $L_2$  (partie 2) utilisant une diode varactor en son centre. Deux bandes métalliques supplémentaires de longueur  $L_1$  (partie 1) et  $L_3$  (partie 3) sont ajoutées de part et d'autre de la partie centrale avec des commutateurs (ou switches) radio-fréquence (RF) réalisés à partir de diodes PIN.

Avec la combinaison de deux interrupteurs et d'un varactor, la géométrie de la cellule permet un grand décalage de fréquence. En effet, les deux commutateurs fournissent 4 états de fonctionnement. Chaque longueur électrique différente s'accompagne d'une fréquence de fonctionnement différente, ce qui permet un décalage de fréquence à grande échelle (voir tableau 3.1).

TABLEAU 3.1 États de fonctionnement (avec  $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$ ).

| Switch n°1 | Switch n°2 | Longueur électrique | fréquence de fonctionnement | État n° |
|------------|------------|---------------------|-----------------------------|---------|
| ON         | ON         | $L_1 + L_2 + L_3$   | $f_1$                       | 1       |
| OFF        | ON         | $L_2 + L_3$         | $f_2$                       | 2       |
| ON         | OFF        | $L_1 + L_2$         | $f_3$                       | 3       |
| OFF        | OFF        | $L_2$               | $f_4$                       | 4       |

Parallèlement, en modifiant sa capacité en fonction de la tension d'alimentation, la diode varactor permet un déplacement de fréquence fin et continu. C'est ce qu'on observe sur la figure 3.1.b, où un graphe présente la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une onde plane incidente sur un réseau infini périodique constitué de cellules identiques et polarisées dans le même état.

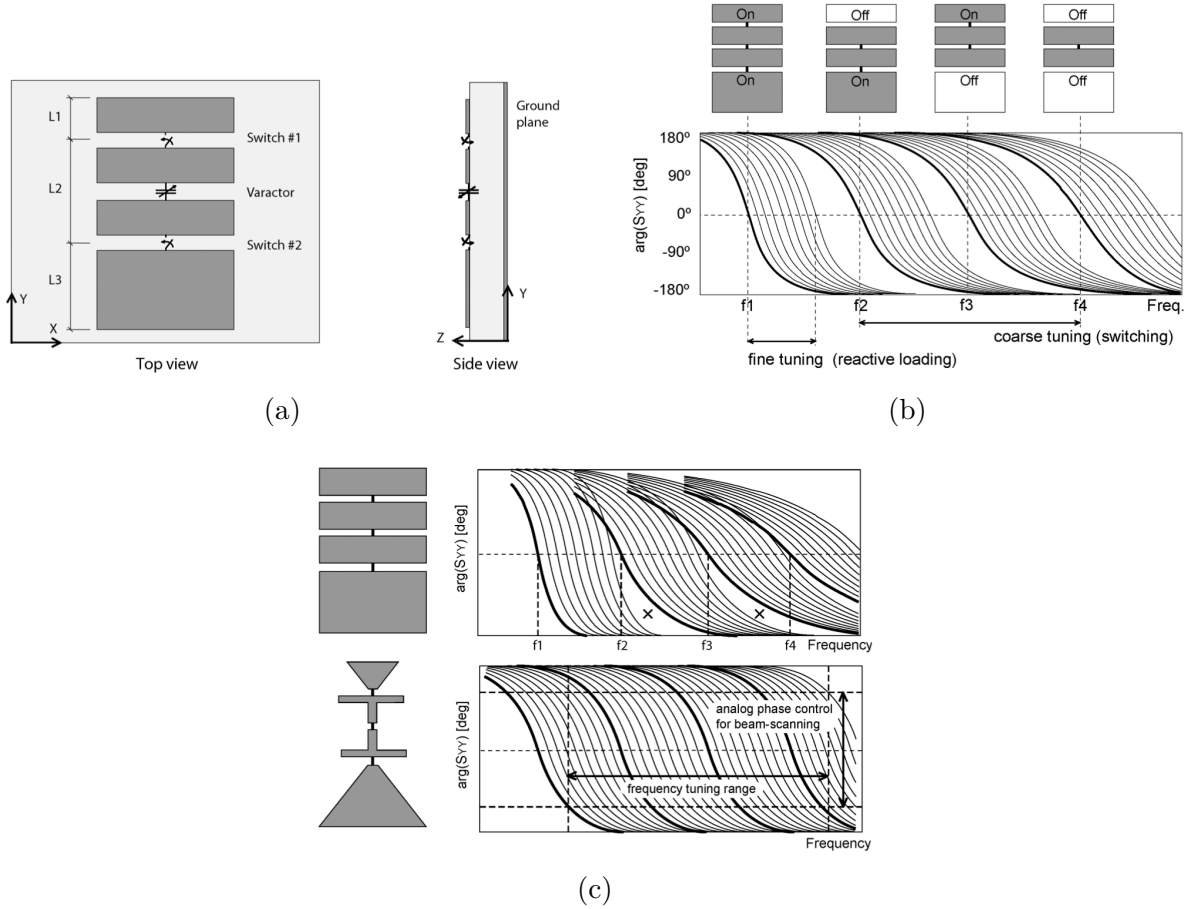


FIGURE 3.1 Description de la géométrie de la cellule et de son fonctionnement. (a) Géométrie de la cellule utilisant deux commutateurs RF et un varactor. (b) Représentation conceptuelle des capacités de reconfiguration de la cellule combinant quatre configurations de commutateurs (réglage grossier) avec une charge d'impédance continue de la diode varactor (réglage fin). (c) Représentation conceptuelle de la compensation de la pente de phase à l'aide de géométries en T et en nœud papillon. [1]

Considérant un réseau infini de cellules identiques, nous nous intéressons à la phase du coefficient de réflexion d'une onde plane à incidence normale sur le réseau. C'est ce paramètre qui nous permettra de caractériser les performances de la cellule.

Nous introduisons ici un paramètre que nous appelons la pente de phase. On appelle pente de phase le coefficient directeur maximal qu'atteint la tangente de la courbe décrivant la phase en fonction de la fréquence lors de la résonance de la cellule. Plus simplement, lorsque la cellule est excitée, il peut lui arriver de résonner et c'est cela qui provoque un changement de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (voir figure 3.1.b). La pente de phase correspond alors à la "vitesse" à laquelle la cellule résonne, ou encore la "vitesse" à laquelle la phase varie lorsque la fréquence augmente. Une forte pente de phase équivaut à un changement rapide de la phase (voir figure 3.1.c à la fréquence  $f_1$ ) et une faible pente de phase équivaut à un changement lent de la phase (voir figure 3.1.c à la fréquence  $f_4$ ).

Ici, la géométrie de chaque pièce métallique est modifiée pour obtenir un contrôle de phase continue. En effet, la pente de phase diminue lorsque la fréquence augmente sur le modèle où chaque partie métalliques est rectangulaire (voir figure 3.1.c). Ceci a pour conséquence de créer des zones de superposition entre les états et d'autres zones inatteignables en terme de phase qui sont pointés par des croix dans 3.1.c). Afin de contrer cet effet, les auteurs de [1] ont astucieusement utilisé une géométrie en T pour le patch central, de part et d'autre de la diode varactor, et une géométrie en nœud papillon pour les parties extérieures.

### 3.1.2 Simulation du modèle

L'objectif du projet est de développer une cellule de ARRE qui fonctionne en bande X et qui peut opérer sur une large bande de fréquence. À cette fin, nous proposons de reprendre le modèle de la cellule développée dans [1] et de l'adapter à une autre fréquence d'utilisation. Seulement, c'est surtout des résultats que les auteurs ont choisi de présenter dans leur article, en passant brièvement sur la méthodologie et les justifications. C'est pour cela qu'il est intéressant dans un premier temps de chercher à reproduire le modèle de l'article afin d'en comprendre les caractéristiques. La géométrie de la cellule présentée dans [1] conçue pour opérer en bande S (de 2 à 4 GHz) est détaillée dans la figure 3.2 et le tableau 3.2. Le substrat diélectrique utilisé est un RO4003 d'épaisseur  $H_s = 1.5$  mm, une permittivité relative  $\epsilon_r$  de 3.55 et une tangente de perte  $\delta$  de 0.0027. Une couche d'air d'épaisseur  $H_a = 8.2$  mm est placée entre le substrat diélectrique et le plan de masse métallique de la cellule.

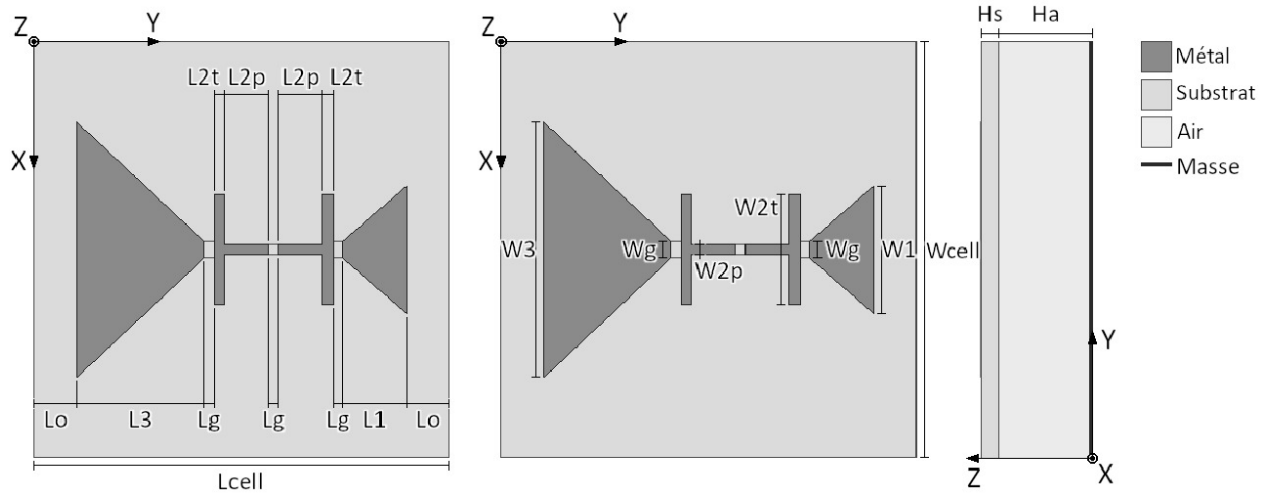


FIGURE 3.2 Géométrie de la cellule développée dans [1].

TABEAU 3.2 Dimensions de la cellule [1].

| Variable | Longueur (mm) | Variable | Longueur (mm) | Variable   | Longueur (mm) |
|----------|---------------|----------|---------------|------------|---------------|
| $L_1$    | 6.7           | $W_1$    | 13.3          | $L_{cell}$ | 43.2          |
| $L_{2t}$ | 1.1           | $W_{2t}$ | 11.4          | $W_{cell}$ | 43.2          |
| $L_{2p}$ | 4.6           | $W_{2p}$ | 1.1           | $H_s$      | 1.5           |
| $L_3$    | 13.3          | $W_3$    | 26.6          | $H_a$      | 8.2           |
| $L_g$    | 1.0           | $W_g$    | 1.7           | $L_o$      | 4.4           |

Afin de placer la structure au milieu de la cellule, le paramètre  $L_o$  se calcule avec la formule 3.1.

$$L_o = \frac{1}{2}[L_{cell} - L_1 - L_3 - 3L_g - 2(L_{2t} + L_{2p})] \quad (3.1)$$

La simulation de la cellule se fait avec HFSS. Ce dernier offre des fonctionnalités avancées pour modéliser et simuler les interactions électromagnétiques au sein d'une cellule d'ARR à travers les techniques de calcul des éléments finis. Il permet de définir avec précision les propriétés des matériaux, les dimensions des éléments, les distances entre les éléments, les pertes, les effets de rayonnement ainsi que d'inclure des éléments de circuits pour représenter les diodes. Grâce à ses capacités d'analyse électromagnétique, HFSS permet de visualiser et d'évaluer les performances de la cellule, dont notamment la réponse en phase et en fréquence.

De plus, HFSS permet de mener des analyses paramétriques pour étudier l'impact des variations de conception sur les performances de la cellule d'antenne. Cela facilite l'optimisation du design en explorant différentes configurations, matériaux et dimensions pour atteindre les spécifications requises.

Une fois le modèle construit, la cellule est excitée avec un port de Floquet (voir figure 3.3). Le port de Floquet et l'application de conditions frontières appropriées sur les murs verticaux de la cellule permettent de représenter mathématiquement les modes de propagation dans les structures périodiques telles que le réflecteur de notre ARR. C'est la réflexion à ce port qui sera étudiée.

De plus, des conditions limites périodiques sont ajoutées au modèle dans [1]. À la place, nous avons utilisé des relations primaire/secondaire (voir figure 3.4) pour lier les murs de part d'autres de la région de calcul de la simulation. Ceci afin de prendre en compte les effets de couplage entre les cellules ainsi que d'obtenir des résultats représentatifs de la structure périodique complète tout en réduisant les efforts de modélisation.

Appliquer des conditions primaire/secondaire, avec une relation de phase imposée entre les deux murs, revient exactement à imposer des conditions limites périodiques. Tous les couplages entre cellules sont pris en compte dans les deux cas. Donc, il ne devrait pas y avoir de différence entre les résultats obtenus avec les deux méthodes. De plus, les phases des primaire et secondaire sont imposées égales, ce qui implique une onde incidente en direction normale (-z). Le champ E de l'onde incidente est à polarisation linéaire en direction y.

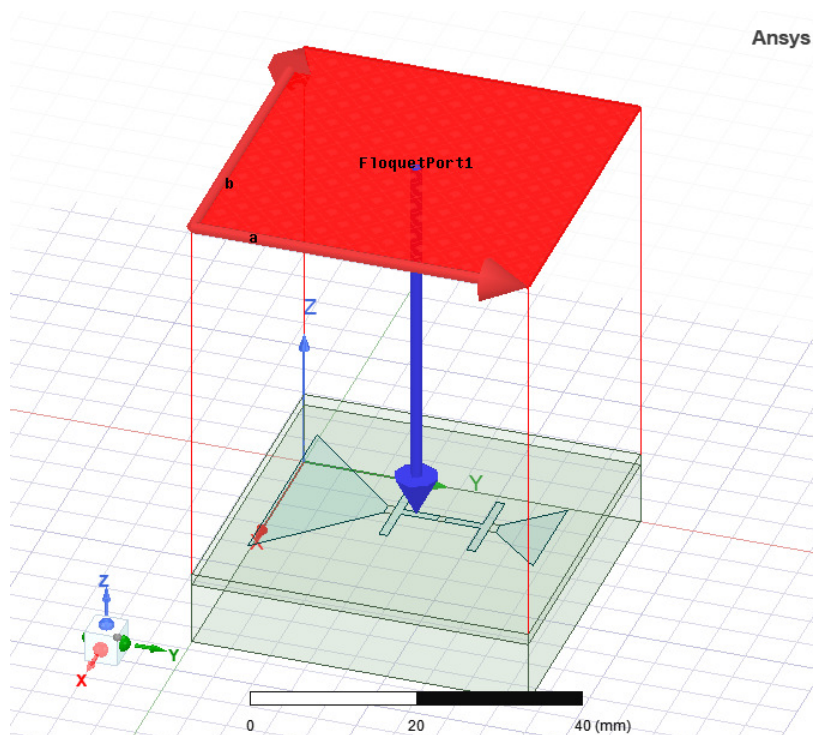
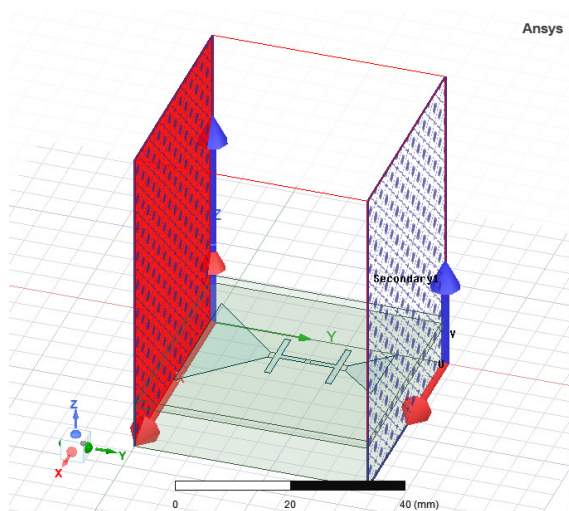
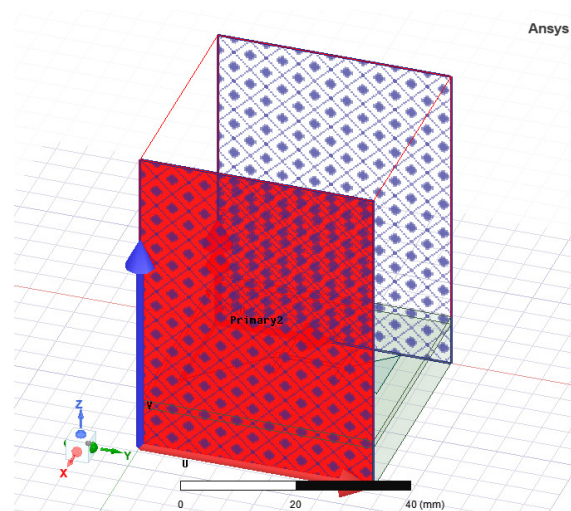


FIGURE 3.3 Excitation de la cellule avec un port de Floquet.



(a) Relation 1, parallèle au plan xz

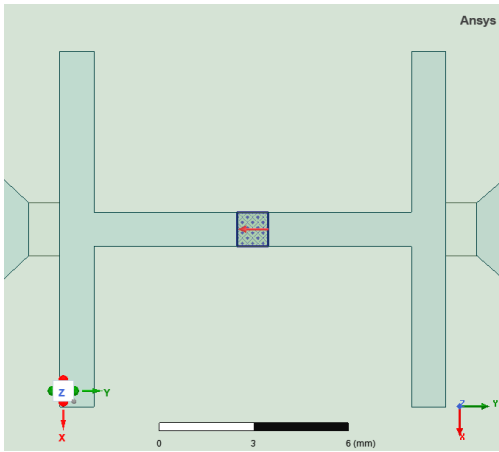


(b) Relation 2, parallèle au plan yz

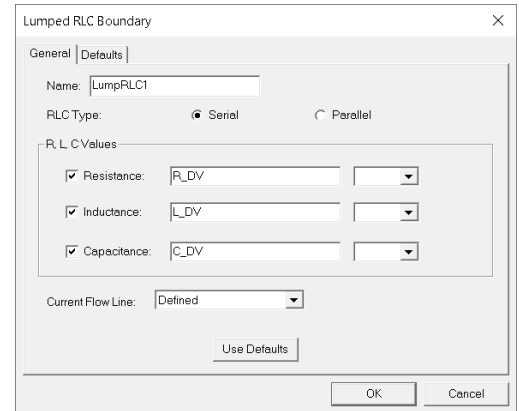
FIGURE 3.4 Relations primaire (en rouge)/secondaire (en bleu).

Une simulation est une approximation de la réalité. Entre un modèle et la réalité, il existe toujours un certain degré de simplification. Plus le modèle est simplifié et plus les résultats peuvent être sujets à des erreurs. Cependant, cette simplification présente l'avantage de gagner du temps lors de la construction du modèle et de la simulation. La méthode généralement recommandée consiste donc à commencer par un modèle simplifié et à chercher à le rapprocher de la réalité tout en tenant compte des contraintes liées aux ressources de calcul et d'espace nécessaires.

Les plaques de métal sont alors dans un premier temps considérées avec des surfaces 2D de conducteur électrique parfait (PEC). En ce qui concerne l'incrustation des composants électroniques (diodes PIN et varactor) dans HFSS, il existe plusieurs méthodes qui seront explorées à travers ce projet. La diode varactor utilisée dans [1], la MG125-26 d'Aeroflex Metelics, est simulée en utilisant son modèle équivalent RLC, comme décrit dans [17]. C'est une méthode régulièrement utilisée dans la littérature pour incruster des composants électroniques car rapide et efficace tout en promettant une certaine fiabilité. Pour cela, il faut définir une surface, de la taille physique du composant, et y définir une ligne de courant. Il ne reste plus qu'à entrer le modèle RLC en série équivalent (voir tableau 3.3) de la diode varactor pour une certaine tension d'application (voir figure 3.5).



(a)



(b)

FIGURE 3.5 Modèle RLC série équivalent de la diode varactor.

En ce qui concerne les diodes PIN utilisées dans [1], des MPN7310 d'Aeroflex Metelics, nous allons procéder à une vérification du modèle RLC. Pour cela, on compare les résultats obtenus entre la méthode du modèle RLC et une méthode dite "simplifiée" qui consiste à remplacer la diode par du métal lorsqu'elle est à l'état fermé et de ne rien mettre dans l'espace où on insère normalement la diode lorsqu'elle est à l'état ouvert (voir figure 3.6).

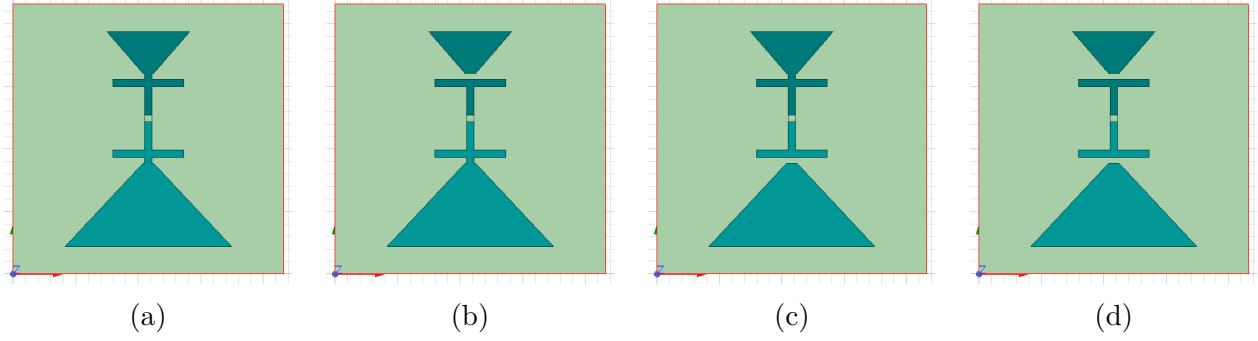


FIGURE 3.6 Modélisation simplifiée des diodes PIN (les figures a, b, c et d correspondent respectivement aux états 1, 2, 3 et 4).

TABLEAU 3.3 Modèle RLC série et simplifié des diodes.

|                  | Diode PIN simplifié |          | Diode PIN |      | Diode varactor |      |      |
|------------------|---------------------|----------|-----------|------|----------------|------|------|
|                  | ON                  | OFF      | ON        | OFF  | -2V            | -10V | -21V |
| $R_s[\Omega]$    | 0                   | $\infty$ | 2.1       | 30   | 2.0            | 2.2  | 2.6  |
| $L_s[\text{nH}]$ | -                   | -        | 0.59      | 0.12 | 0.68           | 0.64 | 0.61 |
| $C_s[\text{pF}]$ | -                   | -        | -         | 0.15 | 3.3            | 0.80 | 0.41 |

Après avoir créé un second modèle avec configuration des diodes PIN via des circuit RLC équivalents, on compare les diagrammes de phase. Dans la figure 3.6, on peut voir que à l'état 1, les courbes coïncident relativement bien : les commutateurs sont bien conducteurs une fois fermés. En revanche, un écart se forme lorsqu'on passe aux états supérieurs, ce qui décrit la différence entre un commutateur idéal et la réalité en état ouvert. Le modèle RLC des diodes PIN à l'état ouvert est composé d'une résistance de  $30 \Omega$ , d'une inductance de  $0.12 \text{ nH}$  et d'une capacité de  $0.15 \text{ pF}$  en série (voir tableau 3.3). Le modèle idéal de la diode serait réalisé avec une résistance infinie. C'est cette faible résistance de  $30 \Omega$  et la prise en compte de la capacité qui produit ce décalage en fréquence observé dans la figure 3.7.b).

À noter que dans la plupart des figures qui seront présentées à travers ce travail, un code couleur a été respecté afin de repérer facilement les courbes provenant de chaque état. Le code couleur est présenté sur la figure 3.8. La figure montre aussi des lignes verticales violettes. Ces lignes se trouvent aux fréquences minimales et maximales où on retrouve une variation de la phase du coefficient de réflexion d'au moins  $270^\circ$ , en faisant varier l'état des diodes PIN et varactor.

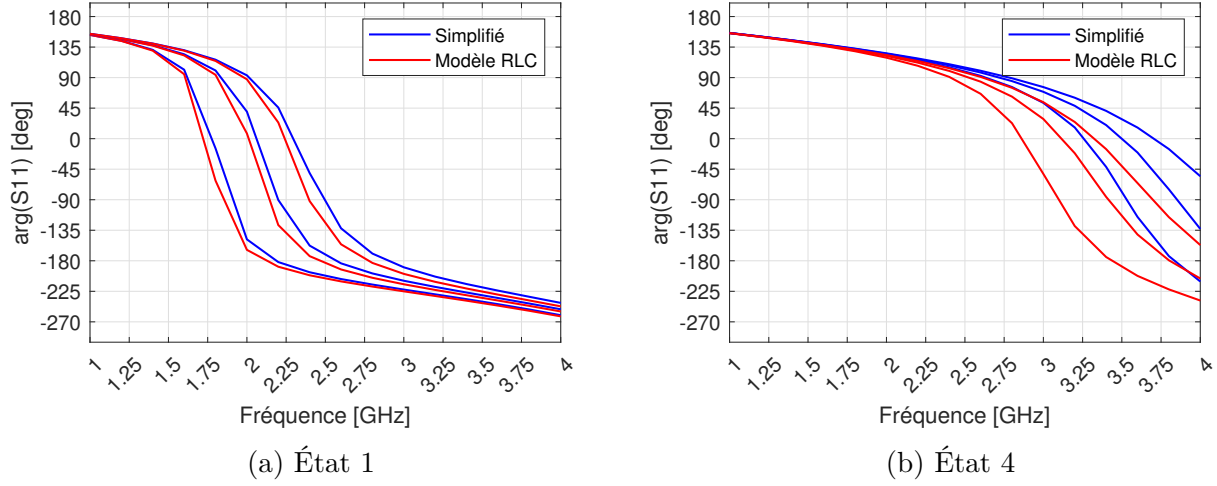


FIGURE 3.7 Comparaison entre le modèle simplifié (bleu) des diodes PIN et le modèle circuit RLC équivalent (rouge) avec trois tensions d'alimentation différentes de la diode varactor : -2V, -10V et -21V (de gauche à droite).

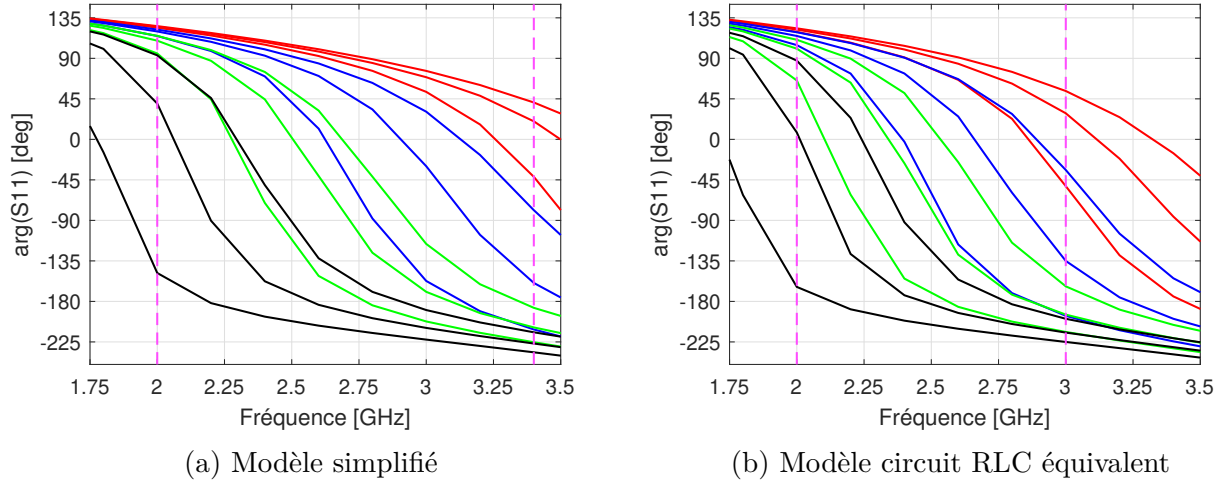


FIGURE 3.8 Comparaison entre les modèles avec trois tensions d'alimentation différentes de la diode varactor : -2V, -10V et -21V (de gauche à droite) et les quatre états de fonctionnement (dans l'ordre croissant respectivement noir, vert, bleu et rouge). Les lignes en pointillé violettes délimitent la plage de fréquence avec plus de  $270^\circ$  de déphasage possible.

À travers ce mémoire, les analyses se feront régulièrement soit sur un état précis comme en figure 3.7, soit sur l'ensemble des états avec plus ou moins de tensions prises en compte comme en figure 3.8. Cette dernière figure nous permet d'observer la différence entre un modèle idéal

ou non des diodes PIN à travers les états de fonctionnement de la cellule. Elle permet aussi de présenter une condition essentielle qui n'est pas respectée ici dans le modèle simplifié. En effet, bien qu'on semble avoir gagné en plage de fréquence par rapport au modèle RLC, de 2 à 3 GHz à de 2 à 3.4 GHz, on remarque que la dernière courbe de la figure 3.8.a) (de gauche à droite) de l'état 3 (en bleu) est en-dessous de la première courbe de l'état 4 (en rouge). Ceci a pour conséquence de créer une zone de phase non atteignable pour la cellule (voir figure 3.9). Cet effet est à surveiller et à éviter dans la création de notre cellule. La dernière courbe d'un état doit être en permanence placée au-dessus de la première courbe de l'état supérieur suivant.

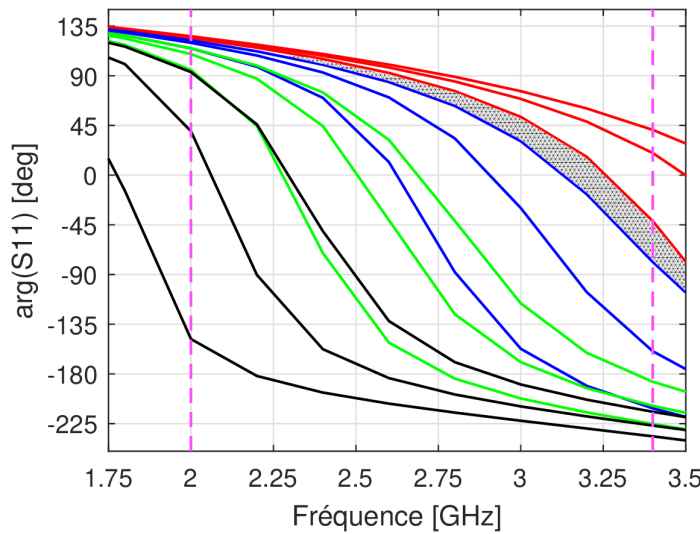
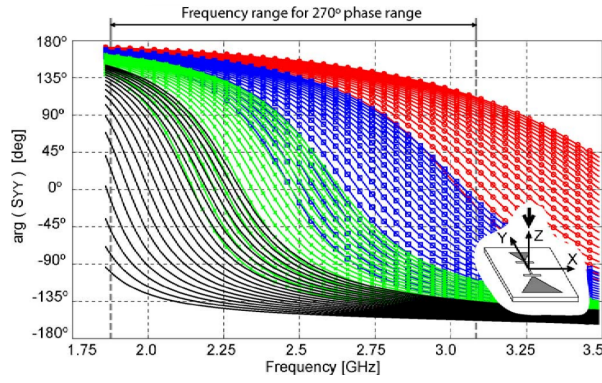


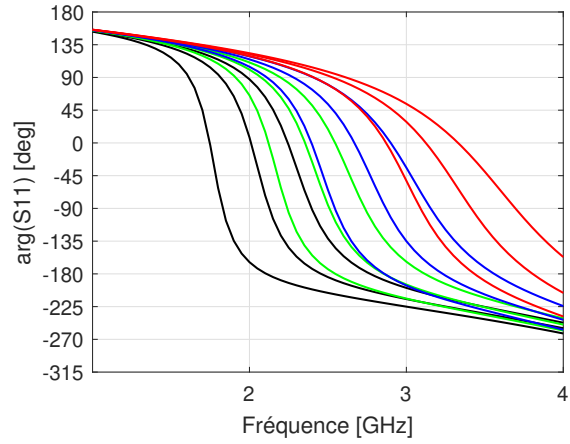
FIGURE 3.9 Zone de phase non atteignable grisée.

Enfin, on peut comparer les résultats des diagrammes de phase (figure 3.10) et d'amplitude (figure 3.11) de notre modèle 3D (avec les circuits RLC équivalents pour la diode varactor et pour les diodes PIN) et ceux donnés dans [1]. Il est noté que les résultats de [1] sont donnés entre 1.85 et 3.5 GHz pour 20 tensions d'application à la diode varactor. En revanche nos graphes sont donnés entre 1 et 4 GHz avec seulement 3 tensions d'application (-2, -10 et -21 V). Malgré cela, nous pouvons réaliser plusieurs points de comparaison.

En terme de performances, notre modèle atteint les 270° de plage de phase de 1.95 à 3.05 GHz contre de 1.88 à 3.07 GHz dans [1]. Les pertes ont un maximum local de -3.4 dB dans cette plage et de -4.2 dB entre 1 et 4 GHz pour notre modèle contre environ 3-4 dB dans [1].

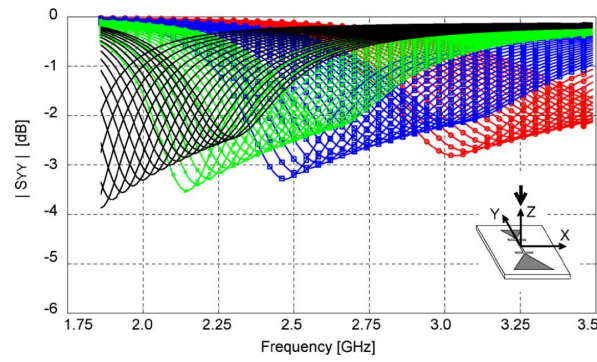


(a) Issu de [1]

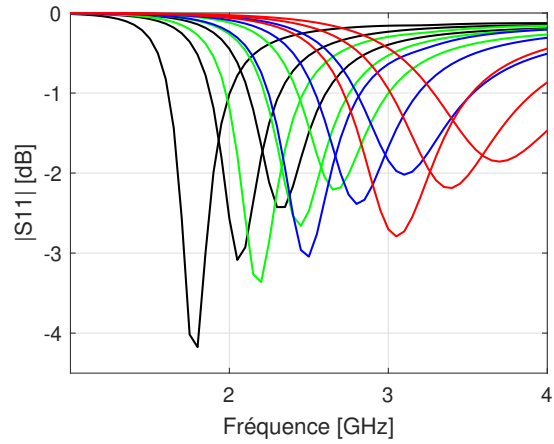


(b) Modèle réalisé sous HFSS

FIGURE 3.10 Comparaison des diagrammes de phase du coefficient de réflexion.



(a) Issu de [1]



(b) Modèle réalisé sous HFSS

FIGURE 3.11 Comparaison des diagrammes en amplitude du coefficient de réflexion.

De plus, on peut remarquer que la pente de phase de chacune des courbes issues de nos résultats semble plus forte que la pente de phase de sa courbe correspondante dans le graphe issu de [1]. Cela provient du calcul du coefficient de réflexion réalisé sous HFSS qui nécessite un plan de référence. Une différence de placement de ce plan de référence entraîne un déphasage de  $-2\beta L$  avec  $L$  la longueur du déplacement du plan et  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ . Un plan de référence placé différemment a donc pour conséquence d'ajouter un déphasage proportionnel à la fréquence. Le plan de référence n'est pas indiqué dans [1]. Cependant, en déplaçant notre plan de référence au niveau du plan de masse, donc un déplacement de  $L = H_a + H_s = 9.7$  mm, on obtient la phase présentée en 3.12 qui cette fois correspond entièrement à la phase présentée dans [1].

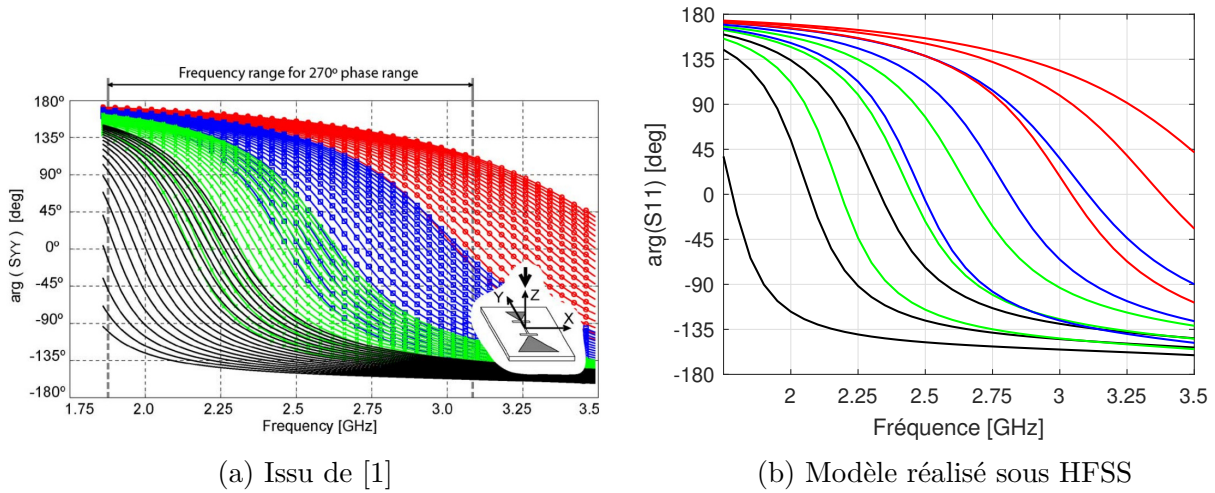


FIGURE 3.12 Comparaison des diagrammes de phase du coefficient de réflexion avec un plan de référence placé au niveau du plan de masse.

Ce déphasage créé par un déplacement du plan de référence a, cependant, aucun impact sur le reste des résultats, notamment sur la plage de phase. En effet, pour une certaine fréquence, comme le déphasage ajouté est constant pour tous les états de fonctionnement, la différence de phase entre deux états ne prend pas en compte ce déphasage. Le calcul de la plage de phase annule ce déphasage ajoutée par le déplacement du plan de référence. Le choix de ce plan de référence n'est donc pas essentiel pour mesurer les performances d'un modèle. Sauf contre-indication, le plan de référence pour le reste de ce travail sera défini au niveau du plan de masse de la cellule.

Que ce soit pour notre modèle ou pour celui présenté dans [1], la perte de la cellule varie entre 0 dB et 4 dB en fonction de la phase de réflexion. Comme prévu, les pertes sont plus faibles pour les phases proches de  $\pm 180^\circ$  qu'autour de 0, où la cellule fonctionne à sa fréquence de résonance. D'autre part, en raison de la forme en T du nœud papillon, les pertes sont globalement similaires pour toutes les différentes configurations de commutateurs. Dans l'ensemble, les résultats sont similaires et le modèle 3D est validé.

En plus de ces graphes, deux autres courbes sont maintenant calculées afin de représenter les performances d'une géométrie. La première représente la plage de phase (voir 3.13 (a)). Elle permet d'observer facilement la plage de phase atteignable en fonction de la fréquence. Les deux lignes en pointillés violettes permettent de délimiter une plage de phase cible avec ici pris en exemple  $270^\circ$ . La seconde courbe est une figure de mérite (voir 3.13 (b)). Elle se calcule en prenant la plage de phase et en la divisant par la perte maximale en fonction de la fréquence. Cette dernière permet d'évaluer l'évolution du compromis plage de phase et pertes selon les différentes géométries.

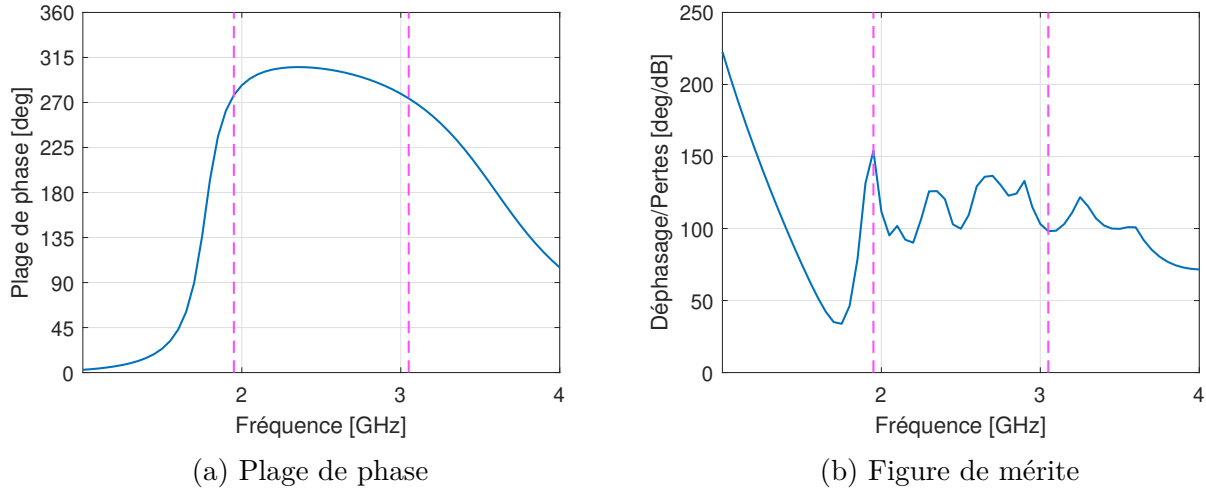


FIGURE 3.13 Courbes d'analyse du coefficient de réflexion de notre modèle réalisé sous HFSS. Les lignes en pointillé violettes délimitent la plage de fréquence avec plus de  $270^\circ$  de déphasage possible.

## 3.2 Adaptation de l'élément à notre topologie

La cellule doit être maintenant adaptée à une autre plage fréquentielle et certains requis géométriques. En effet, la cellule doit respecter la dimension de 10.16 mm x 10.16 mm (ou encore 400 mils x 400 mils). Ces dimensions proviennent de celle d'un guide d'onde WR-90. C'est ce guide d'onde qui est utilisé par Samuel Lavoie dans [7] pour réaliser des mesures une fois la cellule construite et c'est le même guide d'onde que nous allons utiliser. Il est donc important d'avoir conscience de ces informations.

Nous allons procéder à plusieurs analyses de paramètres, tester plusieurs changements et comprendre ainsi comment adapter au mieux la cellule.

### 3.2.1 Translation fréquentielle

La fréquence centrale de la plage d'utilisation de la cellule originale est de 2.5 GHz. Nous cherchons à réaliser une cellule fonctionnant entre 8 et 12 GHz donc avec une fréquence centrale  $f_c = 10$  GHz. On a alors un rapport 4 entre ces fréquences et une première façon d'adapter grossièrement la cellule est donc d'appliquer un facteur multiplicateur aux dimensions géométriques  $Rap = \frac{1}{4} = 0.25$ , que ce soit pour les éléments imprimés dans le plan  $xy$  ou encore les différentes épaisseurs et la taille globale de la cellule. À noter que bien que les épaisseurs de substrat disponibles soient limitées par ce que proposent les constructeurs, nous nous affranchissons de cette contrainte pour le moment et nous y reviendrons plus tard. On obtient ainsi une translation fréquentielle (voir figure 3.14) avec bien une fréquence centrale de 10 GHz. En revanche, les groupes de courbes associés à chaque état des diodes PIN sont maintenant trop éloignés les uns des autres.

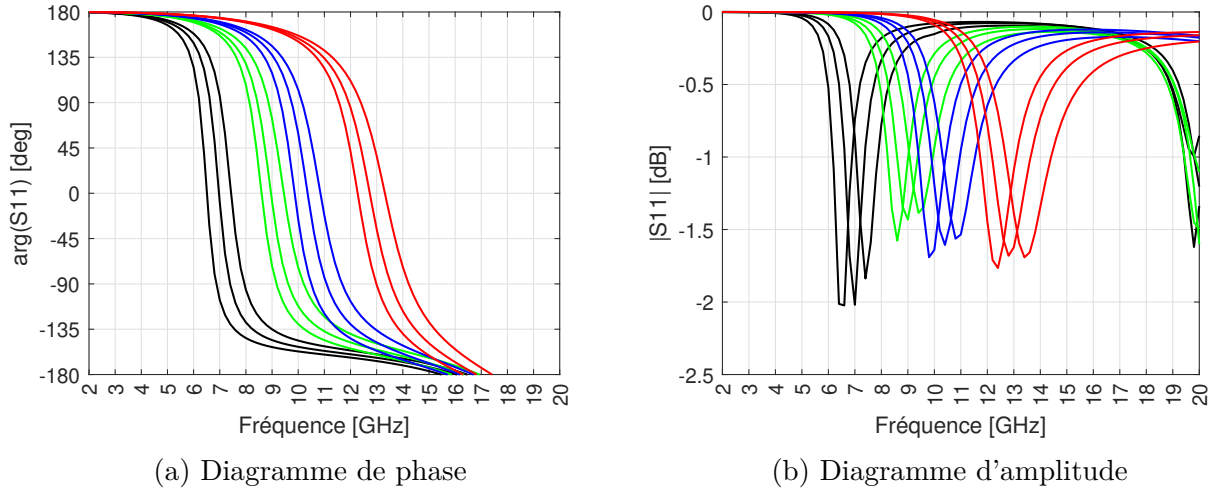


FIGURE 3.14 Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement  $Rap$  de 0.25 (modèle simplifié pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-26 pour la diode varactor, voir tableau 3.3).

### 3.2.2 Influence de la diode varactor

Afin de rapprocher les différentes courbes, on peut procéder à un changement de la diode varactor. Celle utilisée dans la cellule de [1] est la MGV125-26. En prenant une autre diode de la même famille avec une capacité plus faible (entre 0.09 et 1 pF) comme la MGV125-20, on obtient les résultats présentés dans la figure 3.15. On y observe bien l'influence de la diode varactor, notamment sa capacité, sur l'évolution de la fréquence de résonance selon la tension d'application au sein d'un état.

Puis, si on considère le modèle RLC pour les diodes PIN, on obtient les résultats présentés en figure 3.16. Comme vue à la figure 3.8, les fréquences de résonance sont plus faibles avec le modèle RLC qu'avec le modèle simplifié des diodes PIN mais cet effet est encore plus fort avec cette nouvelle gamme de fréquence et donc plus notable. De plus, les pertes sont passées de 1-2 dB pour le modèle simplifié des diodes PIN à 10-15 dB pour le modèle RLC, ce qui est énorme. Il y a aussi une différence significative entre les états ce qui n'est pas souhaitable. Il faudra donc tester d'autres composants électroniques.

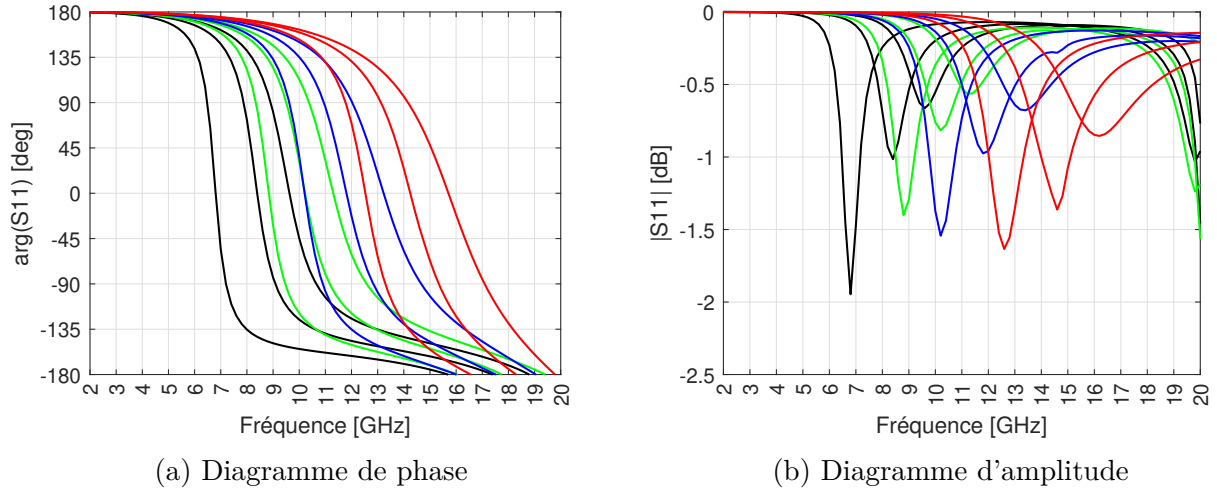


FIGURE 3.15 Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement  $Rap$  de 0.25 (modèle simplifié pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)

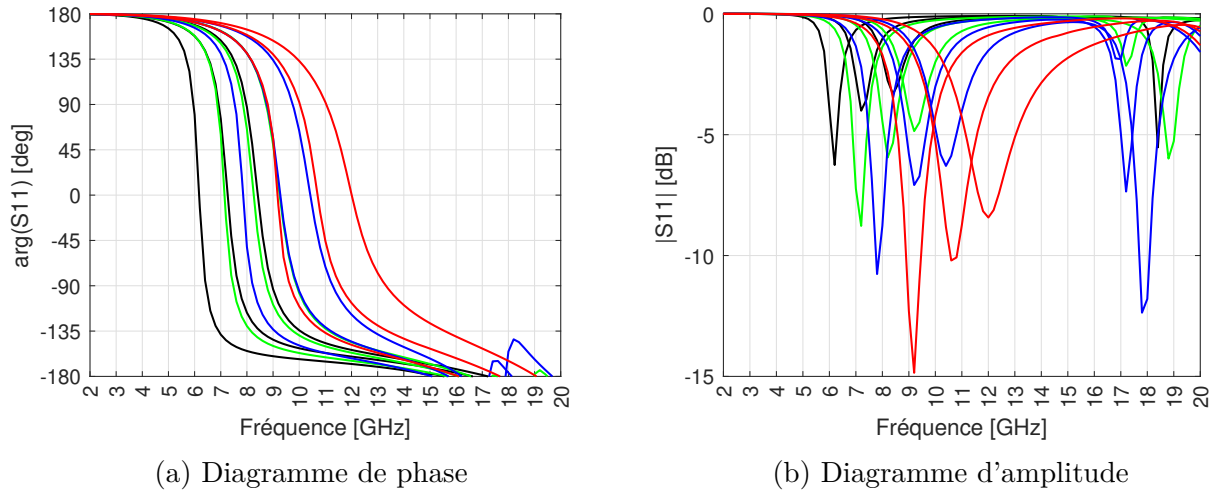


FIGURE 3.16 Diagrammes du modèle avec un facteur d'agrandissement  $Rap$  de 0.25 (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)

### 3.2.3 Taille de la cellule

Si nous choisissons d'utiliser un guide d'onde WR-90 et non pas un guide d'onde plus grand, c'est aussi pour répondre à un certain enjeu. La taille des cellules doit être inférieure à  $\frac{\lambda}{2}$  en  $x$  et  $y$  pour ne pas permettre la propagation de modes de Floquet d'ordres supérieurs, quelque soit la direction d'arrivée de l'onde incidente [18]. En faisant varier la fréquence à travers la bande X (8 à 12 GHz),  $\frac{\lambda}{2}$  varie de 12.5 mm à 18.7 mm, ce qui reste supérieur à 10.16 mm, la largeur d'un guide d'onde WR-90. La règle est donc bien respectée. Sinon, une partie des pertes de retour observées pourrait être attribuée au couplage de ces modes.

Avec l'aide du facteur multiplicateur, les dimensions de la cellule sont de 10.8 mm x 10.8 mm. Or la taille recherchée est de 10.16 mm x 10.16 mm. C'est donc par chance que les dimensions sont proches et nous allons profiter de cela pour rétrécir les côtés de la cellule jusqu'à obtenir un carré de 10.16 x 10.16 mm puis en observer les conséquences sur les résultats de la figure 3.17.

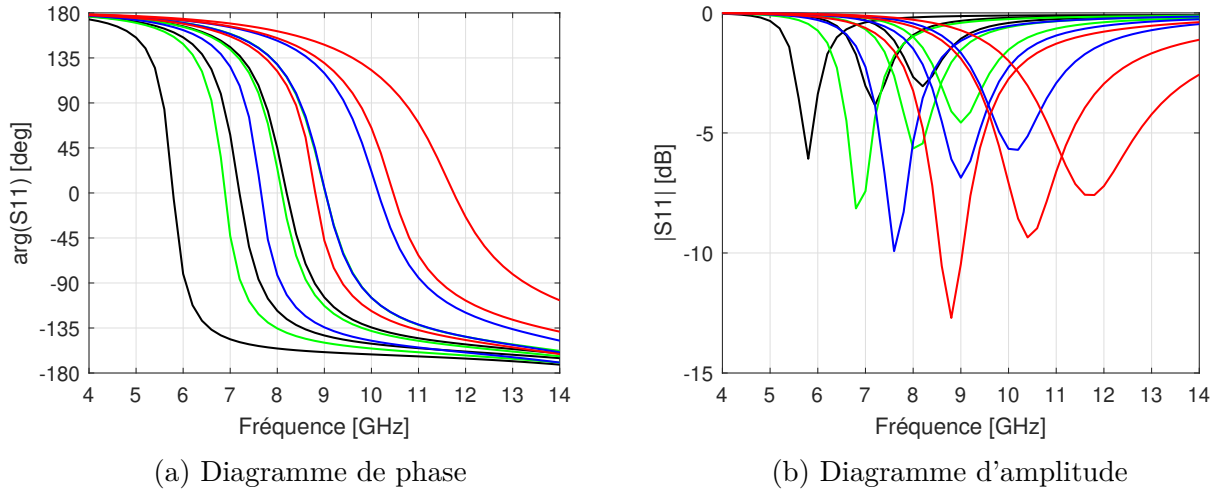
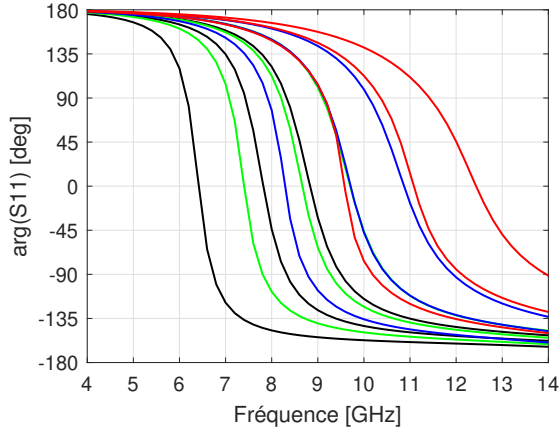


FIGURE 3.17 Diagrammes du modèle avec une largeur de cellule de 10.16 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)

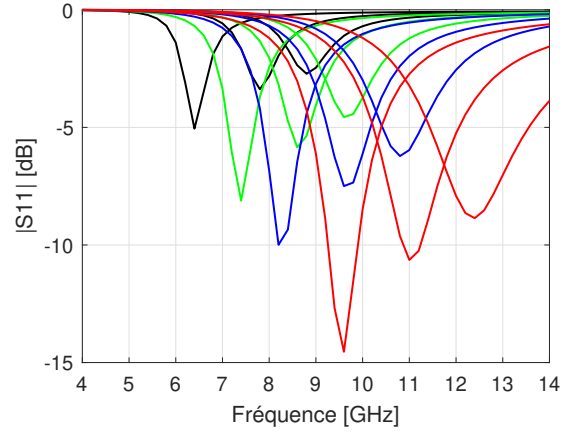
En comparant la figure 3.17 à la figure 3.16, notamment au niveau des pics de résonance, un léger décalage vers les plus petites fréquences est observé (d'environ 400 MHz). On fixe dorénavant les variables  $W_{cell}$  et  $L_{cell}$  à 10.16 mm et elles ne seront plus affectées par une modification du facteur multiplicateur.

### 3.2.4 Influence de la permittivité du substrat

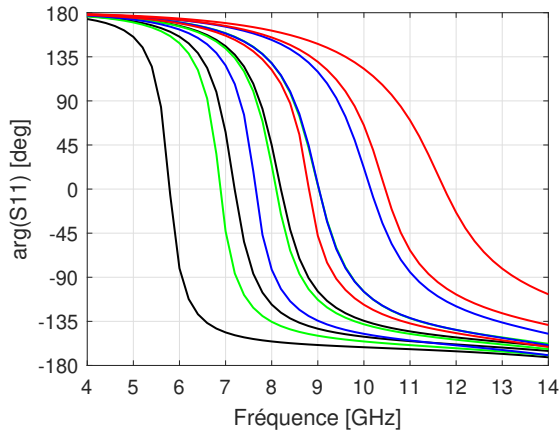
En variant la permittivité du substrat (voir figure 3.18) pour une épaisseur constante de 0.375 mm, on observe que la fréquence de résonance de la cellule augmente lorsque la permittivité diminue (d'environ 800 MHz ici). Ceci ajoute un paramètre ( $\varepsilon_r$ ) permettant un déplacement fréquentiel du fonctionnement de la cellule. En revanche, les pertes augmentent aussi lorsque la permittivité diminue (d'environ 1-2 dB ici). Un compromis sera à trouver.



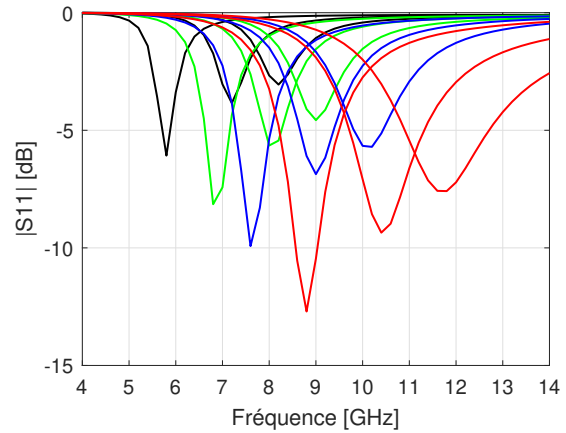
(a) Diagramme de phase - Rogers RT/duroid 5880 ( $\varepsilon_r = 2.2$  et  $\tan(\delta) = 0.0009$ )



(b) Diagramme d'amplitude - Rogers RT/duroid 5880 ( $\varepsilon_r = 2.2$  et  $\tan(\delta) = 0.0009$ )



(c) Diagramme de phase - Rogers RO4003 ( $\varepsilon_r = 3.55$  et  $\tan(\delta) = 0.0027$ )



(d) Diagramme d'amplitude - Rogers RO4003 ( $\varepsilon_r = 3.55$  et  $\tan(\delta) = 0.0027$ )

FIGURE 3.18 Comparaison des diagrammes de phase et d'amplitude entre deux valeurs de permittivité relative  $\varepsilon_r$  (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor)

### 3.2.5 Comparaison entre PEC et cuivre

Jusque là, les différentes parties métalliques de la cellule étaient considérées en conducteurs électrique parfait (*perfect electric conductor* ou PEC en anglais). Pour la suite, il est préférable de les considérer en cuivre en sélectionnant une conductivité finie. On compare les résultats (voir figure 3.19) et les différences sont négligeables.

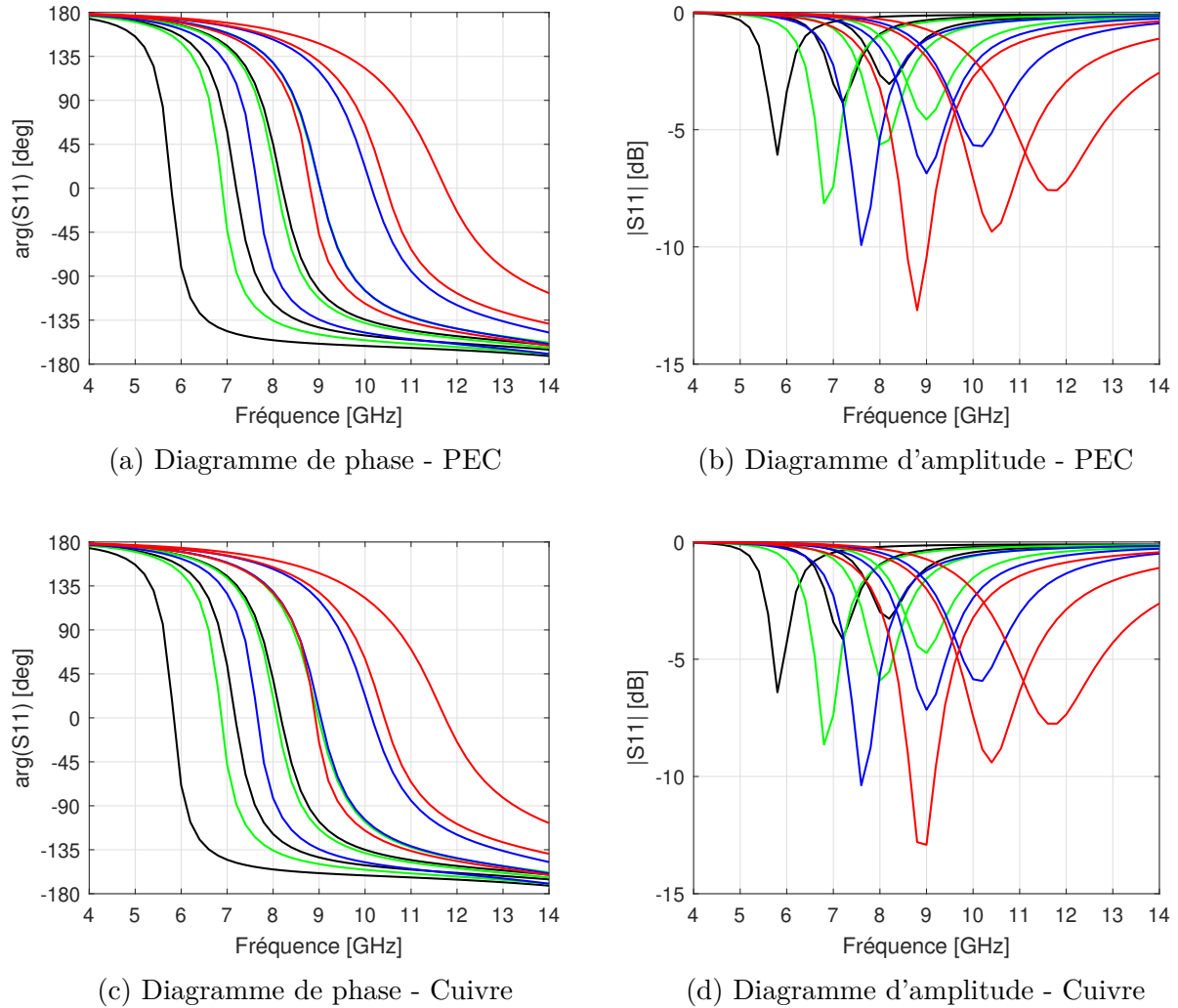


FIGURE 3.19 Comparaison des diagrammes de phase et d'amplitude entre une cellule constituée de PEC et une cellule constituée de cuivre avec une conductivité finie (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003)

On peut donc en déduire que les pertes très élevées observées sont dues à d'autres mécanismes de pertes, soit les pertes dans les substrats diélectriques (puisque  $\tan(\delta)$  du substrat n'est

pas nul), ou la dissipation dans les diodes. Les modes supérieurs sont exclus grâce à la petite taille de la cellule. L'hypothèse la plus forte est celle des dissipations dans les diodes à la vue des résultats présentés en figure 3.16.

### 3.2.6 Influence des hauteurs $H_a$ et $H_s$

Deux hauteurs sont paramétrables dans cette cellule. La hauteur  $H_a$  correspondant à la couche d'air (voir figure 3.20) et la hauteur  $H_s$  correspondant à l'épaisseur du substrat (voir figure 3.21). On cherche à observer l'influence de ces paramètres sur les diagrammes en se limitant à un état de fonctionnement des diodes PIN (les deux étant à l'état ON). Bien que plus visible pour le paramètre  $H_a$ , l'intervalle de phase atteignable diminue lorsque la hauteur  $H_a$  augmente ou lorsque la hauteur  $H_s$  augmente. Le plan de référence est toujours placé au niveau du plan de masse. Ceci s'accompagne aussi d'un décalage vers de plus basses fréquences, plus fort pour  $H_s$  que pour  $H_a$ .

En ce qui concerne les diagrammes d'amplitude, on observe une augmentation très forte des pertes lorsqu'on diminue la hauteur de  $H_a$  : 1.51 dB de pertes maximales pour 5.05 mm contre 18.7 dB de pertes maximales pour 0.75 mm. On retrouve la même observation pour  $H_s$  mais avec seulement 2 dB de différence entre 0.125 mm et 1 mm. Ainsi, il faudra chercher à faire un compromis sur cette hauteur pour limiter les pertes, garder un intervalle de phase atteignable suffisant, tout en ne décalant pas trop bas sur le spectre fréquentiel.

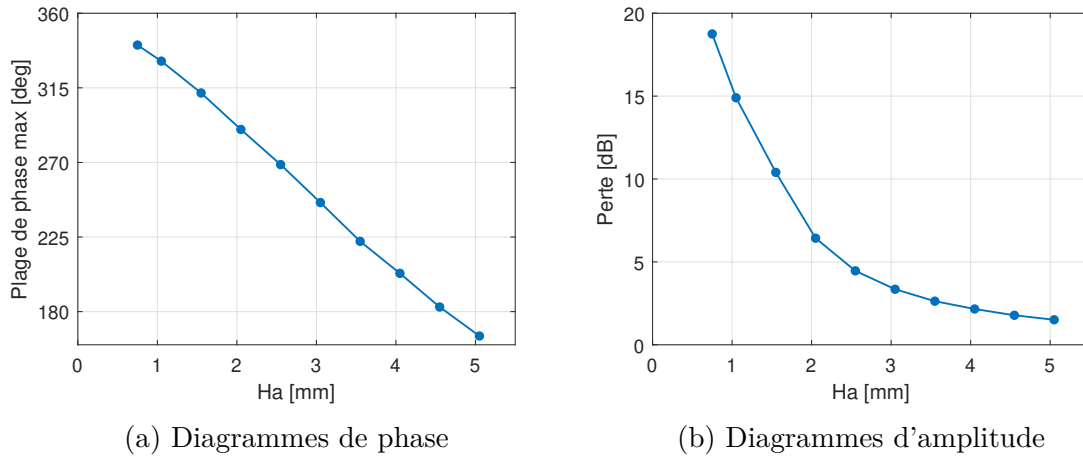


FIGURE 3.20 Plage de phase maximale atteignable et perte maximale de l'état 1 en fonction de la hauteur  $H_a$  avec  $H_s$  fixé à 0.375 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003).

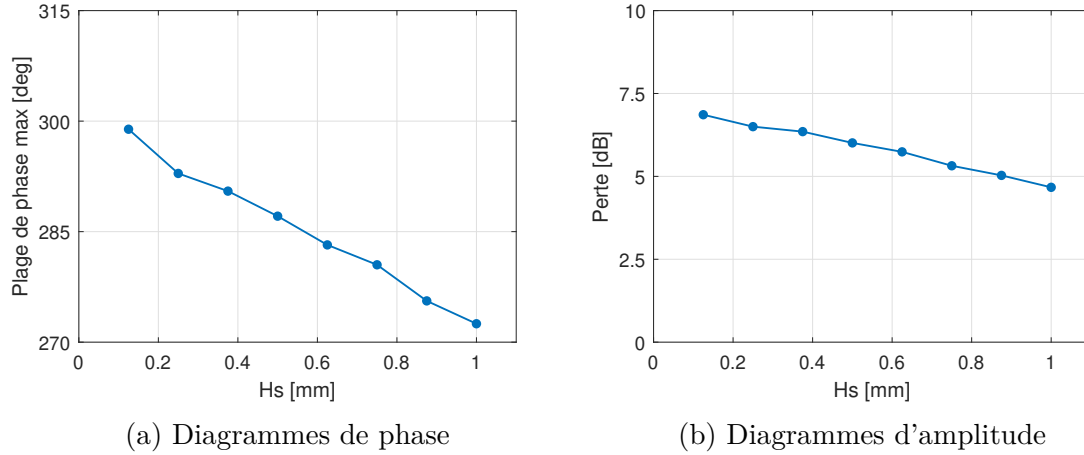


FIGURE 3.21 Plage de phase maximale atteignable et perte maximale de l'état 1 en fonction de la hauteur  $H_s$  avec  $H_a$  fixé à 2.05 mm (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003).

On peut se demander quelle explication physique il y a derrière ces observations. Lorsque la couche d'air entre le plan de masse et le substrat augmente, les pertes du coefficient de réflexion diminuent.

Notre hypothèse est qu'en se rapprochant du plan de masse, les traces de la cellule et le plan forment une ligne de transmission micro-ruban qui a une impédance caractéristique de plus en plus petite. Lorsque cette impédance correspond aux résistances dans les diodes PIN ou la diode varactor, le circuit se comporte comme une ligne terminée par une charge adaptée, donc il y a une dissipation de puissance qui va en augmentant dans les diodes.

Afin de contrer le choix d'une grosse épaisseur  $H_a$  pour limiter les pertes, on décale à nouveau les fréquences de résonance vers le haut en réduisant le facteur multiplicateur de 0.25 à 0.2 pour obtenir les diagrammes en figure 3.22. On observe en effet, entre les résultats présentés en figure 3.19.d et ceux en figure 3.22.b que les pertes maximales entre 4 et 14 GHz sont passées de 13.1 dB à 8.2 dB.

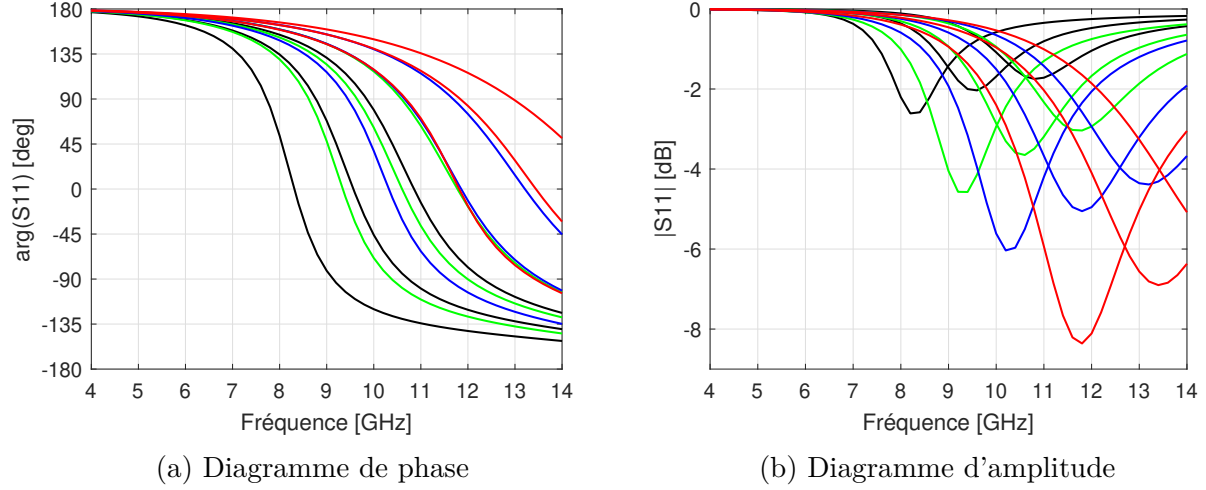
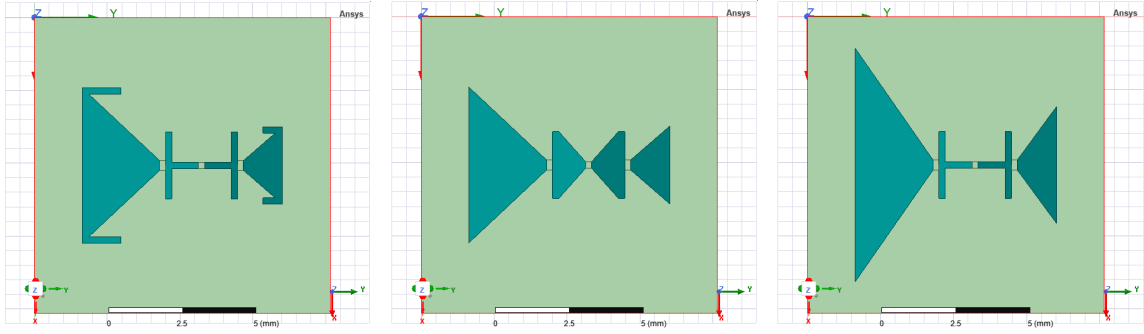


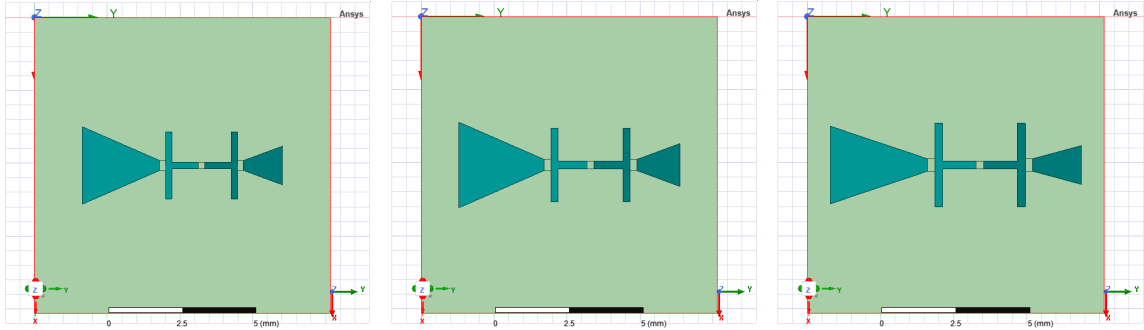
FIGURE 3.22 Diagrammes de phase et d'amplitude avec un facteur multiplicateur de 0.2 (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003,  $H_a = 3.24$  mm et  $H_s = 0.3$  mm).

### 3.2.7 Variations géométriques

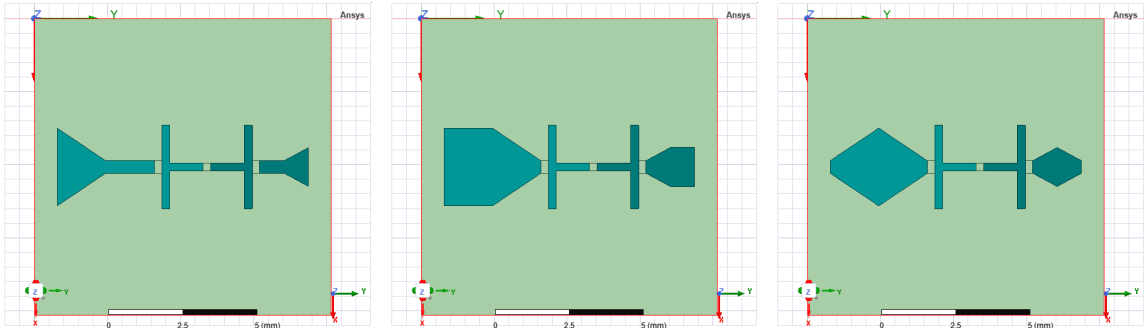
Plusieurs variations géométriques sont essayées ici afin d'explorer certaines possibilités (voir figure 3.23). Jusqu'alors, les pertes dépassaient régulièrement les 10 dB ce qui n'est pas envisageable. Parmi les géométries présentées sur la figure 3.23, les trois premières présentent encore des pertes supérieures à 10 dB. En revanche, on se rend compte avec les autres géométries qu'en réduisant  $W_1$  et  $W_3$ , les pertes maximales sont entre 4 et 6 dB avec un minimum pour la géométrie f, dont on peut retrouver les diagrammes en figure 3.24. En revanche, on approche seulement des  $230^\circ$  de déphasage possible en bande X avec cette géométrie. Toutes ces variations géométriques sont une bonne façon d'apprendre les conséquences des différents changements géométriques lorsqu'il faudra optimiser le modèle, surtout en ce qui concerne les pertes.



(a) Parties 1 et 3 modifiées (b) Partie 2 en nœud papillon (c)  $W_1 \times 1.5$  et  $W_3 \times 1.5$



(d)  $W_1 \times 0.5$  et  $W_3 \times 0.5$  et (e)  $W_1 \times 0.5$  et  $W_3 \times 0.5$  et (f)  $W_1 \times 0.4$  et  $W_3 \times 0.4$  et  
 $Rap = 0.20$   $Rap = 0.22$   $Rap = 0.25$



(g) Parties 1 et 3 modifiées (h) Parties 1 et 3 modifiées (i) Parties 1 et 3 modifiées

FIGURE 3.23 Géométrie de plusieurs cellules simulées (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003).

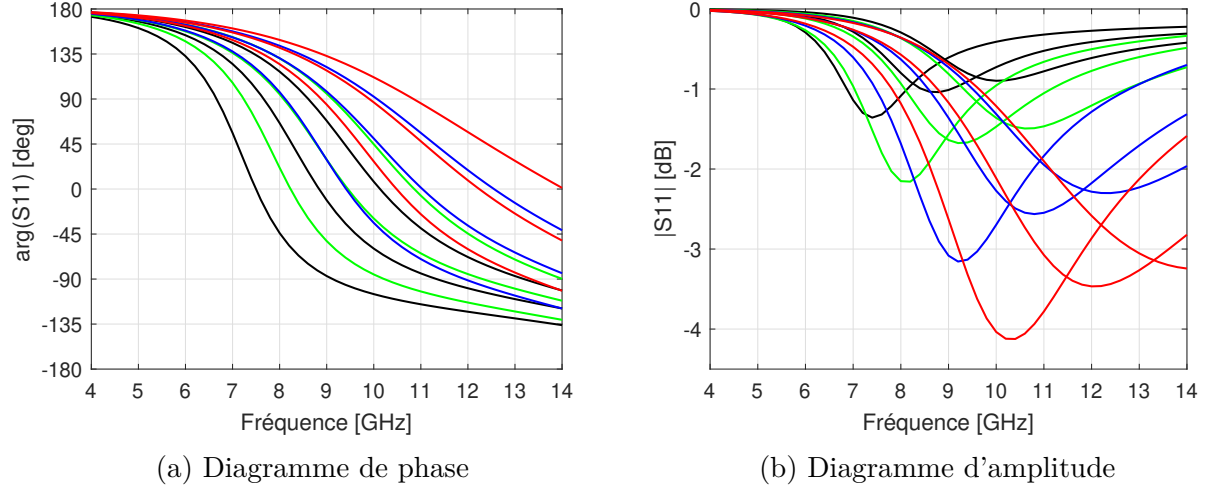


FIGURE 3.24 Diagrammes du modèle 3.23 (f) (modèle circuit RLC équivalent de la MPN7310 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003,  $H_a = 4.05$  mm et  $H_s = 0.375$  mm).

### 3.3 Composants et optimisation

Les composants électroniques utilisés ont été représentés avec une certaine approximation jusqu'à présent et en s'inspirant des composants utilisés dans [1] au lieu d'aller regarder des séries de produits plus récents. C'est ce que nous allons regarder ici, en plus d'une nouvelle façon d'intégrer ces composants dans notre modèle HFSS.

#### 3.3.1 Paramètres S et diode PIN

Il est possible sous HFSS d'intégrer et de simuler la présence d'un composant par ses paramètres S, à travers ce qui s'appelle un "Circuit Element". Les paramètres S décrivent les caractéristiques de transmission d'un dispositif, y compris la réflexion et la transmission de signaux électromagnétiques haute fréquence. Les paramètres S sont représentés sous forme de matrice, où chaque élément représente une interaction entre les ports du dispositif, fournissant ainsi des informations essentielles pour la conception et l'analyse des circuits et des systèmes haute fréquence. Ces paramètres S accompagnent généralement la fiche technique d'un composant sur les sites vendeurs de composants, comme Digikey, et peuvent être utilisés librement. On commence par représenter les diodes PIN par "Circuit Element" en testant deux modèles évoqués dans la littérature.

### Diode PIN MADP-000907-14020

La diode PIN utilisée jusqu'à présent était la MPN7310 d'Aeroflex Metelics avec son modèle RLC équivalent. Ce modèle est ancien et n'est plus disponible à la vente. On cherche donc à remplacer celle-ci par une nouvelle diode PIN. Dans [19], les auteurs développent une ARR fonctionnant entre 11.75 GHz et 13.25 GHz, donc proche de notre plage de fréquence, à l'aide d'une diode PIN : la MADP-000907-14020 de Macom. La MADP-000907-14020 est une diode PIN en arséniure de gallium d'aluminium (AlGaAs) flip-chip soudable. En reprenant le modèle développé à 3.24 mais en y remplaçant les modèles RLC des diodes PIN par des "Circuit Elements" et les paramètres S de la MADP-000907-14020, on obtient les résultats présentés dans 3.25.

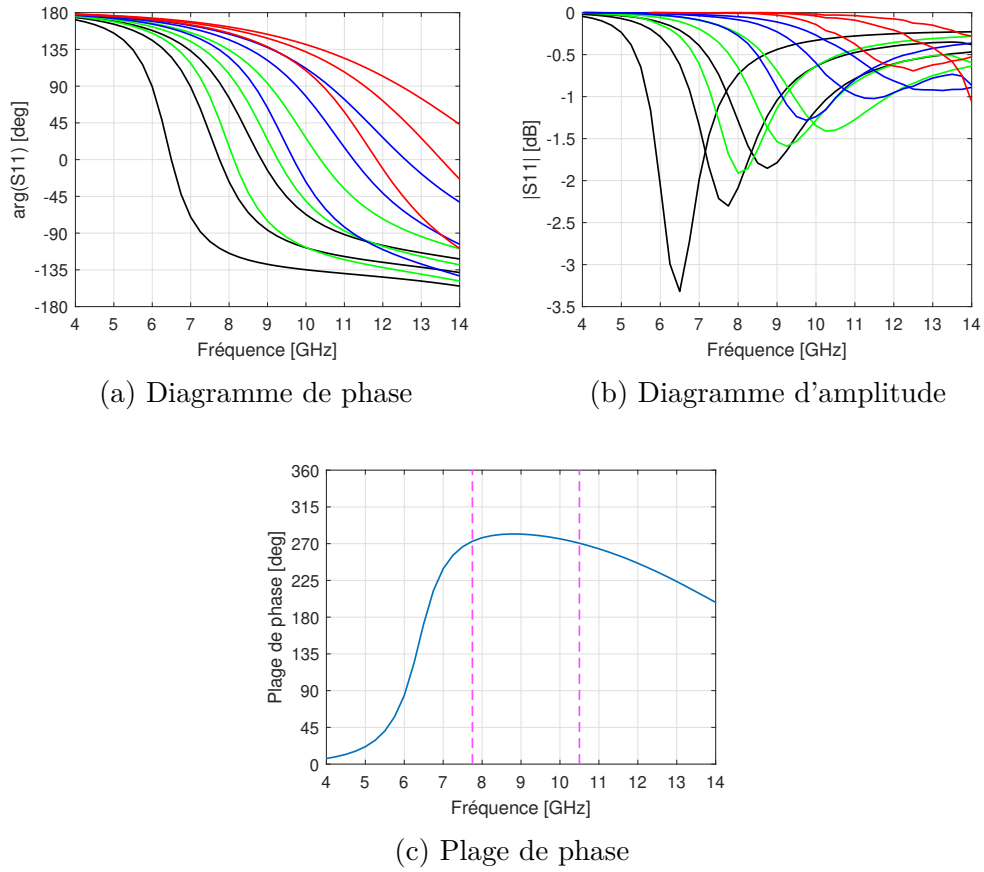


FIGURE 3.25 Diagrammes du modèle incorporant les diodes PIN MADP-000907-14020 par paramètre S (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle circuit RLC équivalent de la MGV125-20 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003,  $H_a = 3.05$  mm,  $H_s = 0.375$  mm,  $W_1 = 1.33$  mm,  $W_3 = 2.66$  mm).

Les performances de ce modèle sont présentées dans le tableau 3.4. Les résultats sont globalement encourageants : des pertes acceptables et 2.5 GHz de plage fréquentielle avec plus de 270° de déphasage possible. Ce modèle de diode PIN semble être une bonne option, autant au niveau de ses dimensions (0.75 mm x 0.38 mm) que de ses performances au sein de la cellule et de son utilisation. C'est à partir de ce modèle que nous allons nous tourner vers le changement de la diode varactor.

TABLEAU 3.4 Performances du modèle décrit en 3.25.

| Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |
|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|
| 270°                 | 225°         | 4-14 GHz                        | 8-12 GHz |
| 7.75 - 10.50         | 7.00 - 12.75 | 3.3                             | 2.1      |

### 3.3.2 Paramètres S et diode varactor

En ce qui concerne la diode varactor, le choix est plus rapide mais l'application plus délicate. Par continuité avec [7] où l'application de la diode varactor est la même que dans ce projet, c'est la MAVR-011020-1411 de chez Macom qui est choisie. En revanche, les paramètres S ne sont pas disponibles sur le site du fabricant.

Il est possible néanmoins de déterminer ces paramètres S à partir du modèle non-linéaire détaillé de la diode fourni par le manufacturier. En recréant le fonctionnement de la diode varactor avec ses caractéristiques sous ADS<sup>1</sup>, il est possible d'en extraire les paramètres S du composant et ce pour n'importe quelle tension de polarisation. Une capture du logiciel est montrée en figure 3.26. Cette diode varactor est utilisée pour des tensions inverses variant de -15 V à 0 V. Il est d'ailleurs possible de vérifier cela avec une simulation et la représentation de sa caractéristique courant/tension (voir figure 3.27). On y voit bien la tension de claquage vers -20 V. Par sécurité, on se limite à aller jusqu'à -15 V.

---

1. ADS est l'acronyme de "Advanced Design System". C'est un logiciel de la compagnie Keysight réputé dans la conception électronique pour les applications RF, micro-ondes et numériques.

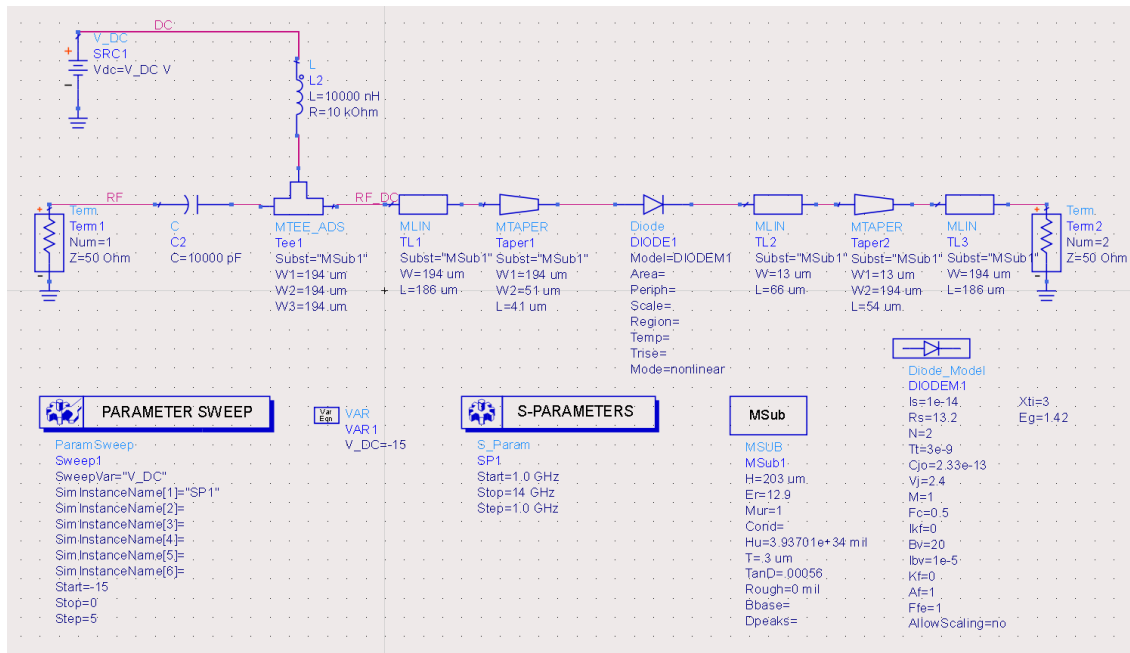


FIGURE 3.26 Modèle ADS de la diode varactor MAVR-011020-1411.

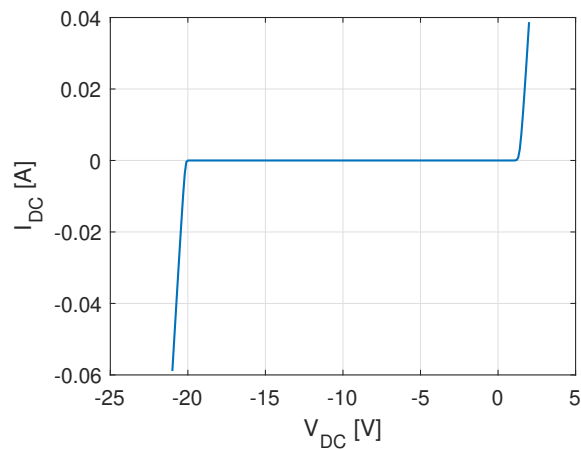


FIGURE 3.27 Caractéristique I/V de la diode varactor MAVR-011020-1411 sous ADS.

Il est à présent possible d'incorporer les paramètres S de la diode varactor dans le modèle HFSS précédent. C'est ce qui est représenté dans la figure 3.28 ainsi que le tableau 3.5.

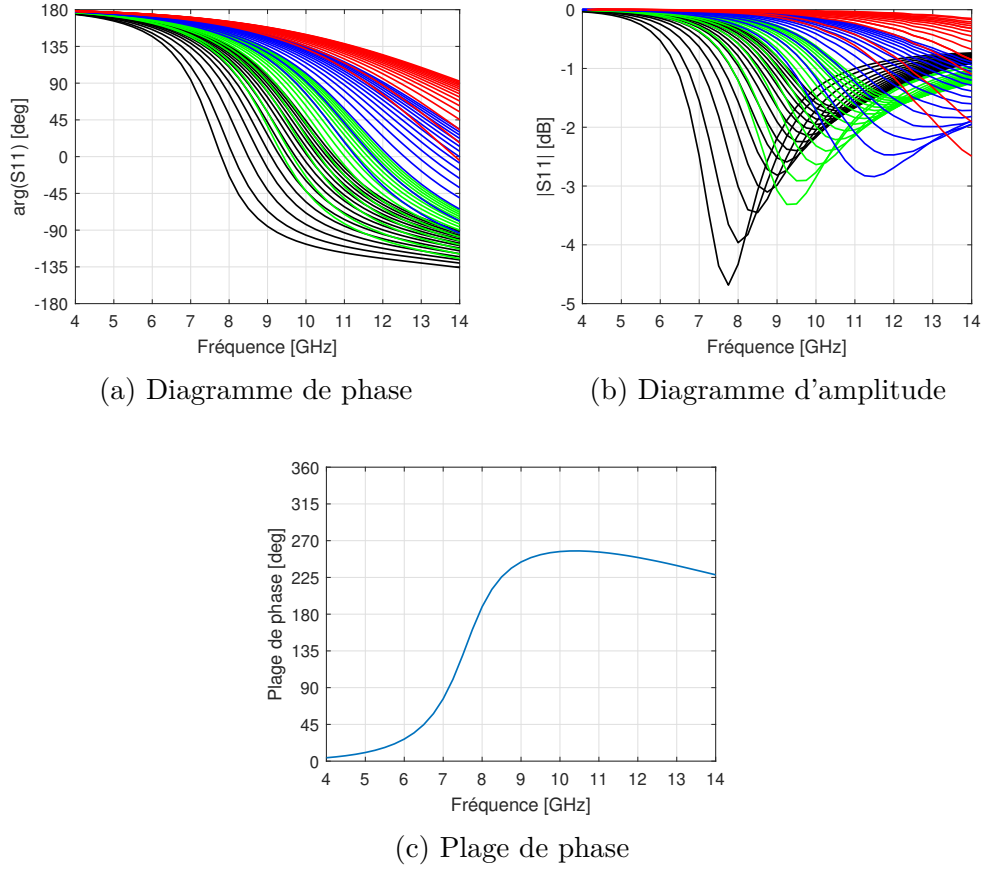


FIGURE 3.28 Diagrammes du modèle optimisé incorporant les diodes PIN MADP-000907-14020 et la diode varactor MAVR-011020-1411 par paramètre S (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003,  $H_a = 3.05$  mm,  $H_s = 0.375$  mm,  $W_1 = 2.66$  mm,  $W_3 = 5.32$  mm).

L'application des 16 tensions différentes de diode varactor pour chaque état de la paire de diodes PIN est un processus coûteux en temps de simulation et ne sera pas réalisé à chaque nouveau modèle. C'est tout de même une bonne initiative de l'avoir fait ici afin de se rendre compte de l'influence de la diode varactor avec les variations de tensions d'application.

TABLEAU 3.5 Performances du modèle décrit en 3.28.

| Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |
|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|
| 270°                 | 225°         | 4-14 GHz                        | 8-12 GHz |
| X                    | 8.50 - 14.00 | 4.7                             | 4.3      |

Les résultats ne sont cependant pas convaincants ; les pertes ont augmenté et le déphasage applicable ne dépasse plus les 270°. Nous allons alors nous tourner vers une première stratégie qui consiste à optimiser les pertes.

### 3.3.3 Première stratégie

En cherchant à optimiser plusieurs facteurs géométriques, comme la largeur des parties 1 et 3 ( $W_1$  et  $W_3$ ), leurs longueurs ( $L_1$  et  $L_3$ ) ou encore la forme géométrique de la partie 2, on obtient le modèle décrit dans le tableau 3.6 avec ses performances en figure 3.29 et en tableau 3.7.

TABLEAU 3.6 Dimensions de la cellule avec la première stratégie.

| Variable | Longueur (mm) | Variable | Longueur (mm) | Variable   | Longueur (mm) |
|----------|---------------|----------|---------------|------------|---------------|
| $L_1$    | 2.075         | $W_1$    | 1.330         | $L_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2t}$ | 0.275         | $W_{2t}$ | 1.995         | $W_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2p}$ | 0.350         | $W_{2p}$ | 0.275         | $H_s$      | 0.375         |
| $L_3$    | 3.725         | $W_3$    | 2.660         | $H_a$      | 3.05          |
| $L_g$    | 0.750         | $W_g$    | 0.425         | $L_o$      | 0.430         |

TABLEAU 3.7 Performances du modèle décrit en 3.29.

| Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |
|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|
| 270°                 | 225°         | 4-18 GHz                        | 8-12 GHz |
| X                    | 8.00 - 13.25 | 4.5                             | 3.1      |

Les pertes ont bien diminué, notamment en bande X. Le modèle reste cependant inefficace, voire pire que le précédent. La plage de phase n'est pas meilleure, le déphasage maximal reste faible et une zone non accessible (comme décrit en figure 3.9) est apparue entre les états 3 et 4. Tout cela mène à un changement de stratégie.

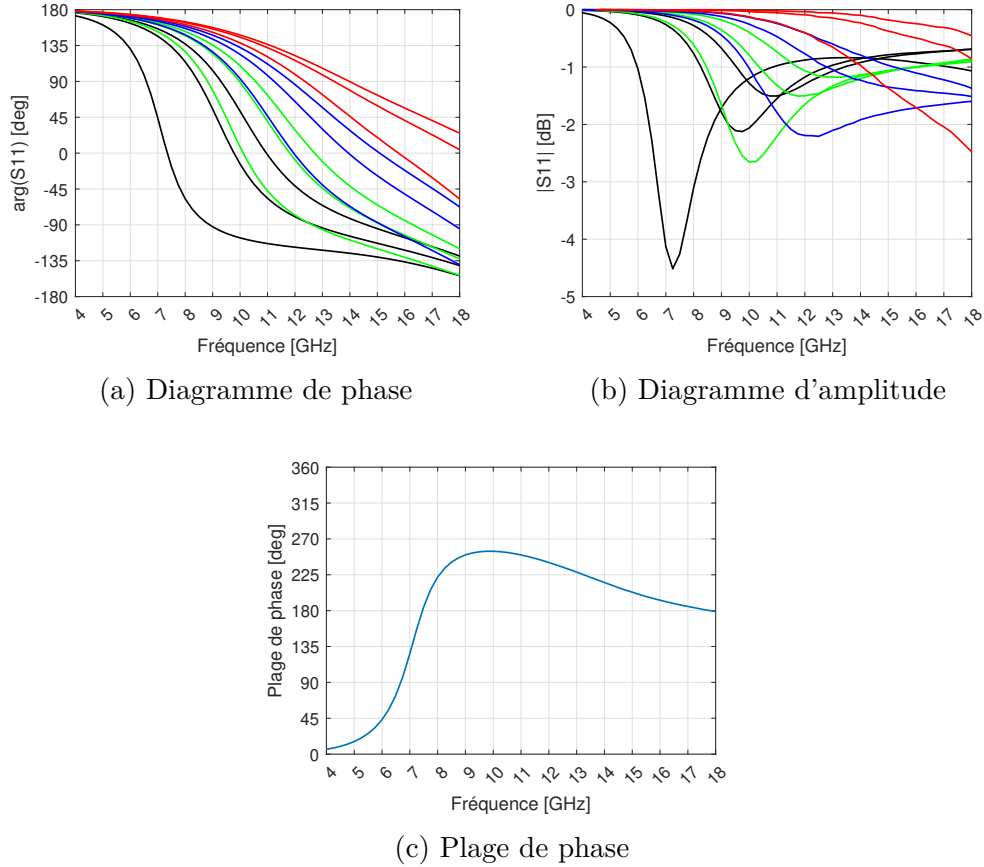


FIGURE 3.29 Diagrammes du modèle optimisant les pertes (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003).

### 3.3.4 Seconde stratégie

Cette nouvelle stratégie consiste à changer notre point de vue vis-à-vis des pertes et se résume en deux points. Le premier est de considérer que les pertes en dehors de la bande X ne sont pas importantes et on peut jouer sur ça : décaler légèrement la première bande du premier état qui possède le plus de pertes en dehors de la plage fréquentielle afin d'éviter son pic de pertes mais de tout de même profiter de son déphasage pour les fréquences supérieures à sa fréquence de résonance.

Le second point, c'est la redondance des états. Comme on peut le voir en figure 3.28 (a) avec l'application des 16 tensions à la diode varactor, des courbes se superposent entre certains états : ici les cinq dernières tensions de l'état 1 coïncident avec les trois premières de l'état 2. On a donc le choix entre plusieurs modes de fonctionnement pour une même phase. Il

est possible alors de ne sélectionner et de ne conserver que le mode de fonctionnement avec le moins de pertes. C'est ainsi qu'on va pouvoir réduire les pertes au lieu de considérer le maximum de pertes de tous les états pour chaque fréquence. On écrit alors un algorithme qui permet de représenter les pertes de la cellule en ne prenant pas en compte les courbes redondantes et plus coûteuses en pertes. C'est aussi là qu'on s'aperçoit de l'utilité d'avoir des redondances car c'est un moyen rapide de minimiser les pertes, les états fonctionnant avec une tension de 0 V à la diode varactor étant les plus coûteux, même si cela réduit la plage fréquentielle.

En appliquant ces changements, en se donnant plus de libertés avec les pertes et en réalisant quelques modifications géométriques, on obtient une cellule décrite dans le tableau 3.8 qui propose les résultats présentés sur la figure 3.30 et le tableau 3.9. C'est sur le diagramme (d) qu'on observe en bleu les pertes maximales comme étudiées jusqu'à présent et en orange les pertes après passage dans l'algorithme.

TABLEAU 3.8 Dimensions de la cellule avec la deuxième stratégie.

| Variable | Longueur (mm) | Variable | Longueur (mm) | Variable   | Longueur (mm) |
|----------|---------------|----------|---------------|------------|---------------|
| $L_1$    | 1.7           | $W_1$    | 1.4           | $L_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2t}$ | 0.3           | $W_{2t}$ | 2.85          | $W_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2p}$ | 0.75          | $W_{2p}$ | 0.3           | $H_s$      | 0.4           |
| $L_3$    | 3.3           | $W_3$    | 2.7           | $H_a$      | 2.5           |
| $L_g$    | 0.75          | $W_g$    | 0.43          | $L_o$      | 0.405         |

TABLEAU 3.9 Performances du modèle décrit en 3.30.

| Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |
|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|
| 270°                 | 225°         | 4-18 GHz                        | 8-12 GHz |
| 9.50 - 12.00         | 8.25 - 15.25 | 6.3                             | 5.9      |

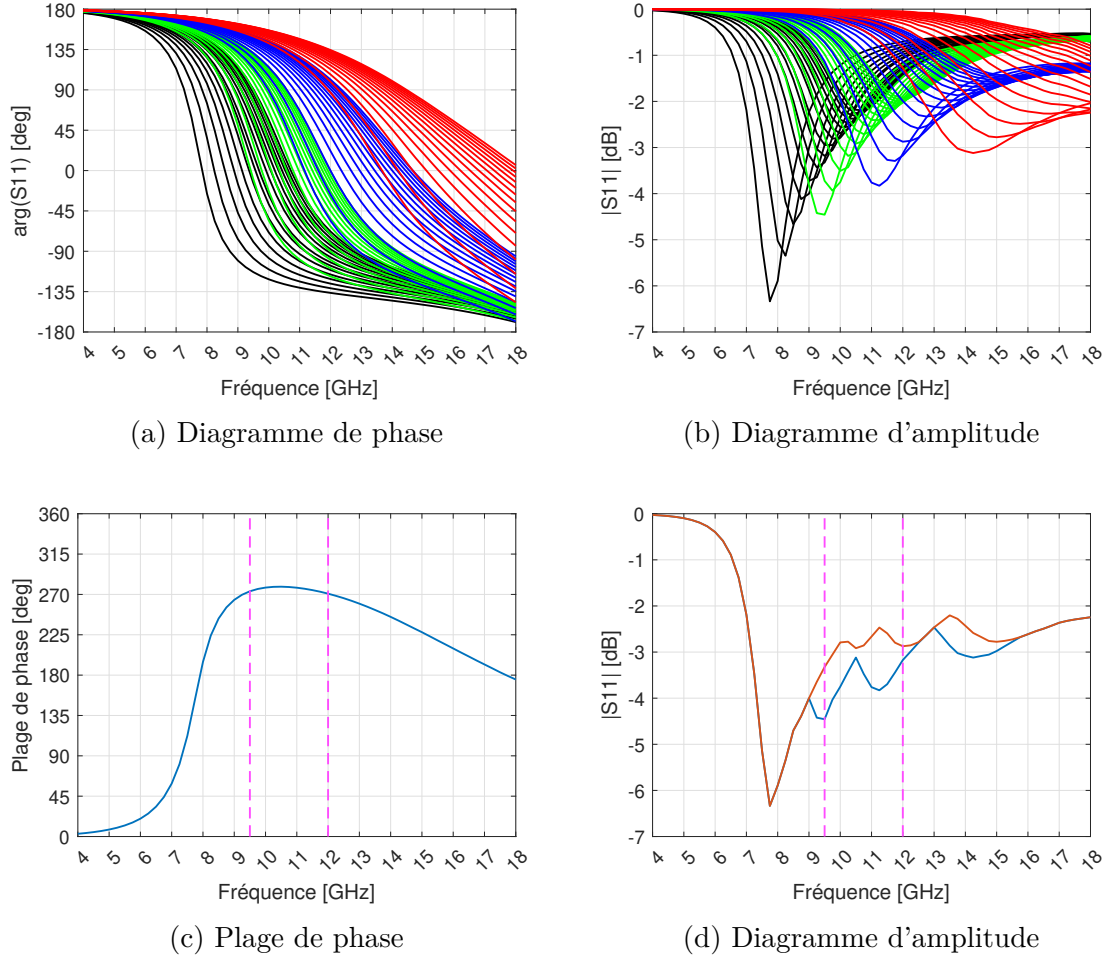


FIGURE 3.30 Diagrammes du modèle suivant la seconde stratégie (modèle paramètre S de la MADP-000907-14020 pour les diodes PIN et modèle paramètre S de la MAVR-011020-1411 pour la diode varactor, substrat Rogers RO4003).

Bien que le modèle présente une perte maximale de 5.9 dB sur la bande X malgré l'utilisation de l'algorithme, il permet tout de même d'avoir une plage fréquentielle de 2.50 GHz avec plus de 270° de déphasage réalisable ainsi qu'une perte maximale sur cette plage de seulement 3.3 dB, ce qui est bien mieux que les précédents modèles. Pour mieux réaliser les performances de ce modèle, on le compare au modèle présenté en figure 3.28 et aux performances du modèle de l'article [1] dans la prochaine et dernière sous-partie.

### 3.4 Comparaison et discussion

Afin de comparer les modèles qui fonctionnent à des fréquences différentes, on prend comme point de mesure le ratio en fréquence, c'est-à-dire de diviser les fréquences par une fréquence cible correspondant à un déphasage atteint. Par exemple, le modèle de l'article [1] atteint un déphasage de  $250^\circ$  à la fréquence 1.9 GHz tandis que le modèle de la section 3.3.3 atteint un déphasage de  $250^\circ$  à la fréquence 9 GHz. On divise alors le spectre fréquentiel du modèle de l'article par sa fréquence cible de 1.9 GHz et celui de la section 3.3.3 par sa fréquence cible de 9 GHz afin d'obtenir deux courbes qui atteignent toutes les deux les  $250^\circ$  de déphasage à une fréquence ratio de 1 et ainsi pouvoir les comparer sur un même diagramme. On fait de même avec le modèle de la section 3.3.4. Les résultats sont présentés en figure 3.31.

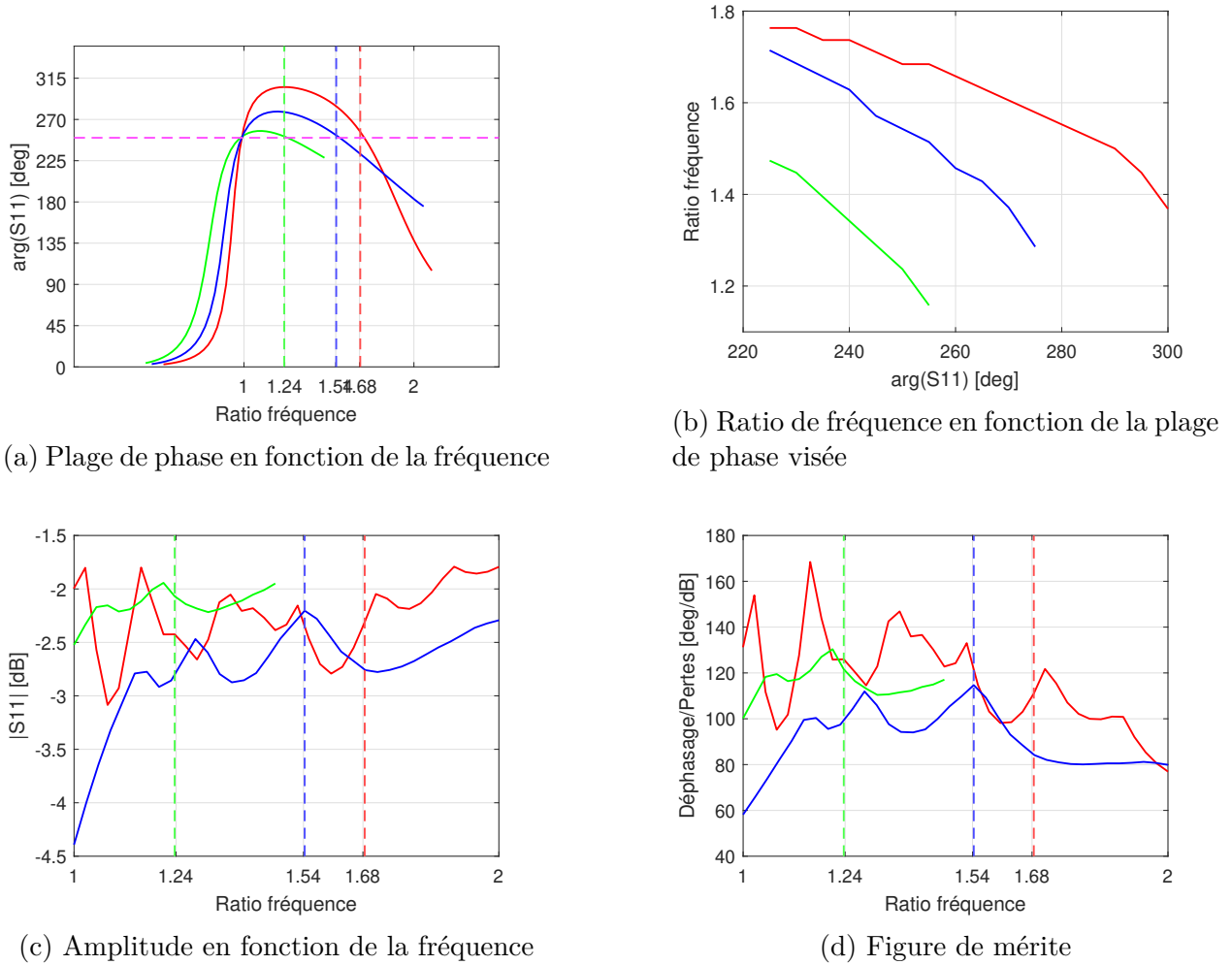


FIGURE 3.31 Diagrammes de comparaison entre le modèle de la section 3.3.4 (bleu), le modèle de la section 3.3.3 (vert) et l'article [1] (rouge).

La figure 3.31.a représente le déphasage atteint en fonction du ratio de fréquence avec comme fréquence cible celle où le déphasage atteint les  $250^\circ$  dans les trois cas. On observe donc bien que le modèle de la section 3.3.4 est meilleur que le modèle de la section 3.3.3 : il atteint un plus haut déphasage et atteint un ratio de fréquence de 1.54 contre 1.24 pour le 3.3.3. Il n'atteint cependant pas les performances de l'article [1] et ses 1.68 de ratio de fréquence. Cela nous montre l'amélioration que le modèle de la section 3.3.4 représente par rapport au modèle de la section 3.3.3 tout en montrant les pertes de performances réalisées avec la translation fréquentielle.

La figure 3.31.b représente le ratio de fréquence atteint en fonction du déphasage choisi pour la fréquence cible. On retrouve les mêmes résultats et conclusion que la figure précédente. La figure 3.31.c représente l'amplitude du coefficient de réflexion de la cellule en fonction du ratio de fréquence. On y remarque cette fois que le le modèle de la section 3.3.3 possède de faibles pertes sur son spectre d'utilisation, même par rapport à l'article [1]. On y observe bien un début difficile pour le le modèle de la section 3.3.4 mais qui se stabilise rapidement à des pertes équivalentes à celles de l'article [1]. La figure 3.31.d, figure de mérite, représente assez bien l'ascendant qu'à le modèle de l'article [1] ainsi que le compromis fait entre le modèle de la section 3.3.3, peu de pertes pour peu de déphasage, et le le modèle de la section 3.3.4, plus de pertes et plus de déphasage.

Il faut bien se rendre compte que l'objectif est d'avoir la plus grande plage fréquentielle possible au sein de la bande X, en couvrant un déphasage maximal pour des pertes minimales. Ici le le modèle de la section 3.3.4 assure une plage fréquentielle plutôt large au sein de laquelle les pertes ne dépassent pas 3.3 dB et représente donc une réussite. En comparaison avec le modèle développé par Samuel Lavoie dans [7], qui présente un déphasage de  $250^\circ$  sur une plage fréquentielle de 11 GHz à 12 GHz avec des pertes de 2.7 dB, nous avons ici pour le moment le modèle de la section 3.3.4 qui présente un déphasage possible de  $270^\circ$  sur une plage fréquentielle de 9.5 GHz à 12 GHz, soit une augmentation de la plage fréquentielle de 150%, ce qui est considérable. Le principe de fonctionnement de cette cellule est donc encourageant vis-à-vis de la construction d'une cellule d'ARR plus performante que celle développée dans [7]. Ce modèle servira de point de référence pour la suite.

## CHAPITRE 4 INCLUSION DE LIGNES DE POLARISATION - SIMULATION

La seconde étape cruciale de ce projet est d'ajouter les lignes de polarisation à notre cellule d'ARR. Les trois composants que nous utilisons, les deux diodes PIN et la diode varactor, ont besoin d'être alimentés pour fonctionner. De la même façon que dans [1], l'objectif est de pouvoir valider les simulations en mesurant le coefficient de réflexion de la cellule reconfigurable au sein d'un guide d'onde. Nous rentrerons plus en détail de cette mesure expérimentale dans le chapitre 5 de ce mémoire.

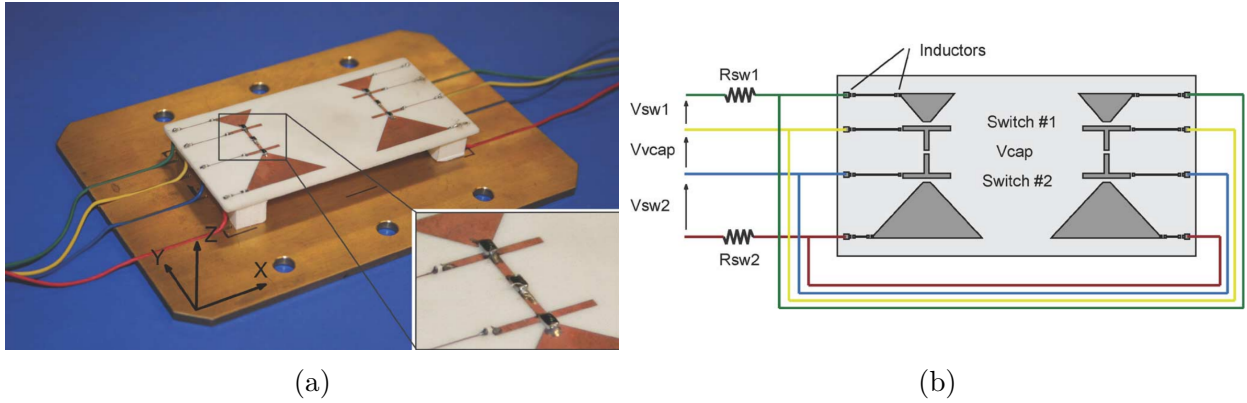


FIGURE 4.1 Description de l'inclusion des lignes de polarisation dans [1] (a) Image du prototype à deux cellules utilisé dans un guide d'ondes rectangulaire. (b) Représentation conceptuelle de l'approche de la polarisation contrôlant simultanément les deux cellules en utilisant trois sources de tension connectées en série.

Comme présenté dans la figure 4.1, chacune des quatre surface de cuivre doit pouvoir être alimenté individuellement. Quatre ligne ont donc été ajoutées. Pour minimiser les perturbations produites par les lignes, celles-ci ont été orientées orthogonalement à la polarisation du champ électrique. De plus, des inductances ont été introduites comme bloqueurs RF : bloquer les courants alternatifs (CA) à haute fréquence tout en laissant passer le courant continu (CC), et ainsi empêcher que les caractéristiques RF du bloc et des fils CC d'affecter la réponse RF de la cellule. On veut isoler le circuit d'alimentation de la cellule au niveau des signaux RF, mais en laissant passer le CC. Des résistances de polarisation sont aussi ajoutées pour protéger les diodes en cas d'applications de tensions trop élevées. Les résistances limiteraient le courant dans ce cas.

C'est en observant cette construction que nous allons procéder à l'ajout de nos lignes de

polarisation. Cependant, comme nous travaillons à plus haute fréquence, de plus fortes perturbations créés par les lignes de polarisation vont se produire et représenter une contrainte à surmonter pour le bon fonctionnement de la cellule.

Pour récapituler les contraintes, il s'agit ici d'ajouter des lignes de polarisation à chacune des surfaces métalliques, de limiter les perturbations engendrées, de bloquer le courant RF traversant ces lignes, tout en conservant le bon fonctionnement de la cellule et son utilisation dans un guide d'onde. Nous allons ici retracer l'évolution de notre système de polarisation, passant par plusieurs stratégies.

#### 4.1 Première stratégie

La première stratégie est simple. Il s'agit de placer directement les inductances contre les parties métalliques, d'y ajouter une petite fiche de transition entre elles et des fils de cuivre traversant verticalement la cellule (voir figure 4.2).

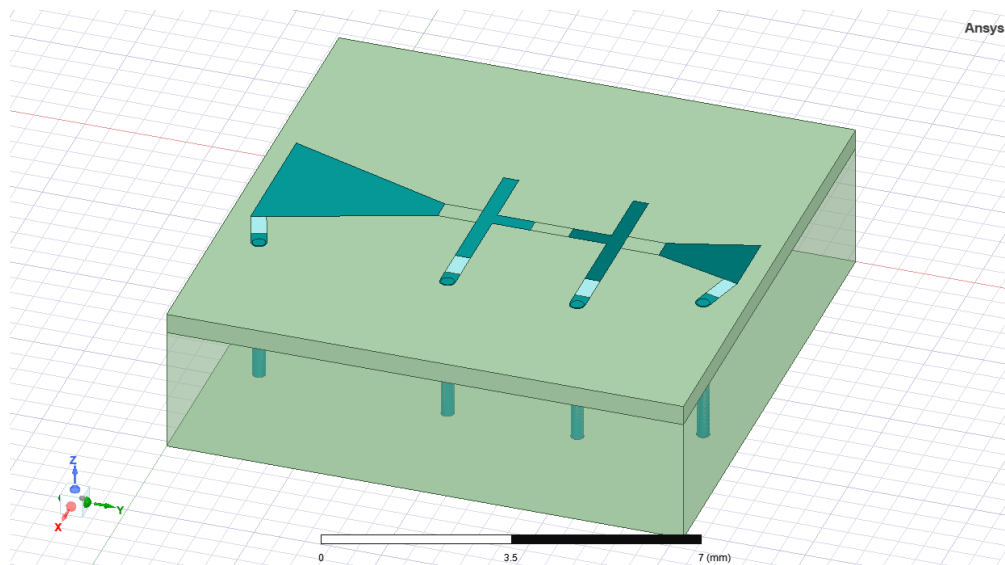


FIGURE 4.2 Modèle 3D de la cellule polarisée avec la première stratégie (les inductances sont en bleu clair).

La première étape est d'avoir une meilleure idée du type d'inductance que nous allons utiliser. Les premières contraintes sont celles de la taille, elle doit pouvoir se placer sur notre cellule donc de longueur  $\sim 1$  mm, et celle de la fréquence de résonance propre. La fréquence de résonance propre (SRF) ou *Self Resonance Frequency* est la fréquence à laquelle l'inductance commence à se comporter comme un circuit résonnant, à cause de la capacité parasite entre ses bornes, en parallèle avec l'inductance. À cette fréquence, l'impédance de l'inductance est

très grande. Au-dessus de la SRF, l'inductance se comporte comme un condensateur, tandis qu'en dessous, elle se comporte comme une bobine. La SRF est importante car elle peut limiter la gamme de fréquences utiles d'une inductance. Si la fréquence d'un signal dépasse la SRF de l'inductance, l'impédance de l'inductance commence à diminuer, augmentant ainsi la quantité de courant qui peut passer à travers elle. Cela peut provoquer une perte de signal, une atténuation et une distorsion. Par conséquent, il est important de choisir une inductance dont la SRF est plus élevée que la fréquence maximale du signal utilisé.

En cherchant sur les sites des manufacturiers, nous tombons sur une première inductance qui semble respecter les contraintes que nous nous étions fixées. Il s'agit de la LQP03TQ0N7W02D de Murata Electronics. Ses dimensions sont de 0.60 mm x 0.30 mm, proche de notre longueur fixée de 1 mm, et une SRF de 20 GHz, ce qui est suffisamment supérieure à notre limite haute de notre bande de fréquence, soit 12 GHz. Il s'agira de notre première inductance de référence pour la suite. Celle-ci sera introduite dans notre modèle HFSS par un circuit RLC équivalent constitué d'une inductance de 0.7 nH en série avec une résistance de 0.05  $\Omega$ .

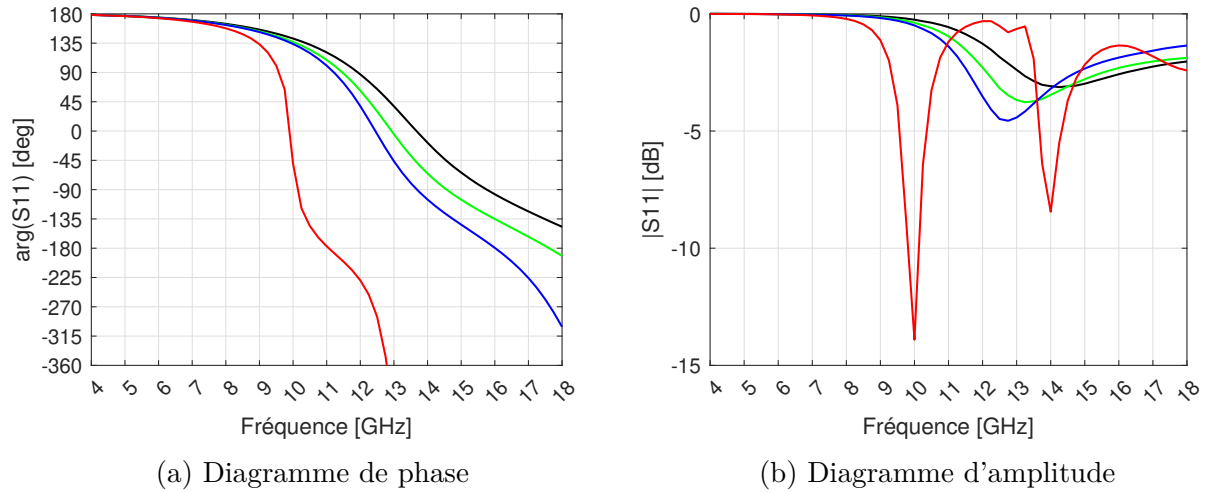


FIGURE 4.3 Évolution du modèle suivant la première stratégie en observant la courbe de l'état 4 avec une tension de 0 V appliquée à la diode varactor (noir : courbe référence provenant de 3.3.4, vert : ajout des inductances, bleu : ajout des fiches de transition en cuivre, rouge : ajout des fils verticaux).

Nous construisons alors, en reprenant le modèle de la partie 3.3.4, un nouveau modèle suivant cette première stratégie. Afin d'en observer les conséquences sans trop brouiller les résultats, nous décidons de ne travailler ici qu'à partir d'un seul état, le quatrième, et une seule tension de polarisation à la diode varactor : 0 V. On retrouve ces résultats en figure 4.3 avec l'évolution suivante : à partir du modèle de référence (en noir), nous ajoutons les inductances avec leur

circuit RLC équivalent (en vert), puis nous posons ce qu'on appelle une fiche de transition qui consiste en une petite surface en cuivre servant d'intermédiaire entre l'inductance et le fil (en bleu) et enfin nous plaçons un fil vertical (en rouge). Le fil vertical est réalisé avec un cylindre en cuivre d'un diamètre de 0.254 mm, correspondant aux dimensions d'un fil AWG30.

À travers l'évolution des courbes tracées en figure 4.3, on observe que les performances du coefficient de réflexion se dégradent à chaque étape en faiblissant en fréquence de résonance et en augmentant ses pertes. Ces dégradations, bien qu'encore faibles pour les premières étapes, se révèlent énormes lors de l'ajout des fils verticaux. On décide alors d'observer le champ vectoriel  $E$  sur deux parois de la région simulée en figure 4.4.

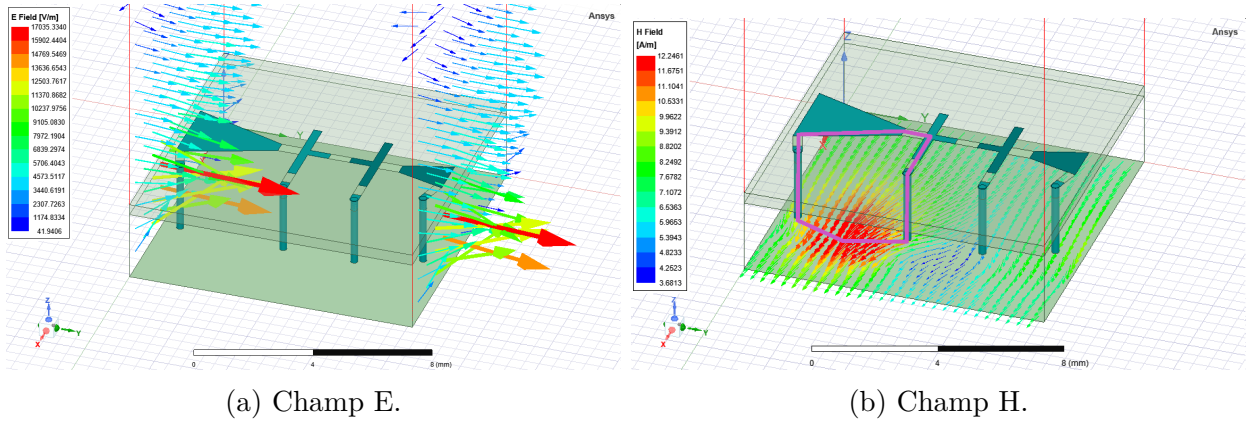


FIGURE 4.4 Observation des champs vectoriels  $E$  et  $H$  sur différentes parois de la région simulée à 12 GHz sur le modèle de la première stratégie.

On observe alors un champ  $E$  fort au niveau des bords de la cellule proches des fils (proche de 20 kV/m) ainsi qu'un champ  $H$  fort au niveau du passage entre les fils (12 A/m). On en conclut que la présence des ces fils entraîne de très fortes perturbations des champs électromagnétiques. Notre théorie est que les fils verticaux, la masse et la plaque supérieure de la cellule forment une boucle fermée qui a une SRF qui est dans notre bande fréquentielle, d'où le champ  $H$  très fort perpendiculairement à la boucle dessinée en violet sur la figure 4.4.b, entraînant ainsi ces résonances que nous désirons éviter. Il nous vient alors l'idée d'essayer une nouvelle stratégie, cette fois en essayant de respecter la symétrie de la cellule dans le plan  $yz$  en  $x = W_{cell}/2$  en pensant que ceci permettra peut-être de réduire l'impact des ces perturbations sur les champs électromagnétiques.

## 4.2 Deuxième stratégie : symétrie

L'idée derrière cette deuxième stratégie est de chercher à placer les lignes de polarisation dans le plan de symétrie de la cellule, c'est-à-dire le plan  $yz$  en  $x = W_{cell}/2$ , pour limiter les perturbations ainsi créés dans le modèle. Pour réaliser cela, les fils verticaux arriveraient directement sous les différentes parties métalliques. À l'aide de trous circulaires, le fil serait relié à une partie de cuivre séparée du reste, sur laquelle serait ensuite placée une inductance. On a donc cherché dans un premier temps à évaluer la place qu'occuperait la présence d'une telle interface (voir figure 4.5. On a recréé cette idée avec deux inductances de dimensions différentes, la LQP03TQ0N7W02 (utilisée dans la première stratégie) et la LQP02TN0N3B02, dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau 4.5.

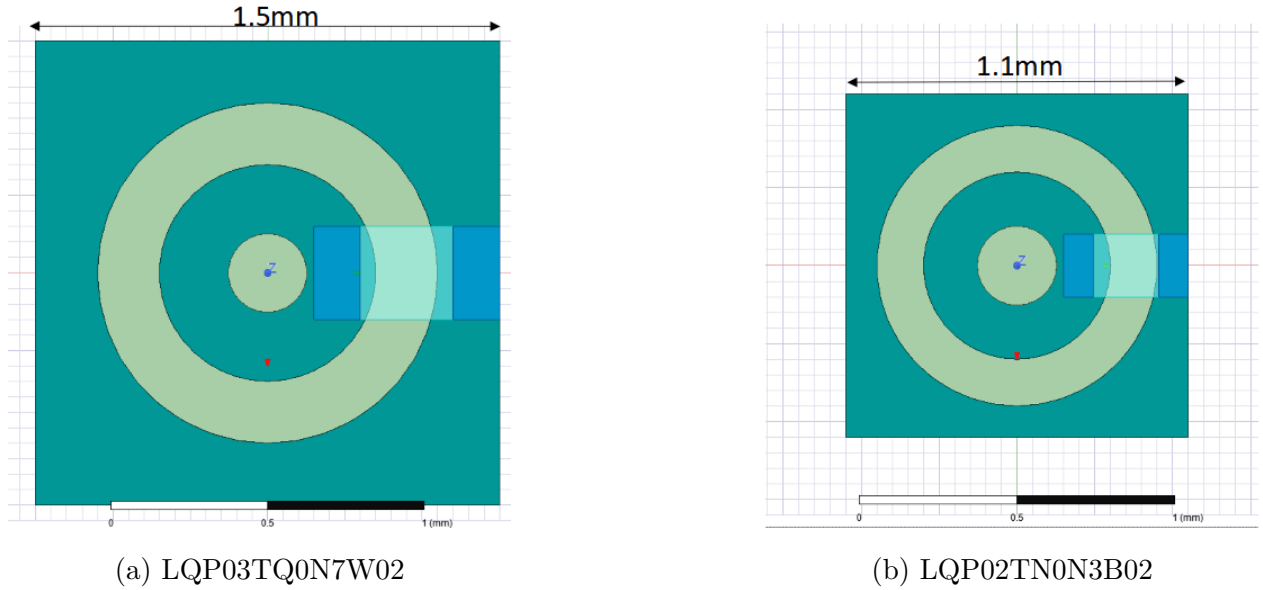


FIGURE 4.5 Observation de l'espace occupé par la l'ajout d'une couronne circulaire d'isolation (vert clair) au sein d'une surface cuivrée (vert foncé) permettant la connexion avec la ligne de polarisation et l'inductance (bleu).

TABLEAU 4.1 Caractéristiques des inductances.

|                 | LQP03TQ0N7W02    | LQP02TN0N3B02    |
|-----------------|------------------|------------------|
| Inductance      | 0.7 nH à 500 MHz | 0.3 nH à 500 MHz |
| Résistance DC   | 0.05 $\Omega$    | 0.5 $\Omega$     |
| SRF             | 20 GHz           | 20 GHz           |
| Dimensions (mm) | 0.6 x 0.3 x 0.3  | 0.4 x 0.2 x 0.2  |

Afin d’avoir une meilleure vue d’ensemble de la construction de la cellule suivant le deuxième stratégie, la figure 4.6 montre à quoi devrait ressembler la cellule à son terme.

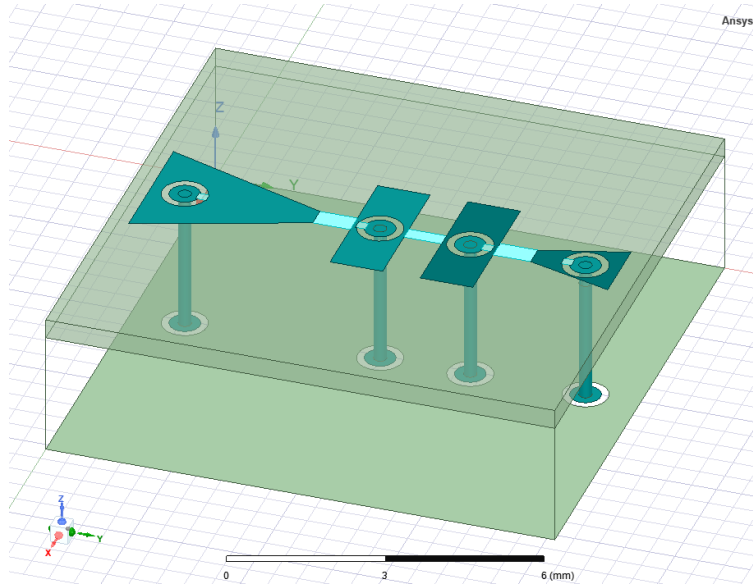


FIGURE 4.6 Modèle 3D de la cellule polarisée avec la deuxième stratégie.

Après une première construction maladroite, nous avons repris la construction de cette nouvelle stratégie étape par étape à partir du modèle de la partie 3.3.4 et nous allons les présenter ici.

#### 4.2.1 Changement de l’excitation

Le premier changement est d’ordre pratique. Il s’agit de passer d’un port de Floquet avec des frontières primaire/secondaire à un port d’onde avec des murs parfait électriques et magnétiques. La raison de ce changement est que c’est une meilleure représentation de l’utilisation de la cellule dans le cadre réel si elle venait à voir le jour dans la construction de son réseau réflecteur mais aussi lorsque nous voudrions comparer les résultats obtenus expérimentalement dans un guide d’onde, qui s’assimile à quatre murs électriques parfaits.

Physiquement parlant, il ne devrait pas y avoir beaucoup de différence lors de ce changement et c’est ce que nous voulons vérifier ici. De la même manière que pour la première stratégie, nous ne présentons pas tous les états de fonctionnement par soucis de lisibilité. Nous nous contentons ici de l’état le plus bas en fréquence, les deux commutateurs fermés avec une tension de polarisation de 0 V appliquée à la diode varactor, et l’état le plus haut en fréquence avec les deux commutateurs ouverts avec une tension de polarisation de 15 V appliquée à la diode varactor. On observe donc ces deux états dans la figure 4.7 avec le modèle excité par

un port de Floquet (en bleu) et le modèle excité par un port d'onde (en rouge). L'état bas en fréquence est présenté avec des lignes pointillées et l'état haut en fréquence est présenté avec des lignes continues.

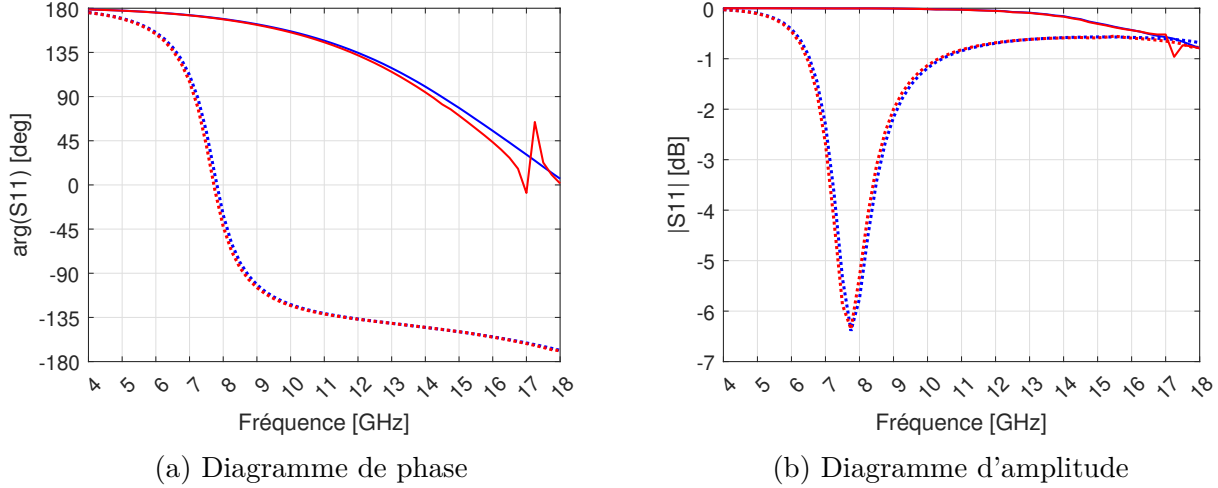


FIGURE 4.7 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec une excitation par port de Floquet (bleu) et une excitation par port d'onde (rouge).

On observe alors peu de différence, à l'exception d'un pic de résonance à  $\sim 17$  GHz. Nous parlons plus tôt dans la section 3.2.3 de la propagation des modes supérieurs. La propagation d'un mode supérieur à une fréquence donnée ne se fait que si la taille de la cellule est supérieure à  $\frac{\lambda}{2}$ . À 17 GHz, nous avons  $\frac{\lambda}{2} = 8.8$  mm ce qui est inférieur à  $W_{cell} = 10.16$  mm, la longueur de notre cellule. Par conséquent, la présence de ce pic de résonance démontre la présence d'un mode supérieur se propageant à 17 GHz. Bien heureusement et comme prévu lors du dimensionnement de notre cellule en section 3.2.3, ce mode ne se propage pas dans la bande de fréquence dans laquelle nous travaillons, c'est-à-dire entre 8 GHz et 12 GHz. De plus, si ce pic apparaissait maintenant que nous travaillons avec le port d'onde, c'est parce que le port de Floquet empêchait tout bonnement la propagation de tout autre mode supérieur et donc cachait une partie de la réalité physique de cette simulation. En résumé, l'utilisation du port d'onde nous rappelle qu'un mode supérieur peut avoir un très léger impact sur le coefficient de réflexion dans notre plage fréquentielle et qu'il est préférable de travailler ainsi plutôt qu'en les supprimant artificiellement à l'aide d'un port de Floquet.

### 4.2.2 Ajout des trous circulaires dans les parties cuivrées

La première modification géométrique que nous essayons d'implanter dans cette deuxième stratégie est le placement des trous circulaires dont nous parlions au début de cette section. On remarque rapidement que ces cercles sont grands relativement aux parties métalliques, notamment par rapport aux deux T qui forme la partie centrale. On propose alors de prendre l'inductance LQP02TN0N3B02, plus petite que celle utilisée jusqu'à présent, et de modifier les parties centrales en rectangles pour y avoir la place d'y incruster ces trous circulaires. On obtient alors une cellule avec l'aspect présenté en figure 4.8.a.

Le trou étant vraiment à l'étroit dans la partie 1, nous avons testé l'idée de sortir les deux trous extérieurs de leur partie et nous obtenons le modèle présenté en figure 4.8.b.

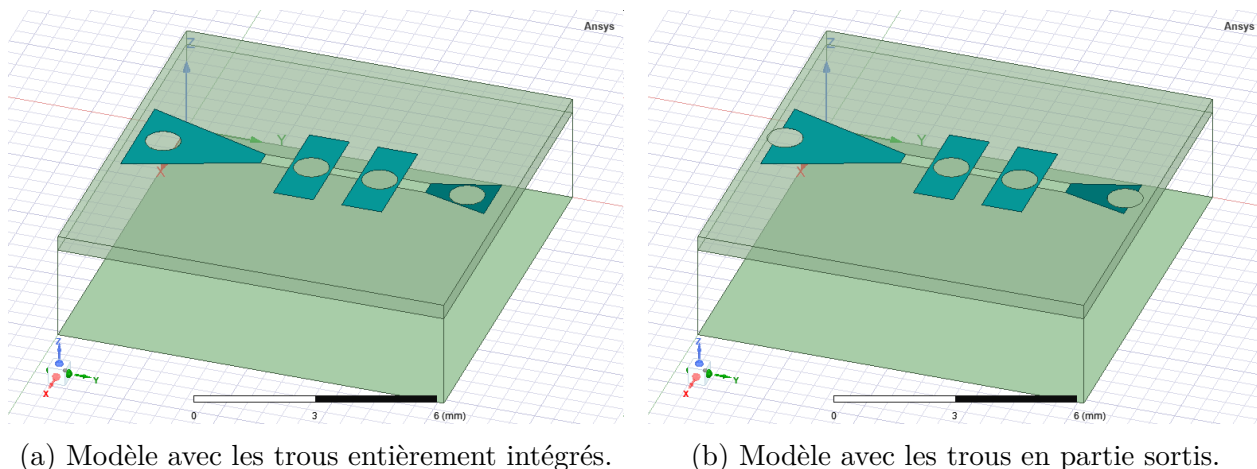


FIGURE 4.8 Placement des trous circulaires dans les parties cuivrées.

Cette dernière idée a permis de relâcher la tension qu'il y avait au niveau de la partie 1. En effet, les fins passages de part et d'autre du trou donnent naissance à un fort courant de surface. En déplaçant le trou, ces fins passages se sont élargis et le courant de surface est redescendu, passant d'un maximal de 1335 A/m à un maximal de 257 A/m (voir figure 4.9). On continuera donc la construction du modèle avec les trous sortis des parties cuivrées 1 et 3.

On observe à nouveau les courbes des deux états extrêmes pour les deux positions des trous avec comme référence le résultat du modèle sans trou excité par un port d'onde de la section précédente en noir dans la figure 4.10.

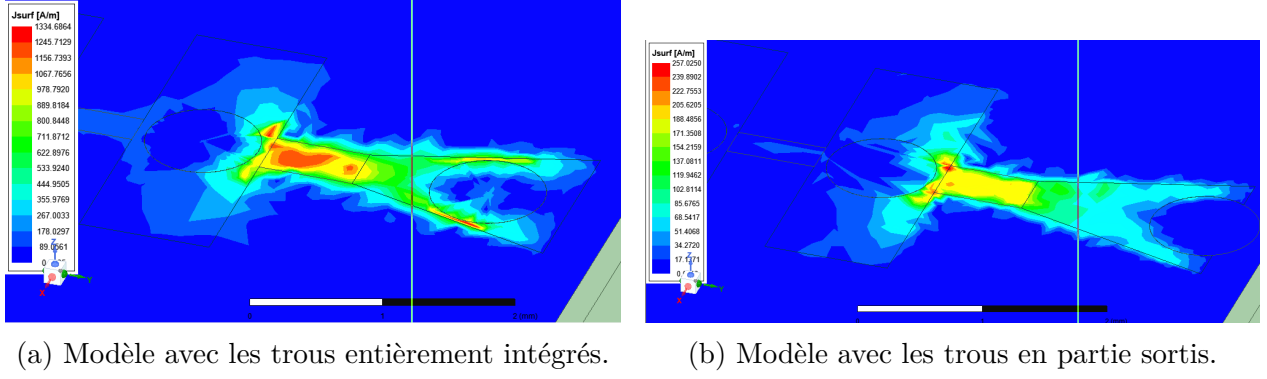


FIGURE 4.9 Observation du courant de surface sur les parties cuivrées et les composants au niveau de la partie 1.

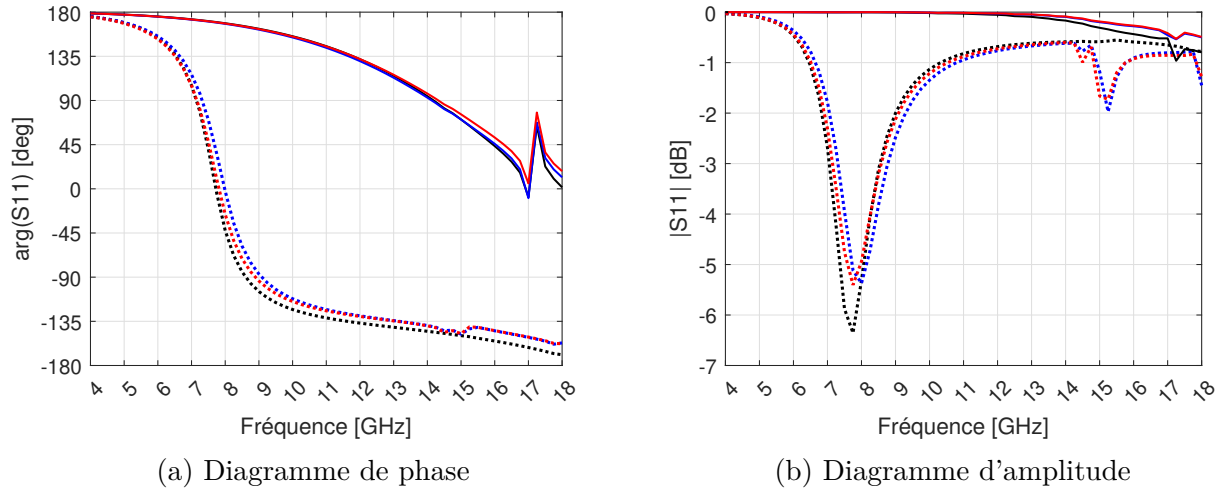


FIGURE 4.10 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle sans trou (noir), le modèle représenté en figure 4.8.a (bleu) et le modèle représenté en figure 4.8.b (rouge).

De légers décalages en fréquence sont observés, ce qui est normal car nous jouons directement sur la géométrie de la structure cuivrée, mais rien d'alertant. Nous pouvons donc continuer la construction du modèle suivant la deuxième stratégie.

### 4.2.3 Ajustement du placement des diodes PIN et varactor

Puisque les contraintes liées à la taille des composants prend plus d'importance ici, il était devenu temps d'ajuster exactement les diodes PIN et varactor avec la place qu'elles prennent au niveau de leur soudure. En effet, chaque composant a besoin de part et d'autre d'une surface cuivrée pour être soudé et ici les inductances centrales risquent d'être très proches des diodes PIN. La contrainte est représentée en figure 4.11 et se présente sous la forme de la distance  $d$  séparant les composants. Cette dernière dépend du reste de la géométrie et n'est pas aisée à modifier.

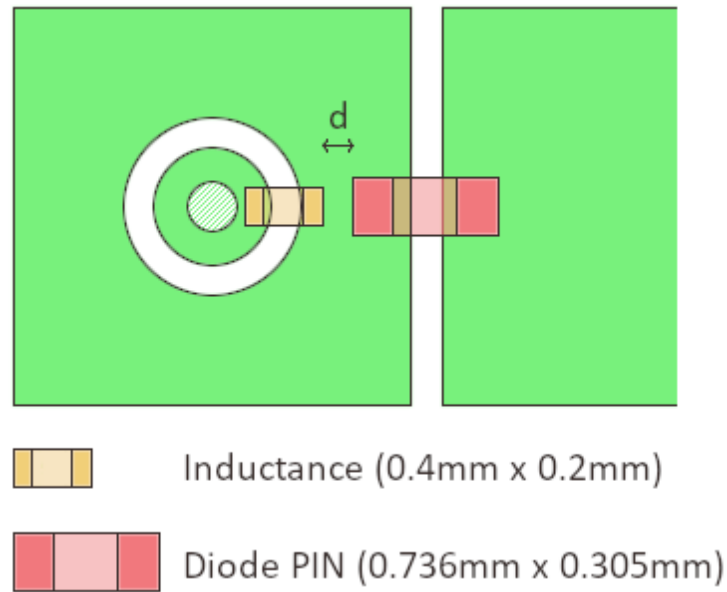
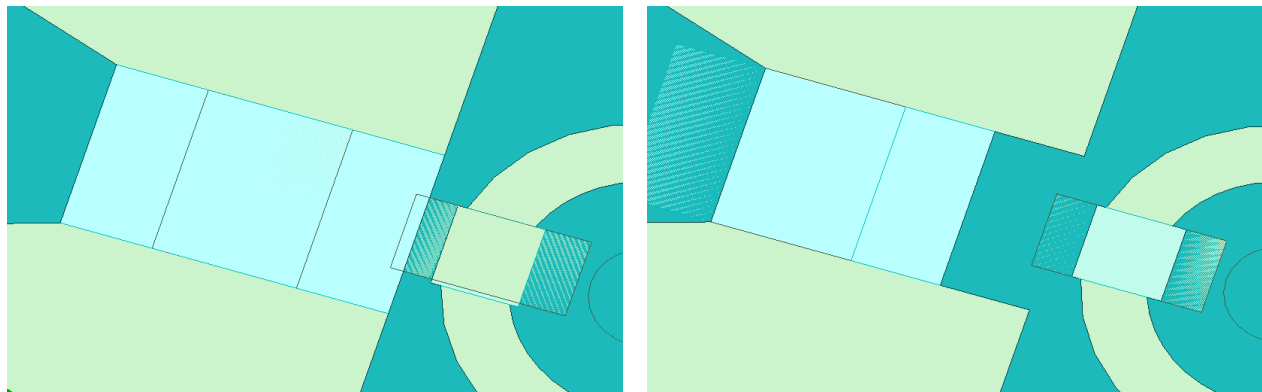


FIGURE 4.11 Contrainte  $d$  séparant les diodes PIN des inductances.

Si nous plaçons les inductances tel quel avec le modèle actuel, elles se superposeraient comme on peut le voir en figure 4.12.a.

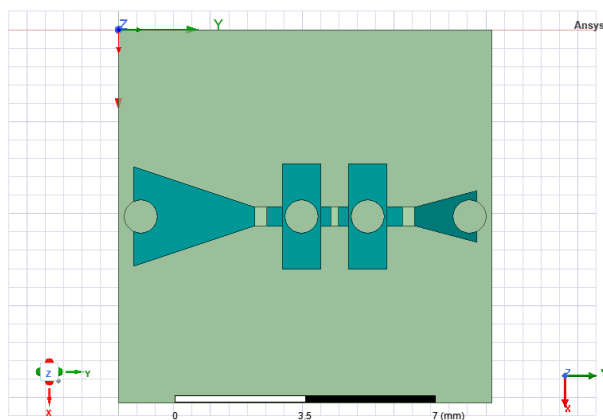


(a) Superposition des inductances avec les diodes PIN.

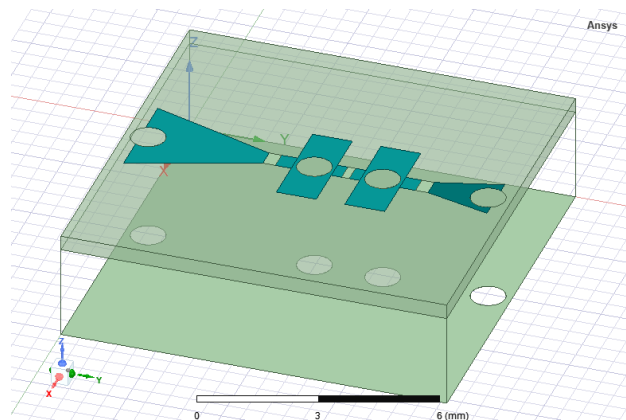
(b) Ajustement du placement des diodes PIN et augmentation de  $d$ .

FIGURE 4.12 Déplacement des diodes PIN afin d'empêcher la superposition des composants.

On déplace ainsi la position des diodes PIN au maximum afin d'alléger au mieux la contrainte sur la distance  $d$ . De même on ajoute les parties cuivrées au niveau de la soudure des composants. On obtient alors le modèle présenté en figure 4.13.a. De plus, nous profitons de cette étape pour ajouter les trous circulaires dans le plan de masse. Ils sont placés directement face aux trous du niveau supérieur de la cellule (voir figure 4.13.b) afin de pouvoir permettre le passage des fils futurs à travers le plan de masse sans court-circuiter chaque ligne de polarisation. Les différences observées (voir figure 4.15 en bleu) sur le coefficient de réflexion sont négligeables et nous passons à la prochaine étape avec ce modèle.



(a) Placement des diodes PIN et varactor sans les inductances.



(b) Placement des trous circulaires dans le plan de masse.

FIGURE 4.13 Ajustement des dimensions et du placement des diodes PIN et varactor (a) ainsi que l'ajout des trous circulaires dans le plan de masse (b).

Il peut être intéressant de noter que lorsque nous avons troué le plan de masse, il était nécessaire de s'assurer quelle condition frontière était à présent appliquée au niveau du dessous de la région de simulation. Après plusieurs essais, il était difficile de déterminer si oui ou non les trous étaient bien des trous et nous avons donc décidé de contourner cette difficulté en agrandissant la région de simulation vers le bas et en ajoutant un deuxième port d'onde sur la face basse. Même si nous ne l'utiliserions pas, il est maintenant sûr que les trous sont des trous.

#### 4.2.4 Placement des inductances

La construction du modèle est bientôt terminée. Il ne nous reste plus qu'à ajouter les inductances et les fils. Commençons alors par la première étape.

Nous ajoutons les inductances, des LQP02TN0N3B02, à l'aide de circuit équivalent RLC, comme dans la première stratégie par soucis de simplicité, avec un circuit RL en série composé d'une inductance de  $0.3 \text{ nH}$  et d'une résistance de  $0.5 \Omega$ . En plus des inductances, nous plaçons aussi les fiches de transition, en forme de disque, qui nous permettront d'assurer le passage entre les inductances et les fils. On obtient alors le modèle représenté dans la figure 4.14.

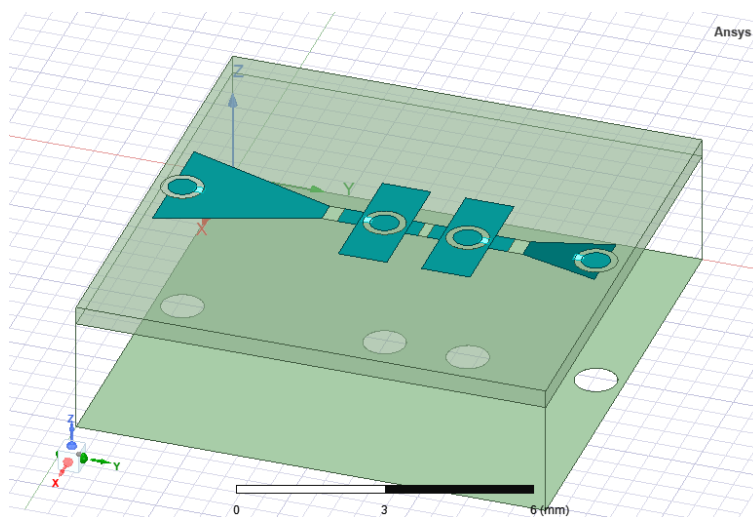


FIGURE 4.14 Placement des quatre inductances.

Puis nous observons les diagrammes de coefficient de réflexion obtenus avec les inductances (en rouge) sur la figure 4.15 et les différences sont à nouveau peu significatives. Ce qui nous permet de passer sereinement, a priori, à l'ultime étape de cette construction : les fils.

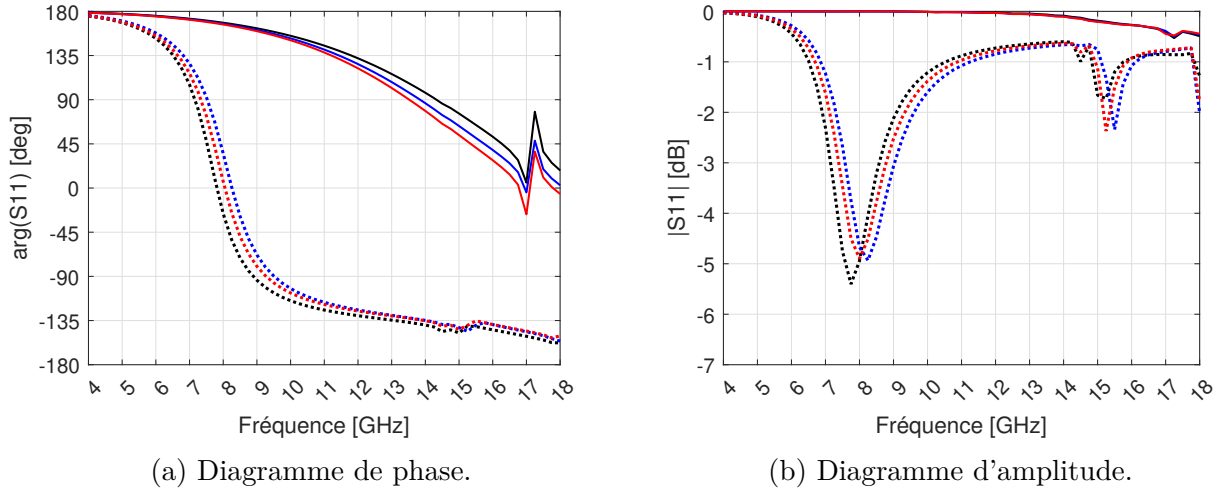


FIGURE 4.15 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec trou représenté en figure 4.8.b (noir), le modèle avec les composants ajustés représenté en figure 4.13.a (bleu) et le modèle avec les inductances représenté en figure 4.14 (rouge).

#### 4.2.5 Placement des lignes verticales

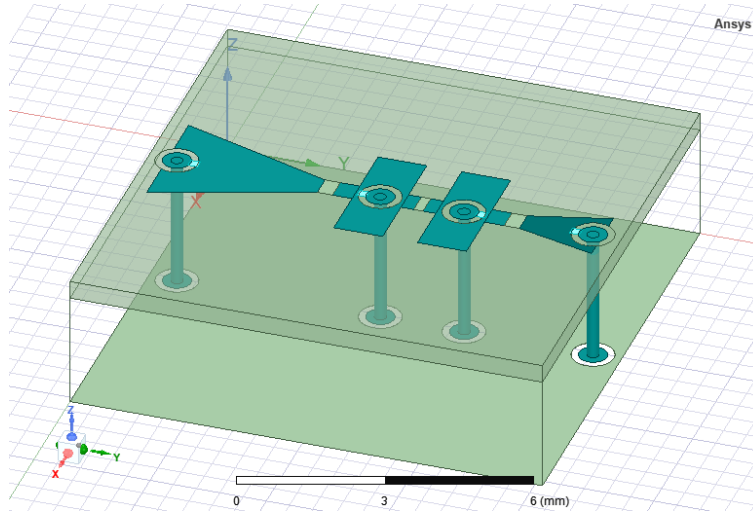


FIGURE 4.16 Placement des lignes verticales.

De la même façon que dans la première stratégie, nous plaçons des fils à l'aide de cylindres en cuivre d'un diamètre respectant les dimensions des fils AWG30. Cette fois-ci, les fils sont sur le plan de symétrie comme nous pouvons le voir dans la figure 4.16.

On observe ensuite les performances du coefficient de réflexion en les comparant à ceux de l'étape précédente (en noir), c'est-à-dire après l'ajout des inductances, sur la figure 4.17.

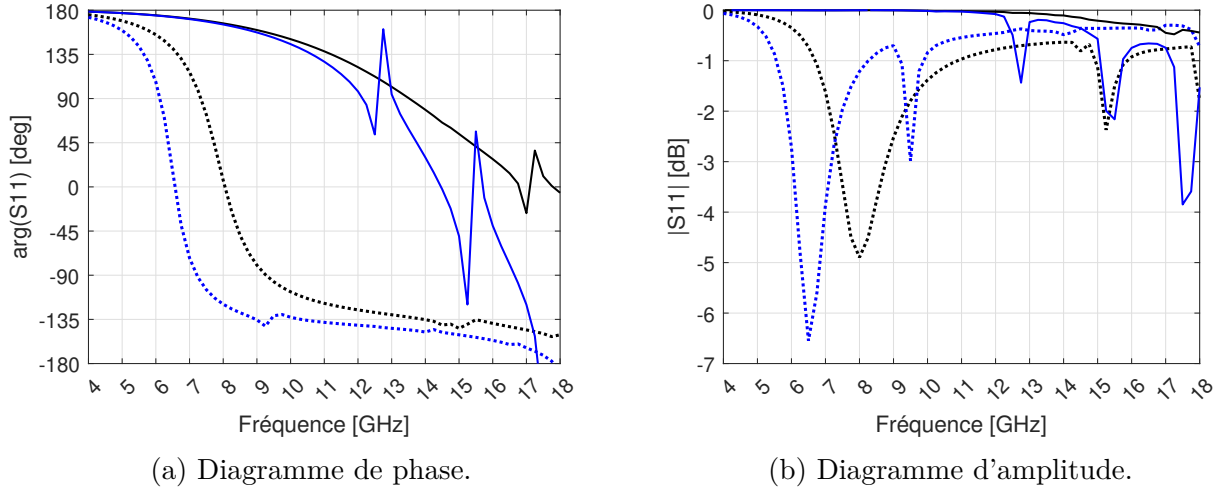


FIGURE 4.17 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec trou représenté en figure 4.8.b (noir), le modèle avec les composants ajustés représenté en figure 4.13.a (bleu) et le modèle avec les inductances représenté en figure 4.14 (rouge).

Malgré le respect de la symétrie, le coefficient de réflexion est à nouveau fortement modifié. On retrouve plusieurs résonances, dont une à 9.5 GHz en plein milieu de notre plage fréquentielle. En observant les champs électromagnétiques dans la figure 4.18, on en conclut que le courant qui traverse les fils continue d'avoir une très forte influence sur l'environnement électromagnétique. Nous pensons réduire cet impact avec la symétrie mais il semble que ce soit notamment la proximité des fils avec les murs électriques qui produit ces perturbations.

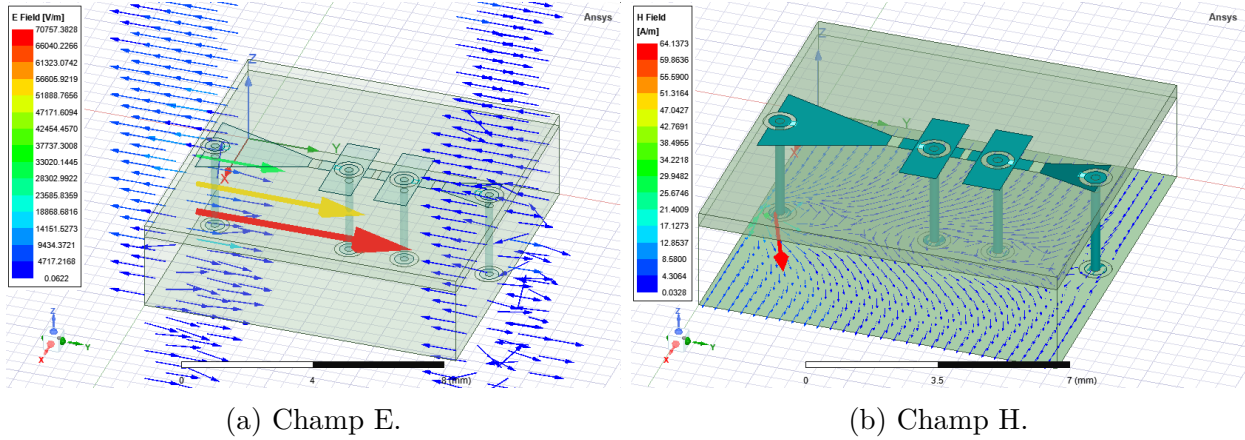


FIGURE 4.18 Observation des champs vectoriels E et H sur différentes parois de la région simulée à 12 GHz sur le modèle de la deuxième stratégie.

Nous ne pouvons évidemment pas continuer avec ce modèle et une troisième stratégie est envisagée : utiliser les murs magnétiques afin de bloquer la perturbation exercée par les fils sur le champ magnétique.

En plus de ces résonances qui démontrent la complexité du développement de cette cellule d'ARR, d'autres contraintes se sont présentées au cours du développement de cette deuxième stratégie. Nous avons choisi de ne pas les prendre en compte dans l'espoir que la présence des fils ne dérègle pas le fonctionnement de notre cellule. On retrouve notamment deux contraintes. La première est celle de la place allouée aux composants. En effet, le fait d'avoir opté pour la symétrie nous a forcé à utiliser des inductances très petites, ce qui nous limite dans notre plage de manoeuvre et dans le choix des composants. La seconde contrainte réside dans le changement de forme de la partie centrale, de forme en T à deux rectangles. Ce changement était nécessaire pour la mise en place des lignes de polarisation sur l'axe de symétrie mais ceci a un impact fort sur les états 2 et 3 ainsi que sur la capacité du varactor à faire glisser la fréquence de résonance avec sa tension de polarisation. Ces raisons s'ajoutent au problème des résonances afin de chercher et adopter une nouvelle stratégie dans la construction de notre cellule avec ses lignes de polarisation.

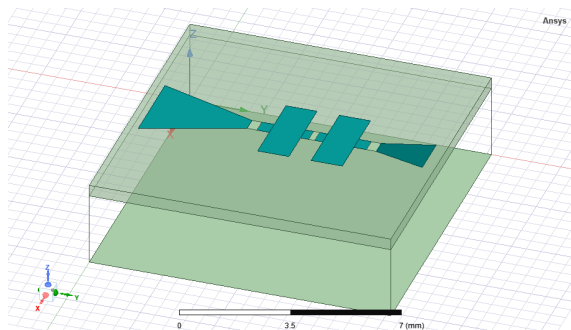
### 4.3 Troisième stratégie : lignes horizontales et verticales

Nous attaquons ici la troisième et dernière stratégie de ce projet visant à ajuster la cellule d'ARR sur laquelle nous travaillons afin d'y incorporer des lignes de polarisation sans gêner son bon fonctionnement en bande de fréquence X, soit de 8 à 12 GHz.

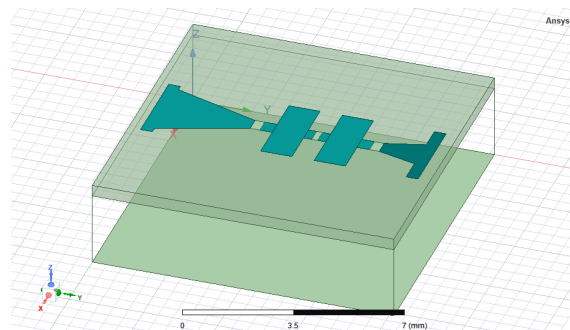
Cette troisième stratégie vise à déplacer les lignes de polarisation sur le côté de la cellule, proche de là où le champ magnétique est le plus faible, ainsi qu'une meilleure sélection de composant faisant office de bloqueurs RF, le tout afin de limiter au maximum les résonances parasites. Ceci devient possible avec la combinaison de lignes horizontales sur le dessus de la cellule, liées à des lignes verticales placées sur un circuit imprimé, situé lui-même sur le côté de la cellule.

#### 4.3.1 Construction du troisième modèle

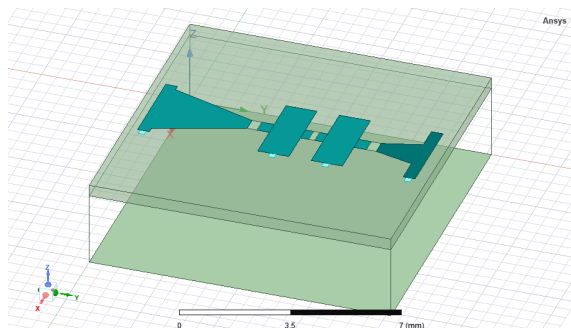
La construction est effectuée étape par étape et est représentée à travers la figure 4.19. Afin de faciliter l'étape de la soudure, les parties cuivrées 1 et 3 sont légèrement modifiées en y ajoutant une partie rectangulaire à l'extrémité de chacune d'elle comme on peut le voir en figure 4.19.b. À ces extrémités ainsi qu'au niveau des deux rectangles centraux, on y place les bloqueurs RF (voir 4.19.c). Ces bloqueurs sont encore pour le moment considérés par les dernières inductances utilisées, à savoir les LQP02TN0N3B02 et leur circuit RLC équivalent constitué d'une inductance de 0.3 nH en série avec une résistance de  $0.5 \Omega$ . À la suite de ces inductances sont placées des lignes horizontales cuivrées de 0.2 mm de large et qui se prolonge jusqu'à l'un des bords de la cellule, observable en figure 4.19.d. Des lignes verticales de même largeur sont placées en sens vertical, accompagnées de trous dans le plan de masse horizontal (voir figure 4.19.e). Cette première construction, un peu grossière, s'achève avec le placement d'un mur de cuivre, qu'on appellera le plan de masse vertical, proche des lignes verticales (voir figure 4.19.f).



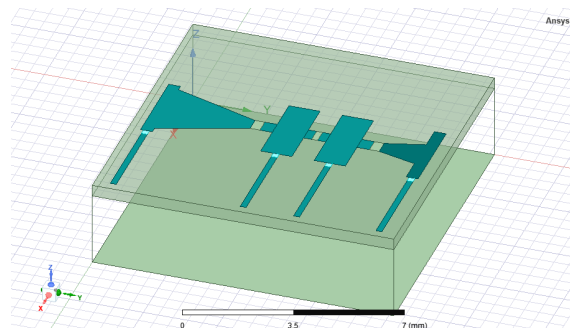
(a) Modèle de référence issu de la 2ème stratégie.



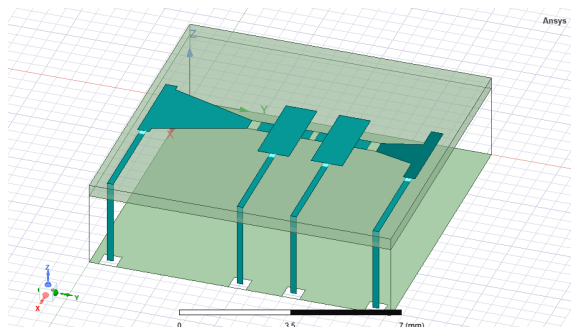
(b) Modification des parties 1 et 3 pour accueillir les inductances.



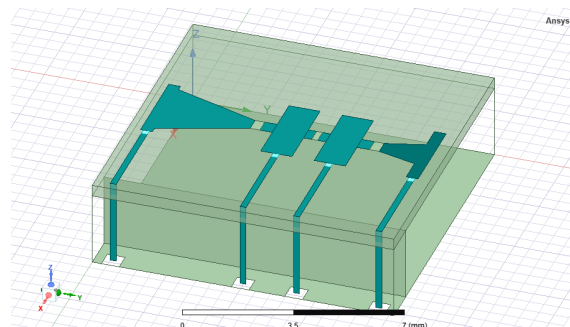
(c) Ajout des inductances (0.3 nH et 0.5  $\Omega$  en série).



(d) Ajout des lignes horizontales de 0.2 mm de large.



(e) Ajout des lignes verticales avec des trous dans le plan de masse horizontal.



(f) Ajout d'un plan de masse vertical en cuivre proche des lignes verticales.

FIGURE 4.19 Construction étape par étape de la cellule suivant la troisième stratégie.

À nouveau, comme effectué lors de l'étude la stratégie précédente, nous étudions l'évolution des deux états les plus extrêmes à travers ici seulement deux étapes. On retrouve ainsi en figure 4.20 les diagrammes correspondant aux modèles représentés en 4.19.d en bleu et en 4.19.f en rouge.

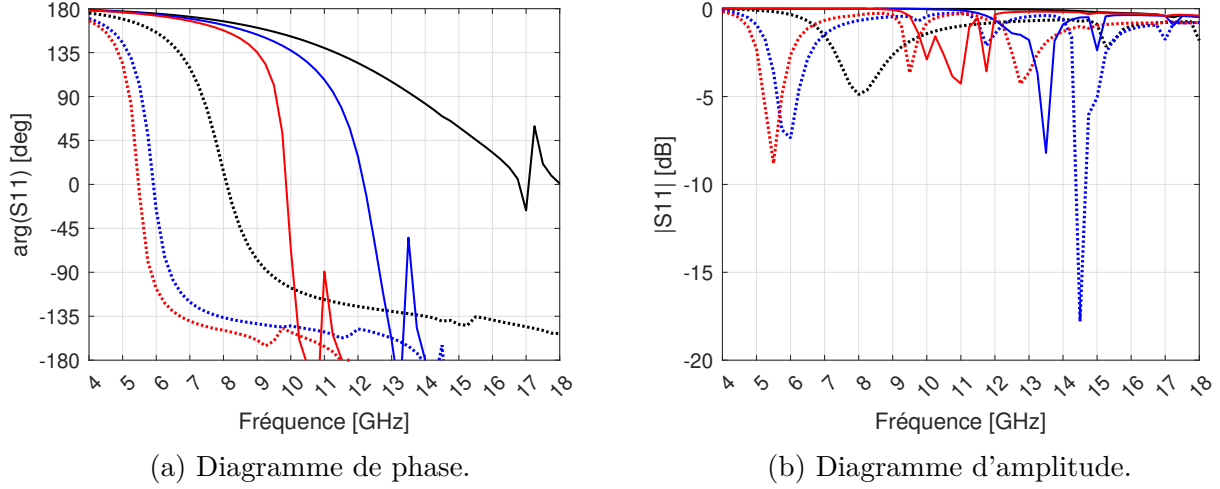


FIGURE 4.20 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle de référence en figure 4.19.a (noir), le modèle avec les lignes horizontales en figure 4.19.d (bleu) et le modèle avec les lignes verticales et le plan de masse vertical en figure 4.19.f (rouge).

Nous retrouvons la même conclusion qu'à la fin de la deuxième stratégie, à savoir de nombreuses résonance et un dysfonctionnement complet de notre cellule d'ARR. Nous pourrions alors supposer qu'à nouveau nous nous retrouvons bloqués face à cet échec. Seulement, ce nouveau modèle présente un avantage par rapport au précédent, c'est celui de donner bien plus d'espace aux composants qui vont jouer le rôle de bloqueur RF.

### 4.3.2 De nouvelles possibilités pour les bloqueurs RF

Nous avons ici à disposition des surfaces d'au moins 2 cm x 1 cm disponibles pour chacun des composants alors que dans la deuxième stratégie la taille de ces composants représentaient une contrainte forte sur notre géométrie. Nous commençons alors par tester le fonctionnement de cette nouvelle cellule avec d'une part une inductance très élevée (100 nH) et d'autre part une résistance très élevée (1 M $\Omega$ ). Nous présentons ces nouveaux résultats dans la figure 4.21 avec en référence le résultat issu de la simulation faite avec le modèle en figure 4.19.a.

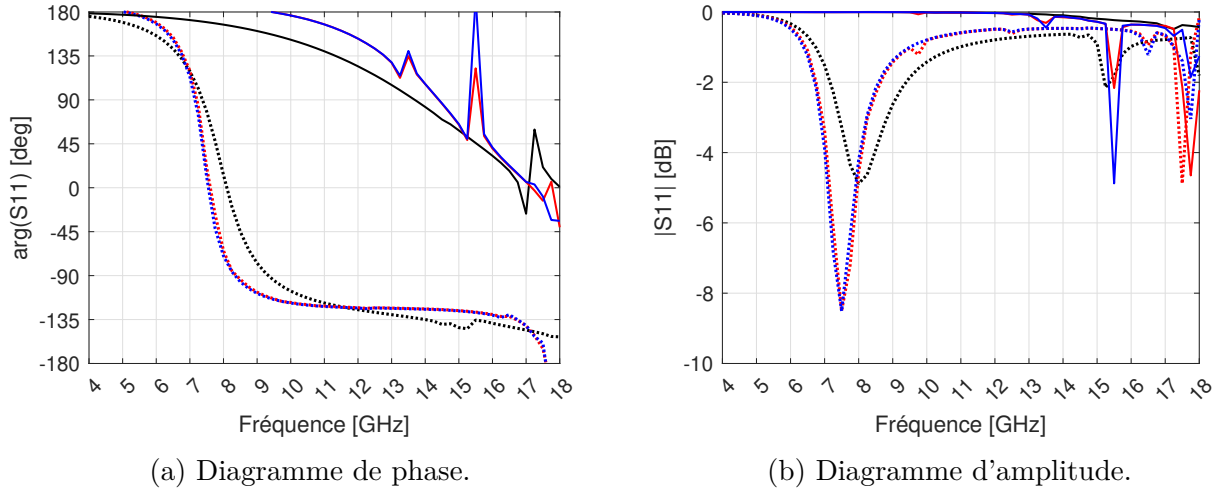


FIGURE 4.21 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle de référence en figure 4.19.a (noir), le modèle avec une inductance élevée en tant que bloqueur RF (rouge) et le modèle avec une résistance élevée en tant que bloqueur RF (bleu).

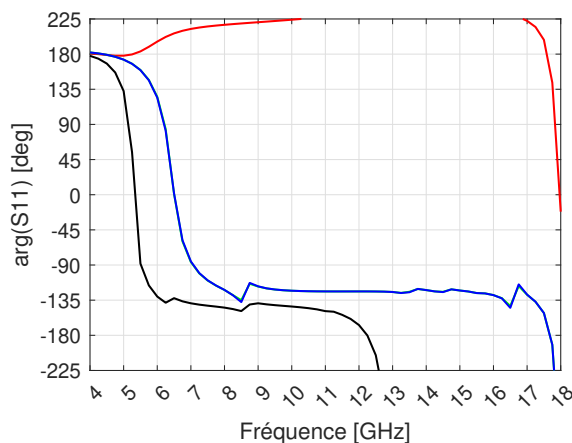
À travers ces résultats, on s'aperçoit d'abord qu'une grande partie des résonances observées précédemment ont disparu. De plus, les résonances sont toutes, à l'exception d'une à 9.75 GHz observable faiblement sur le diagramme d'amplitude du modèle avec l'inductance, en dehors de notre bande de fréquence (8 à 12 GHz). Enfin, les résultats obtenus entre les deux types de bloqueurs RF sont semblables, ce qui confirme la possibilité de choisir l'un des deux.

Les résultats sont d'une part encourageant d'après le paragraphe précédent et du fait que les courbes sont relativement proches de celle du modèle de référence en noir, mais restent d'autre part problématique à cause des pertes bien plus élevées dans le cas du mode de fonctionnement à basse fréquence. Malgré cela, nous pensons qu'il y a là une bonne chance de réussir à construire un système de lignes de polarisation permettant le bon fonctionnement de notre cellule.

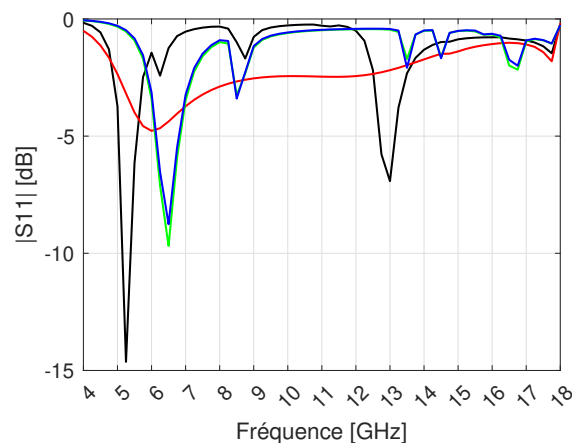
Nous décidons alors de passer définitivement d'une inductance à une résistance en tant que bloqueur RF. En effet, nous observons que les inductances faisant une taille appropriée à notre cellule, soit ne fonctionnent pas dans notre gamme de fréquence, soit possèdent une inductance trop faible pour limiter les résonances. Ces contraintes ne sont pas présentes pour les résistances. De là, nous poursuivons avec une étude de la résistance nécessaire pour assurer le fonctionnement de la cellule.

### 4.3.3 Comparaison entre résistances

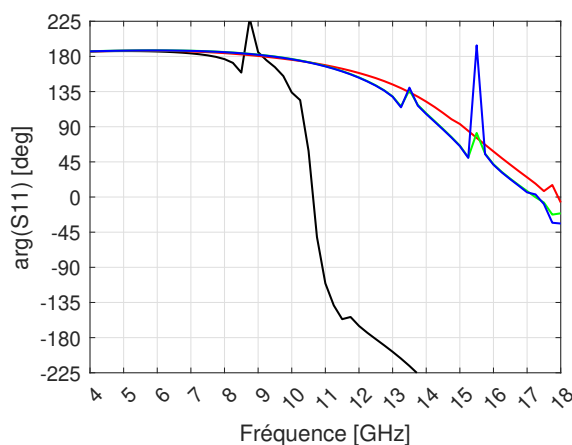
La cellule est excitée avec plusieurs valeurs de résistance et nous présentons ici les résultats pour quatre valeurs différentes :  $1\ \Omega$  (en noir),  $100\ \Omega$  (en rouge),  $10\ \text{k}\Omega$  (en vert) et  $1\ \text{M}\Omega$  (en bleu), le tout dans la figure 4.22.



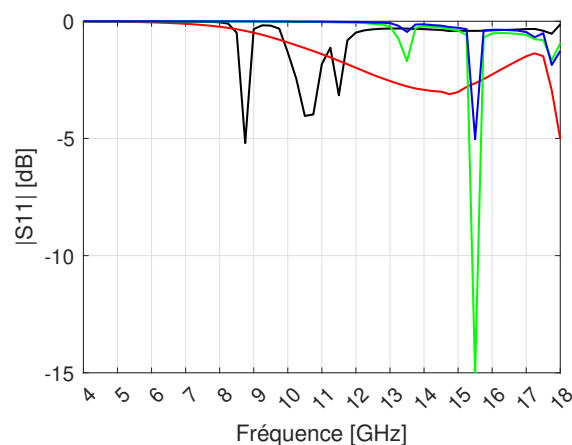
(a) Diagramme de phase à l'état basse fréquence (courbes vertes et bleues confondues).



(b) Diagramme d'amplitude à l'état basse fréquence.



(c) Diagramme de phase à l'état haute fréquence (courbes vertes et bleues confondues).



(d) Diagramme d'amplitude à l'état haute fréquence.

FIGURE 4.22 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec une résistance de  $1\ \Omega$  (noir), le modèle avec une résistance de  $100\ \Omega$  (rouge), le modèle avec une résistance de  $10\ \text{k}\Omega$  (vert) et le modèle avec une résistance de  $1\ \text{M}\Omega$  (bleu).

On observe alors qu'une résistance trop faible entraînent des résonances et un mauvais fonctionnement. Lorsque la valeur de la résistance augmente, les courbes convergent. Ce phéno-

mène se voit ici avec les courbes vertes et bleues correspondant aux deux plus fortes résistances qui se confondent presque. En faisant varier la valeur de cette résistance, on observe une convergence suffisante à partir de 10 k $\Omega$  et c'est cette valeur qui sera retenue comme valeur minimale pour notre résistance.

#### 4.3.4 Placement d'une seconde résistance en série

Sur les résultats présentées en figure 4.21, nous observions, pour la résistance de 1 M $\Omega$  un premier pic de résonance à 13.25 GHz. Bien qu'en dehors de notre gamme de fréquence, il restait souhaitable d'éloigner au mieux ce pic. Une simple idée est alors venue de placer une seconde résistance de 1 M $\Omega$  sur nos lignes horizontales comme présenté en figure 4.23.

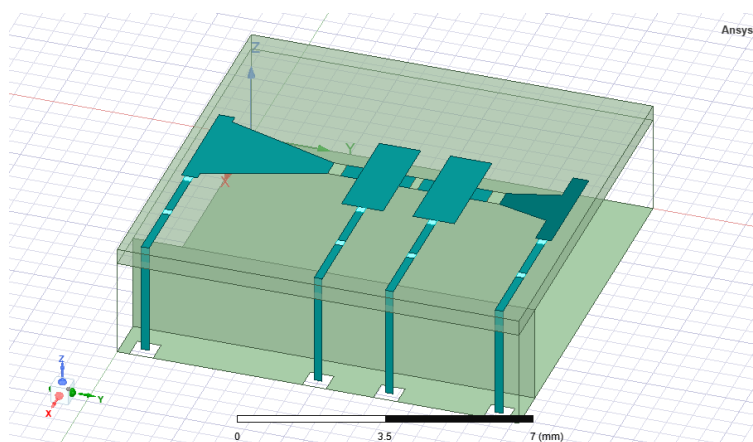


FIGURE 4.23 Modèle avec une deuxième résistance placée en série sur chacune des lignes de polarisation horizontales.

On observe ensuite les conséquences sur nos diagrammes en figure 4.24. Cette technique a porté ses fruits puisque le premier pic de résonance a été repoussé à 14.25 GHz. Nous allons donc conserver cette idée de construction.

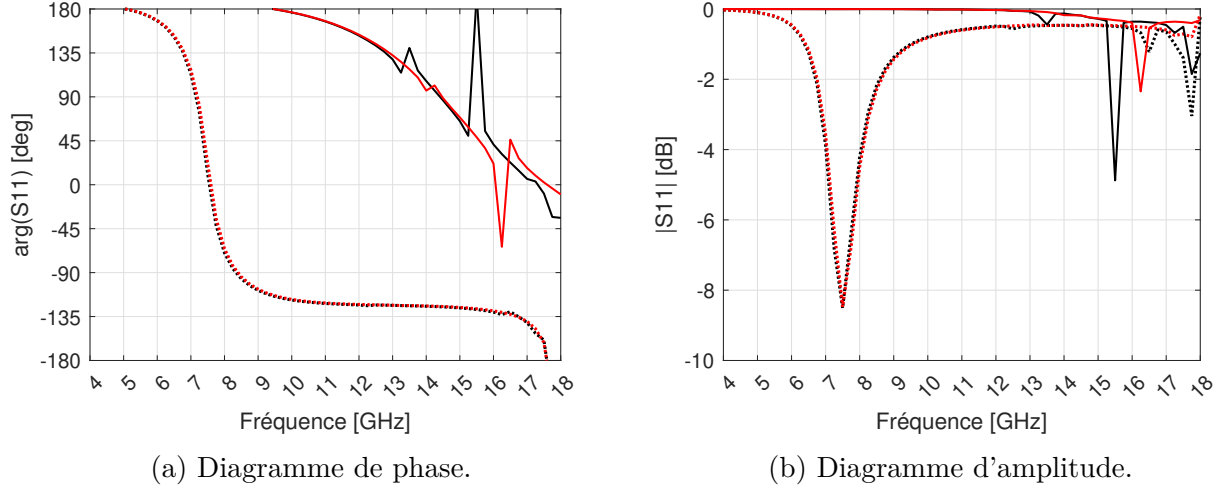


FIGURE 4.24 Diagrammes de phase et d'amplitude des deux états de fonctionnement les plus éloignés (état bas en fréquence en pointillé et état haut en fréquence en continu) avec le modèle avec une seule résistance de  $10\text{ M}\Omega$  (noir) et le modèle avec une deux résistances de  $10\text{ M}\Omega$  en série (rouge).

#### 4.3.5 Observation des performances sur l'ensemble des états de fonctionnement

Avec ces nouveaux bloqueurs RF, on se propose d'observer les conséquences sur les diagrammes complets regroupant tous les états de fonctionnement pour nos quatre états des diodes PIN et trois tensions de polarisation pour notre diode varactor (0, 7 et 15 V). Ces résultats sont présentés en figure 4.25. À noter que les bloqueurs RF sont ici composés de deux résistances en série de  $10\text{ k}\Omega$  chacune.

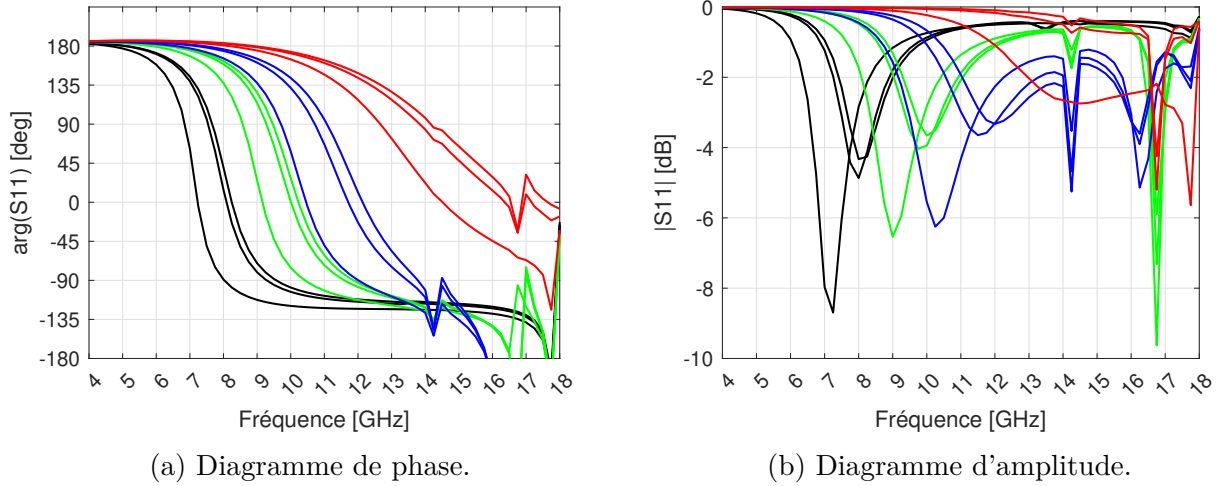


FIGURE 4.25 Diagrammes du modèle décrit en figure 4.23 (deux résistances de  $10\text{ k}\Omega$  en série).

Ces premiers résultats sont encourageants par le fait de ne trouver aucun pic de résonance dans notre gamme de fréquence. Seulement, plusieurs points négatifs sont à relever. Les quatre groupes de courbes, donc chaque état de diode PIN, sont séparés et donc provoquent des zones non atteignables pour la phase, ce qui est à éviter. De plus, le glissement fréquentiel effectué par la diode varactor, c'est-à-dire le déplacement de la fréquence de résonance de la cellule avec la variation de la tension de polarisation de la diode varactor, semble amoindri, ce qui est aussi à éviter puisque cela raccourcit notre plage fréquentielle. Enfin, les pertes sont plus élevées sur ce modèle que pour le modèle de référence issu de la partie 3.3.4. L'ajout des lignes de polarisation semble inévitablement augmenter les pertes.

#### 4.3.6 Affinement du modèle

À partir du modèle précédent, nous procédons à un premier affinage grossier. Ce dernier consiste en trois points : retour de la partie 2 en forme de T plutôt qu'en forme rectangulaire, ajustement du circuit imprimé vertical avec un substrat et l'ajustement de la taille des résistances.

En ce qui concerne la forme de la partie 2 cuivrée, nous avons, lors de la deuxième stratégie, pris des formes rectangulaires afin d'obtenir suffisamment de place pour le système de lignes de polarisation et les inductances. Ce n'est ici plus nécessaire et de plus, nous nous sommes rendus compte de l'importance de cette subtilité qu'est la forme en T. Cette forme était un facteur précieux pour la qualité du glissement fréquentiel qu'offrait la diode varactor. Privée de ces formes en T, cette dernière n'offrait plus qu'un léger changement de la fréquence de résonance avec sa tension de polarisation comme nous avons pu l'observer sur la figure 4.25. Ce détail avait d'ailleurs déjà été souligné dans la conclusion de la construction de la deuxième stratégie. Nous modifions donc la partie 2 cuivrée pour obtenir à nouveau deux formes en T.

Nous avons initialement placé les lignes verticales puis le plan de masse vertical sans vraiment prendre en compte qu'ils feraient tous deux parties d'un circuit imprimé placé à la verticale. Nous rectifions donc cela ici en ajoutant un substrat entre ces éléments. Pour ce dernier, nous utilisons par simplicité de construction le même que pour le premier substrat, à savoir un Rogers RO4003, avec la même épaisseur, à savoir 0.4 mm.

Enfin, les résistances étaient pour le moment placées sans prendre en compte leur taille puisqu'aucun modèle n'avait été choisi. Les résistances doivent remplir les contraintes suivantes : être suffisamment petites pour rentrer dans notre géométrie, avoir une résistance supérieure à 10 k $\Omega$  et également vérifier la limite de puissance imposée par le fonctionnement de nos diodes PIN à l'état fermée, c'est-à-dire de permettre un courant de 5 mA.

La règle à respecter pour ce dernier détail est le suivant :

$$P > R \times I^2 \quad (4.1)$$

avec  $P$  la puissance permise par le composant,  $R$  la résistance du composant et  $I$  le courant que nous voulons transmettre à travers le composant.

Ainsi, plus la résistance est élevée, plus la puissance nécessaire augmente. Or, en observant plusieurs gammes de résistances, on observe un schéma inverse avec des résistances de plus en plus grandes qui offrent de moins en moins de puissance. Si nous prenons par exemple

la RC0402JR-0710ML de chez YAGEO, qui offre une résistance de  $10\text{ M}\Omega$ . Il faudrait une puissance de  $250\text{ W}$  pour obtenir les  $5\text{ mA}$  dont nous avons besoin pour faire fonctionner les diodes PIN. Or la puissance limite de cette résistance n'est que de  $0.063\text{ W}$ . Un compromis est à faire. C'est là que nous tombons sur la SG73P1EWTP1002F de KOA Speer Electronics, Inc. et ses  $10\text{ k}\Omega$ . La puissance nécessaire se limite ainsi à  $0.25\text{ W}$  et c'est précisément la limite de puissance de ce composant. Le choix semble ainsi tout trouvé puisqu'en plus de cette dernière contrainte respectée, cette résistance respecte aussi les deux premières avec ses  $10\text{ k}\Omega$  et ses dimensions de  $1.0 \times 0.5\text{ mm}$ . Ces dimensions sont assez petites pour permettre le placement de deux de ces résistances en série sur nos lignes horizontales.

Avec tout ces changements, nous obtenons le modèle représenté dans la figure 4.26.

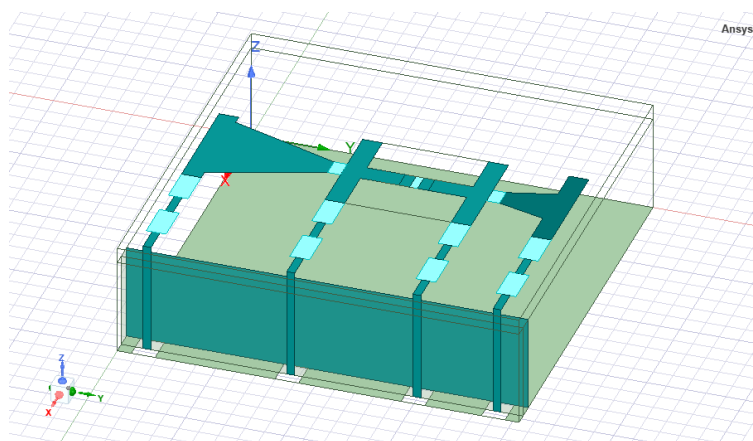


FIGURE 4.26 Modèle affiné avec une partie 2 en T, un substrat vertical (Rogers RO4003) et une meilleure représentation physique de la taille des résistances.

En excitant cette cellule, nous obtenons les diagrammes présentés en figure 4.27. Comparativement aux résultats de la figure 4.25 et le modèle avant affinage, on trouve ici un bien meilleur glissement fréquentiel sur le diagramme de phase entre les états de fonctionnement comme attendu des modifications. Les pertes sont cependant légèrement plus élevées. Les pics de résonance restent bien en dehors de notre plage fréquentielle de travail ( $8$  à  $12\text{ GHz}$ ). Ce premier affinage grossier a porté ses fruits.

Bien que les espaces non atteignables entre les groupes de courbes ont été largement recouverts, il en reste tout de même un léger entre l'état 3 (courbes bleues) et l'état 4 (courbes rouges). Comme nous avons eu à faire plusieurs fois à ce genre de problème, nous savons maintenant qu'il suffit de modifier certaines longueurs pour déplacer les groupes de courbes les uns par rapport aux autres. L'avantage de cette troisième stratégie est que justement les lignes de polarisation n'entravent pas l'optimisation des longueurs des trois parties cuivrées pour régler ce genre de problème. C'est encore un avantage de plus par rapport à la deuxième

stratégie.

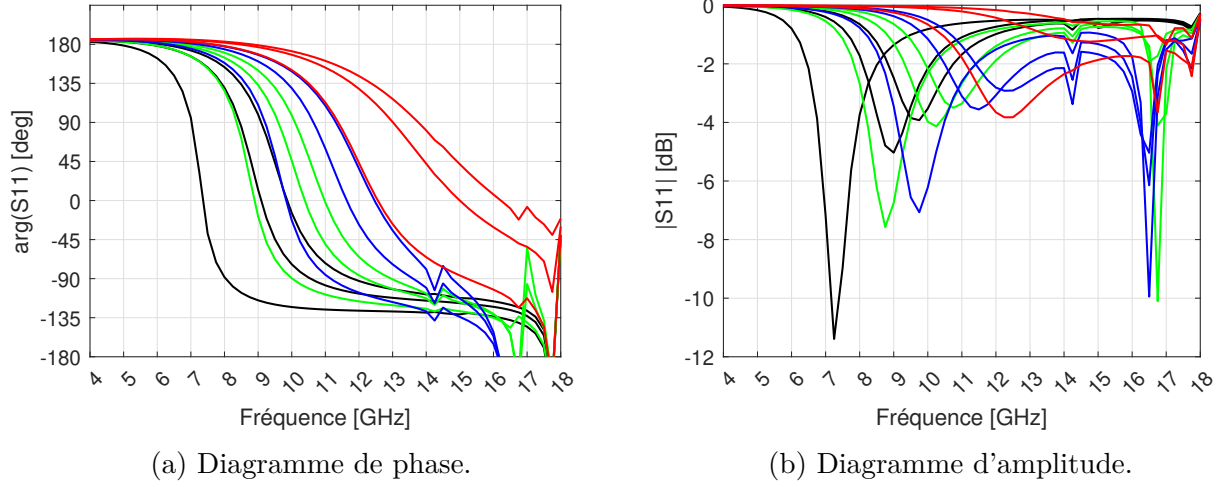


FIGURE 4.27 Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (deux résistances de  $10 \text{ k}\Omega$  en série).

Ici, nous raccourcissons donc légèrement la longueur  $L_1$ , passant de 1.7 mm à 1.6 mm pour voir la première courbe rouge avoir une fréquence de résonance inférieure à la dernière courbe bleue. On vérifie cela en figure 4.28.

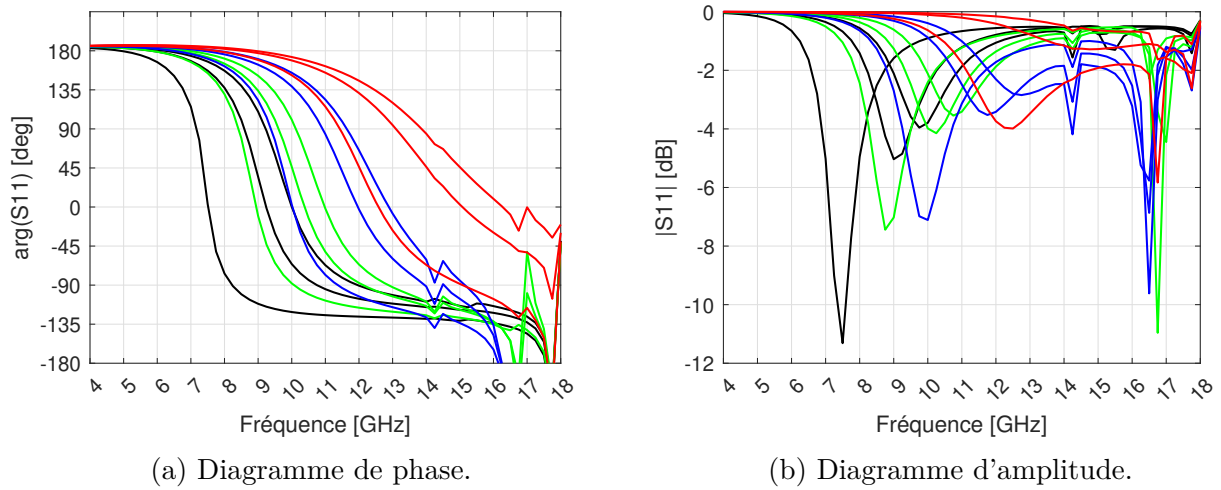


FIGURE 4.28 Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (deux résistances de  $10 \text{ k}\Omega$  en série) avec raccourcissement de la longueur  $L_1$ .

### 4.3.7 Deuxième affinage

Nous procédons ensuite à un deuxième affinage : l'inversement du sens du circuit imprimé vertical accompagné d'une mise en place des surfaces de soudure des résistances. Suite à ce deuxième affinage, nous ferons une simulation complète, c'est-à-dire avec 16 tensions de polarisation au varactor, afin de faire une première comparaison avec les performances issues de la partie 3.3.4.

Nous avons initialement placé le circuit imprimé vertical de sorte que ses lignes de transmission soient placées entre son plan de masse et la paroi de la cellule. Seulement, un espace devenait nécessaire entre les lignes et la paroi car cette paroi a pour futur d'être directement placée contre les parois d'un guide d'onde et donc d'être reliée à la masse. Ces lignes ne peuvent pas être reliées à la masse sous peine d'être court-circuitées. Il devient alors bien plus simple de retourner le circuit imprimé de sorte que le plan de masse peut être aussi proche que nous le voulons de la paroi puisqu'il sera forcément relié à la masse.

De plus, il manquait la présence des surfaces de soudure des résistances, de part et d'autre de chacune d'entre elles. Une fois ces modifications réalisées, nous obtenons le modèle représenté en figure 4.29. À noter que le cuivre est à présent de couleur orange, les composants sont bleu clair et les plans de masse sont vert foncé avec une légère transparence pour le vertical.

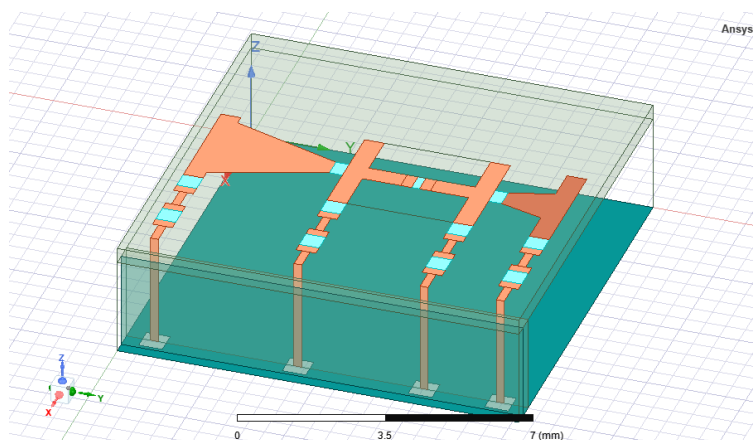


FIGURE 4.29 Modèle affiné avec l'inversement du sens du circuit imprimé vertical et l'ajout des surfaces de soudure pour les résistances de 10 k $\Omega$ .

Avec ce modèle, nous obtenons les résultats présentés en figure 4.30.

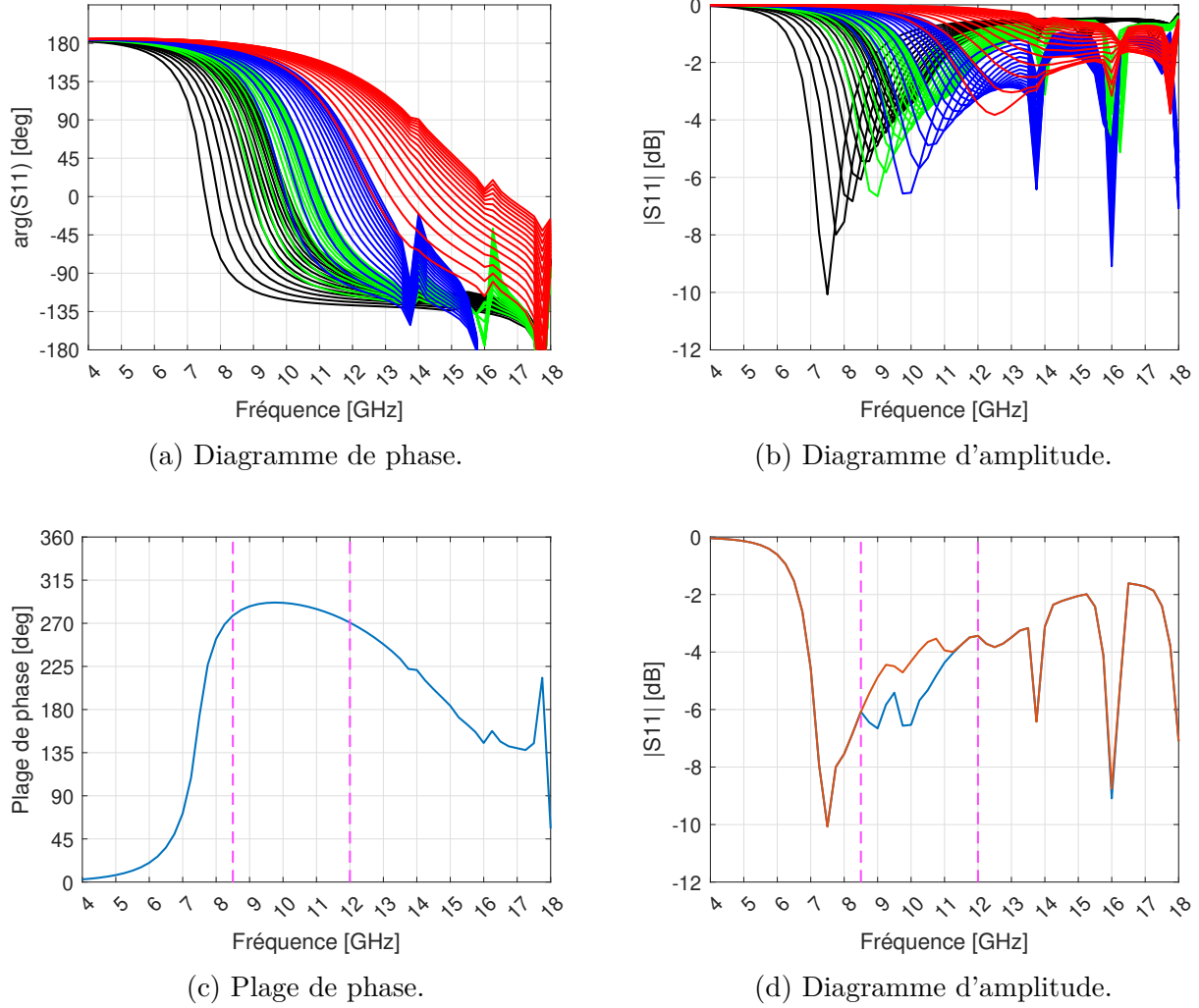


FIGURE 4.30 Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.29 (deux résistances de 10 k $\Omega$  en série).

Sur ces diagrammes, nous pouvons facilement repérer les pics de résonance ajoutés par le système de lignes de polarisation, avec une première vers 13.75 GHz, une deuxième vers 16 GHz et une troisième aux alentours de 18 GHz. Fort heureusement, et comme prévu, aucun de ces pics ne se trouve dans la bande X (de 8 à 12 GHz). Il est à souligner que dans le diagramme 4.30.d qui représente le maximum de pertes en fonction de la fréquence, la courbe orange représente les pertes en mettant de côté les courbes redondantes comme expliqué dans la partie 3.3.4. On en voit ici l'intérêt car bien que la cellule semble présenter un maximum de pertes de 10.1 dB à 7.5 GHz, ce niveau descend à 7.5 dB sur l'intervalle 8-12 GHz et seulement 4.9 dB sur l'intervalle 9-12 GHz.

Comparons maintenant les performances de cette cellule avec celle issue de la partie 3.3.4 (sans lignes de transmission).

TABLEAU 4.2 Comparaison des performances du modèle décrit en 3.3.4 avec celles du modèle de cette sous-section 4.3.7.

| Modèle | Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |          |
|--------|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|----------|
|        | 270°                 | 225°         | 4-18 GHz                        | 8-12 GHz | 9-12 GHz |
| 3.3.4  | 9.50 - 12.00         | 8.25 - 15.25 | 6.3                             | 5.9      | 4.5      |
| 4.3.7  | 8.50 - 12.00         | 8.00 - 13.00 | 10.1                            | 7.5      | 4.9      |

Il peut être utile de rappeler que l'analyse des performances de cette cellule se concentre finalement sur le fait de juger un compromis entre la plage de phase et les pertes. On peut observer ici sur ces résultats que le modèle avec les lignes de transmission a gagné 1 GHz de plage fréquentielle sur laquelle la cellule présente un déphasage atteignable d'au moins 270°. Ce gain sur la plage de 270° se traduit par une dégradation sur la plage offrant 225° de déphasage. Néanmoins, cette plage fréquentielle offrant 225° pour la cellule avec les lignes de transmission englobe en intégralité la bande X et donc cette perte de plage n'est pas si importante.

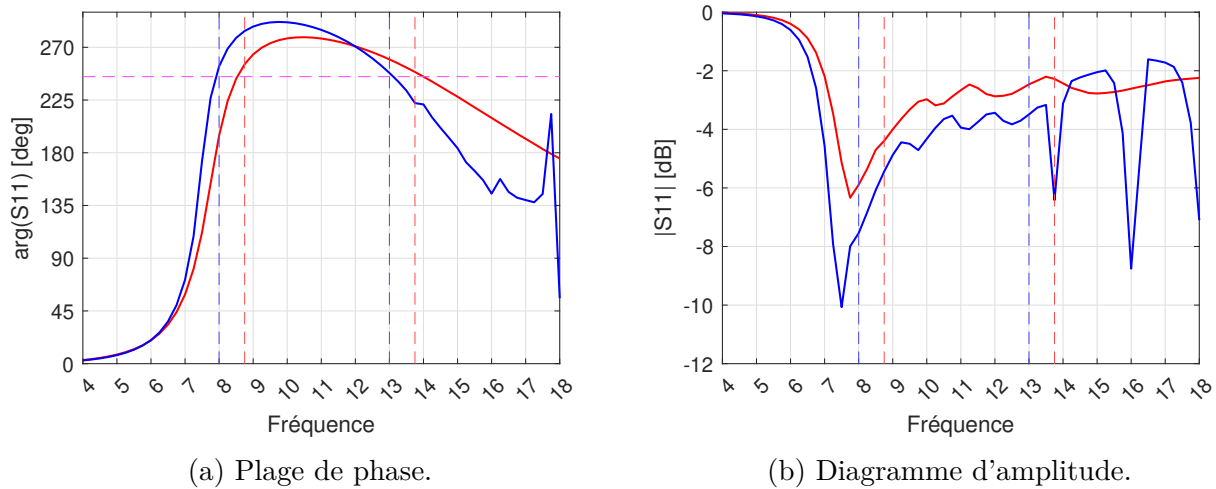


FIGURE 4.31 Diagrammes du modèle affiné représenté en figure 4.26 (bleu) et le modèle issu de la section 3.3.4 (rouge).

Lorsque nous regardons du côté des pertes de la cellule en revanche, les performances sont moins bonnes pour celle de la partie 4.3.7 que pour celle de la partie 3.3.4. Ceci s'explique simplement par le fait que le compromis a été "déplacé", en plus d'un ajout de pertes inévitable avec la mise en place des lignes de transmission. Pour avoir un meilleur aperçu de

ce "déplacement" du compromis, nous avons représenté la plage de phase et les diagrammes d'amplitude des deux modèles sur la même figure 4.31. Il est ainsi légitime de penser qu'il est possible de réduire les pertes au prix de réduire la plage de phase et inversement il doit être possible d'augmenter la plage de phase au prix d'augmenter les pertes, le tout suivant le cahier des charges et les limites de la cellule. Le modèle proposé par la troisième stratégie en ce qui concerne l'ajout des lignes de polarisation semble donc très encourageant.

#### 4.3.8 Troisième affinage

Suite au deuxième raffinement nous est venue une idée afin de simplifier à la fois la construction physique de la cellule mais aussi le contact entre les lignes verticales et horizontales. En effet les lignes verticales traversaient pour le moment le substrat horizontal pour venir toucher les lignes horizontales mais sans avoir étudié comment physiquement ces lignes traverseraient ce substrat. La solution à ce problème est simple et ne demande pas trop de changement. Au lieu de placer le circuit imprimé horizontal sur le vertical, nous allons le faire tenir contre ce dernier. On peut voir le schéma de cette construction sur la figure 4.32. Ainsi les lignes vont être en contact naturellement. Et pour assurer le contact sans encombre, on se propose d'allonger le circuit imprimé vertical afin d'avoir une marge de sécurité. Une fois cette modification faite, nous observons les diagrammes du coefficient de réflexion en figure 4.33 pour vérifier son impact.

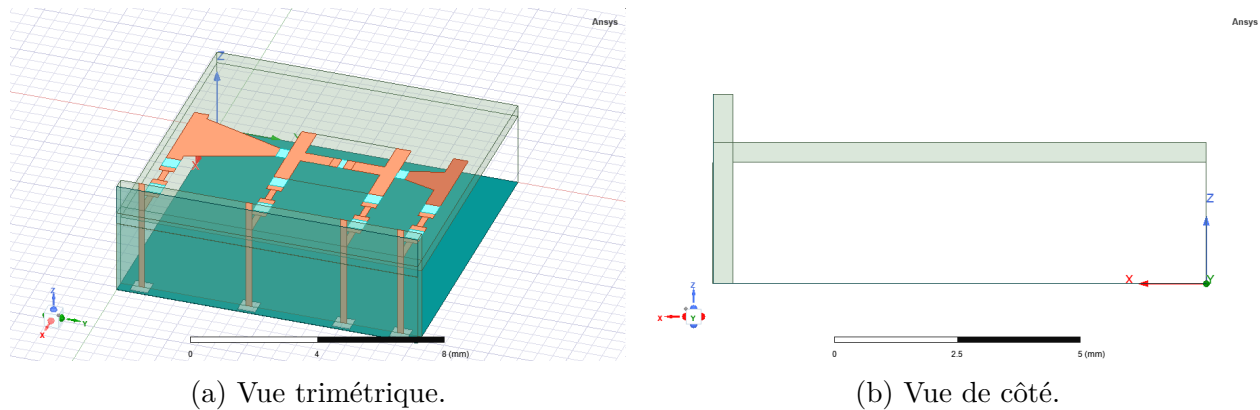


FIGURE 4.32 Vue trimétrique et de côté du modèle apportant un déplacement du circuit imprimé vertical.

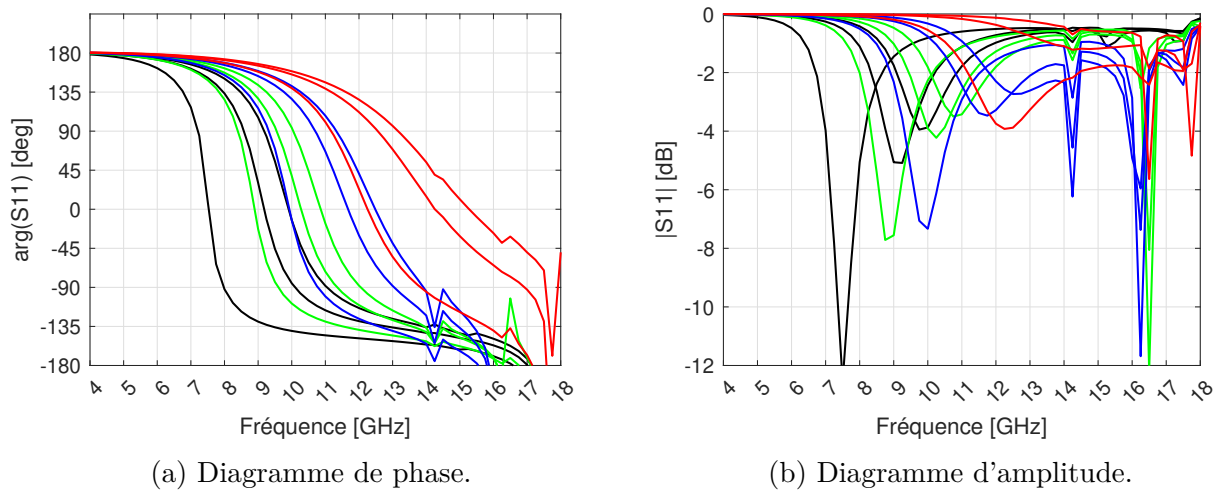


FIGURE 4.33 Diagrammes du modèle apportant un déplacement du circuit imprimé vertical.

La cellule continue de fonctionner, sans pics de résonance dans la plage fréquentielle de travail. On peut noter à nouveau un léger "glissement" du compromis plage de phase/pertes. Les pertes ont légèrement augmenter contre un gain de plage de phase, avec un maximum de  $300^\circ$  contre  $291^\circ$  du modèle de la section 4.3.7.

#### 4.3.9 Modification du plan de masse horizontal

Un des éléments de la structure originale de notre cellule auquel nous n'avons apporté que peu de modifications, c'est le plan de masse horizontal. La seule réelle modification faite, c'est l'ajout des trous dans ce plan de masse afin d'y laisser passer les lignes de polarisation. Ces trous sont petits et demanderont un travail minutieux lors de la construction. C'est pourquoi nous nous sommes demandés s'il n'était pas possible de réaliser un seul trou plus grand à la place de quatre indépendants. C'est l'idée que nous testons ici comme on peut le voir dans le modèle représenté en figure 4.34.

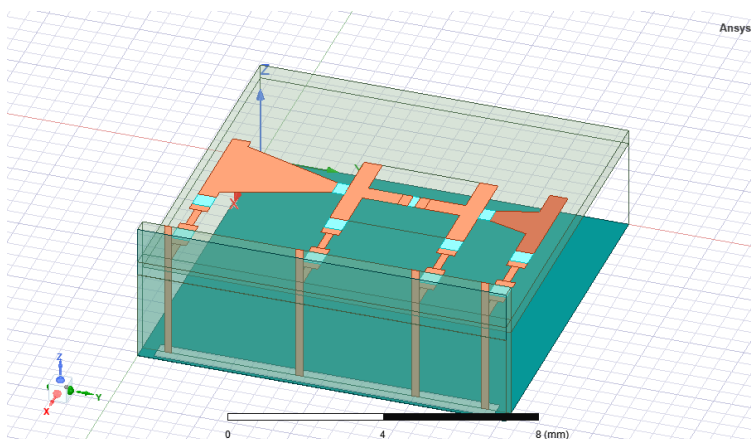


FIGURE 4.34 Modèle avec un seul trou dans le plan de masse horizontal.

Les performances de ce modèle avec un seul trou dans le plan de masse horizontal sont présentées dans la figure 4.35. On observe alors, en plus d'une légère augmentation des pertes, la présence d'un fort pic de résonance bien plus proche de notre plage fréquentielle, à 12.75 GHz. La présence de ce pic aussi proche de notre plage fréquentielle nous encourage dans l'idée qu'il est préférable de faire quatre trous séparés plutôt qu'un seul plus large.

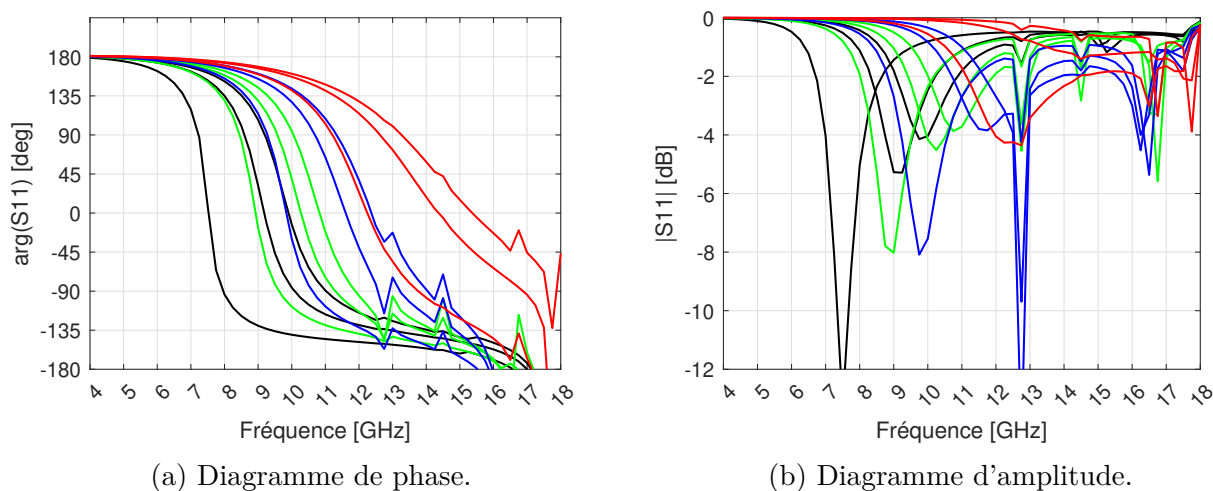


FIGURE 4.35 Diagrammes du modèle avec un seul trou dans le plan de masse horizontal.

La question de comment les lignes verticales seront reliées aux sources d'alimentation n'a pas encore été répondue. La solution la plus simple et que nous allons adopter est de transformer le plan de masse horizontal en un troisième circuit imprimé "inversé". C'est-à-dire que nous allons y ajouter un substrat, de la même nature et de même épaisseur que les autres par simplicité, et ensuite construire des surfaces cuivrées permettant la soudure avec des

fil électriques. La construction de ces surfaces sera plus amplement développée plus tard dans ce travail. Nous nous proposons simplement ici d'ajouter en premier temps le substrat (Rogers RO4003) au bas du plan de masse horizontal afin de vérifier qu'il n'impacte pas les performances de la cellule. L'ajout de ce substrat s'observe en figure 4.36. On peut voir alors que le circuit imprimé vertical présentera des dents, sur lesquelles se placeront les lignes de polarisation, afin de les faire traverser le plan de masse et le substrat à peine ajouté. Comme nous pouvons le vérifier sur les diagrammes présentés en figure 4.37, l'ajout de substrat n'a aucune conséquence sur les performances de la cellule.

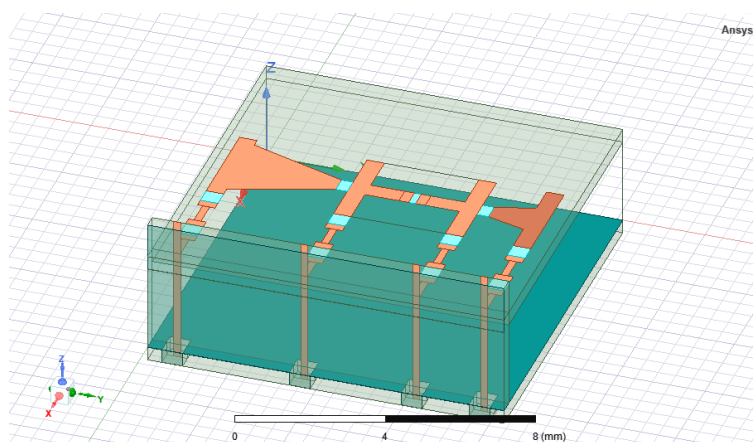


FIGURE 4.36 Modèle avec l'ajout d'un substrat au dessous du plan de masse horizontal.

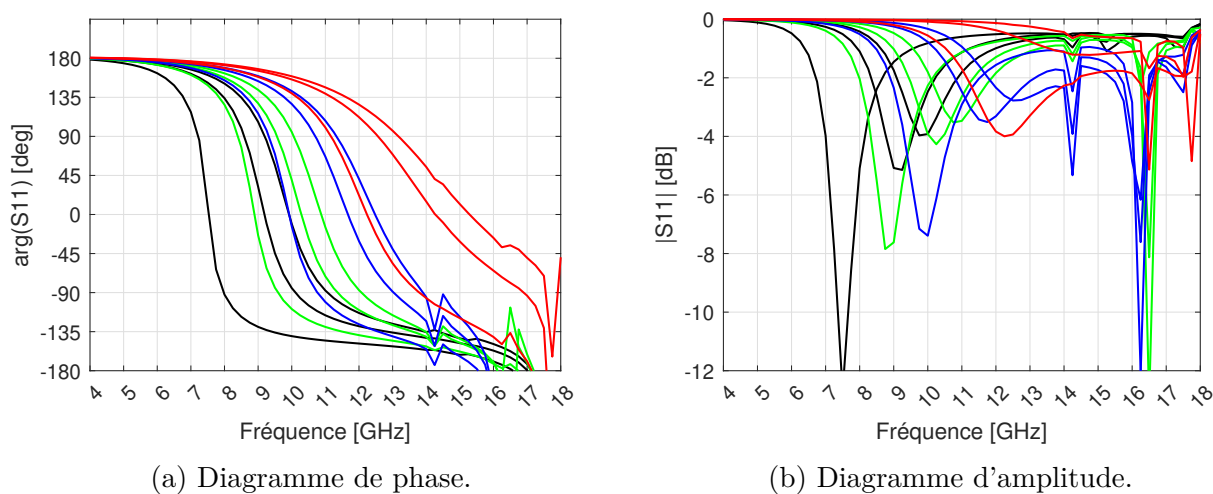


FIGURE 4.37 Diagrammes du modèle avec l'ajout d'un substrat au dessous du plan de masse horizontal.

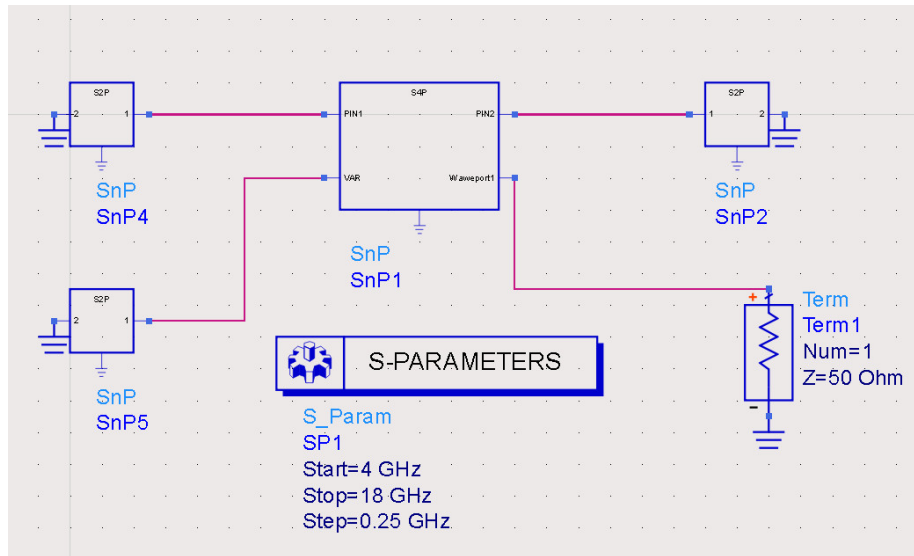
## 4.4 ADS et paramètres S

Cette section est un peu à part dans la construction de notre cellule mais elle reste primordiale dans la compréhension d'une erreur qui a été commise et la façon dont le problème a été réglé.

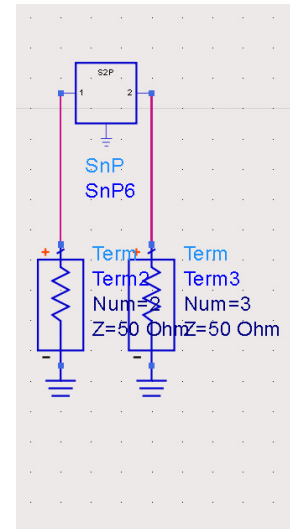
C'est en explorant une piste afin de réduire le temps de simulation, contrainte qui nous a forcé plusieurs fois à limiter l'étude d'une topologie à seulement certains états, que nous avons découvert un problème. Notre piste, c'est de seulement simuler l'environnement électromagnétique de notre cellule avec HFSS, d'en exporter un bloc de paramètre S, puis de calculer le coefficient de réflexion avec ADS en jouant avec les blocs de paramètres S des composants. Ainsi, pour une géométrie fixée, il suffirait de ne faire qu'une seule simulation avec HFSS d'une durée comprise entre une et dix minutes, puis d'obtenir le coefficient de réflexion pour tous les états de fonctionnement qui nous intéressent avec une simulation par ADS de seulement quelques dizaines de secondes au maximum. Bien entendu, les résultats sont censés être identiques suivant les deux méthodes de calcul. Cette piste semble être intéressante et pertinente à explorer et c'est donc naturellement ce que nous entreprenons de faire.

### 4.4.1 Découverte d'un problème

La première étape est de légèrement transformer le modèle HFSS. Nous reprenons ici le modèle représenté en figure 4.36. Là où les composants, la diode varactor et les deux diodes PIN, étaient représentés par des "*Circuits Elements*" et des fichiers S2P (paramètres S avec deux entrées), ils sont à présent des excitations, au même titre que le port d'onde qui excite la cellule. En réalisant ainsi une simulation, le logiciel nous permet d'extraire un bloc S4P de paramètres S comme décrit en figure 4.38.a. Ce bloc comporte 4 entrées : une pour le port d'onde, une pour la diode varactor et deux pour les diodes PIN. Afin de comparer les résultats de cette nouvelle façon de simuler le coefficient de réflexion, nous exportons depuis ADS l'ancien modèle qui ne comportait que 2 ports (correspondant aux deux ports d'onde) comme on peut le voir en figure 4.38.b.



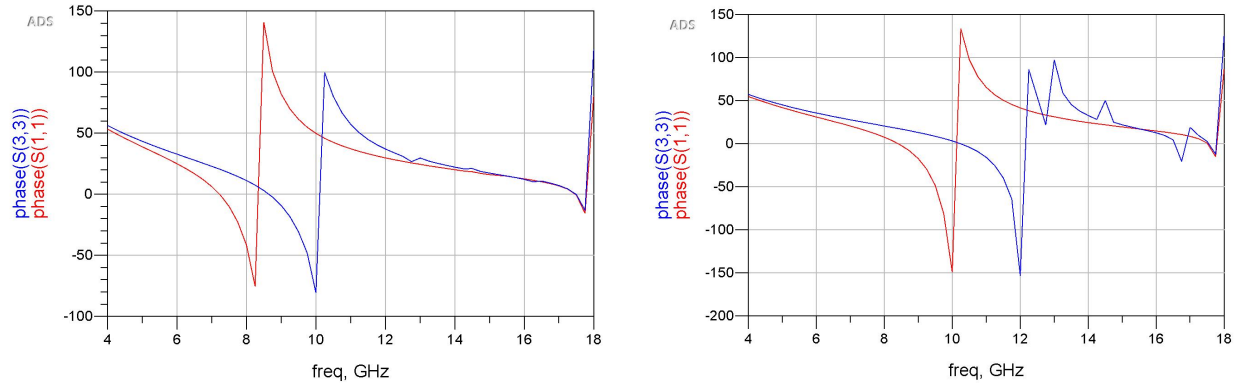
(a) Bloc S4P issu d'HFSS lié aux blocs S2P des composants et un terminal servant de port d'onde.



(b) Bloc S2P issu d'HFSS avec les composants déjà inclus.

FIGURE 4.38 Représentation de la simulation faite sous ADS à partir de blocs SnP.

Ce premier arrangement nous amène à nous poser quelques questions. La première se pose sur le choix de l'impédance au terminal. Par défaut de  $50\ \Omega$ , c'est directement avec HFSS lors de l'exportation du bloc S4P que nous pouvons observer l'impédance  $Z_0$  correspondant à chaque port. Cette impédance est bien de  $50\ \Omega$  pour les composants mais de  $376.73\ \Omega$  pour le port d'onde. Cette valeur correspond à l'impédance de l'espace libre. La seconde question se pose quant aux blocs de paramètres S des composants. Ceux-ci sont des blocs S2P, c'est-à-dire à deux entrées, tandis que le bloc S4P ne donne qu'une entrée pour chaque composant. C'est à ce moment qu'une crainte se forme. Comment est-ce que le logiciel HFSS a-t-il incorporé les blocs S2P de chaque composant dans son modèle ? Par simple comparaison avec deux états de fonctionnement, nous commençons par vérifier si nos craintes sont fondées ou non avant d'inspecter le problème plus profondément. Les résultats des simulations sont présentés en figure 4.39.



(a) Diagramme de phase (les deux diodes PIN sont en état fermé et la diode varactor polarisée avec 0 V).

(b) Diagramme de phase (les deux diodes PIN sont en état fermé et la diode varactor polarisée avec -15 V).

FIGURE 4.39 Comparaison entre les deux types de simulation, en bleu les résultats issus des simulations avec les paramètres S mis en place sous HFSS et en rouge les nouveaux résultats avec la simulation de bloc de paramètres S sous ADS.

Les courbes s'avèrent être très différentes, avec un décalage d'environ 2 GHz en terme de fréquence de résonance de la cellule. Nos craintes semblent être bel et bien fondées. Revenons donc rapidement sur ce que sont ces blocs de paramètres S et en particulier les quadripôles : les blocs S2P.

#### 4.4.2 Dipôle et quadripôle

La figure 4.40 représente un quadripôle.

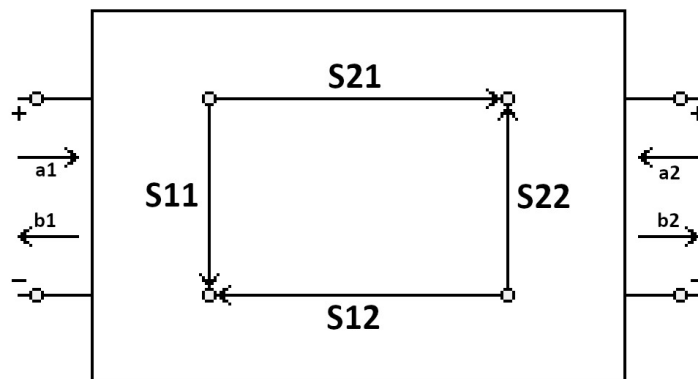


FIGURE 4.40 Schéma d'un quadripôle.

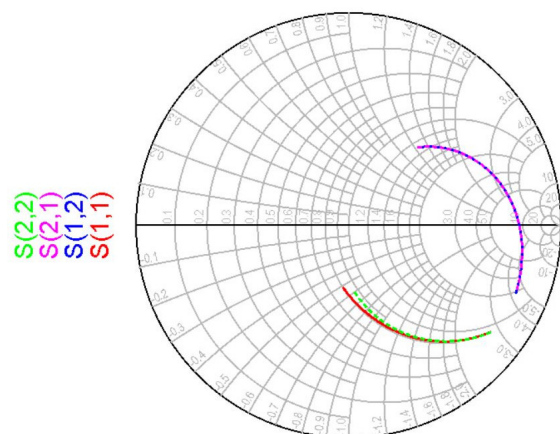
Les quadripôles est une représentation d'un modèle d'un composant électrique par un bloc

avec deux entrées et deux sorties. Les paramètres  $S$  permettent de représenter les relations entre les ondes incidentes, réfléchies et transmises à travers le composant. Les ondes sont ici nommées  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  et  $b_2$ . L'ensemble des relations peut se résumer en une relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

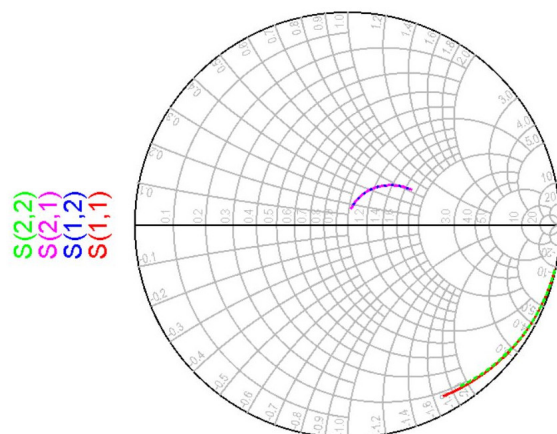
Bien que les diodes ne possèdent que deux bornes, soit un port, il est utile de les représenter par des quadripôles afin de considérer correctement les réflexions à leurs bornes. Nous avons donc ici, pour les trois diodes, des modèles avec deux ports chacune. Seulement, dans le modèle HFSS, lorsque nous ajoutons les composants par paramètre  $S$ , c'est en réalité des "*Circuits Elements*" à un seul port que nous avons. C'est là que se trouve la subtilité à laquelle nous n'avons pas prêté attention : le logiciel acceptait ces fichiers S2P alors qu'il n'utilise que des S1P dans ce cas là, le tout sans que nous sachions comment il passait d'un fichier S2P à un fichier S1P. Nous allons alors nous-même créer un modèle S1P pour les composants, afin d'être maître de ce que les logiciels prennent comme modèle de diode.

Tout est une question de modèle ici et de représentation des composants. On commence donc par vérifier que les diodes puissent être représentées par des dipôles sans perdre trop d'informations. Dans les fiches techniques décrivant le fonctionnement des diodes, ces dernières sont représentées par des modèles avec deux bornes, ce qui nous encourage à penser qu'il n'y a pas d'élément connecté vers la masse. La représentation par un quadripôle serait nécessaire si c'était le cas. De plus, on remarque, en traçant l'évolution des paramètres  $S$  des diodes PIN et de la diode varactor avec deux tensions de polarisation en fonction de la fréquence sur des diagrammes de Smith (voir figure 4.41), que les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont très semblables. Ceci est un bon signe que les diodes se comportent comme des dispositifs à deux bornes et que les fuites vers la masse ne sont pas significatives.



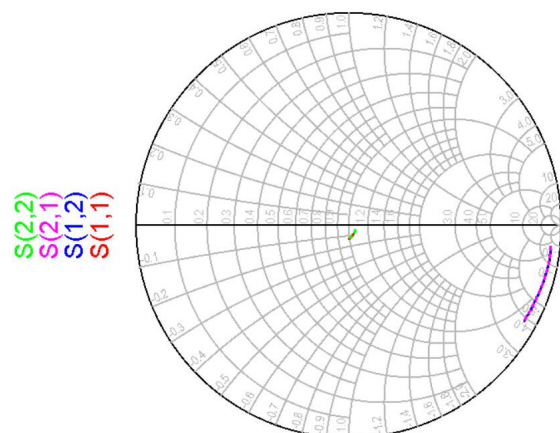
freq (4.000GHz to 18.00GHz)

(a) Diagramme de Smith de la diode varactor polarisée avec 0V.



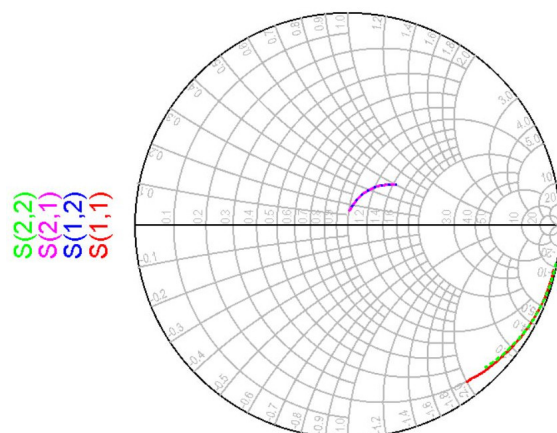
freq (4.000GHz to 18.00GHz)

(b) Diagramme de Smith de la diode varactor polarisée avec -15V.



freq (4.000GHz to 18.00GHz)

(c) Diagramme de Smith de la diode PIN polarisée dans le sens direct.



freq (4.000GHz to 18.00GHz)

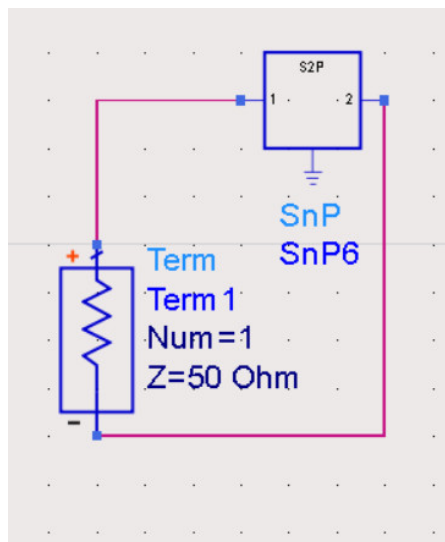
(d) Diagramme de Smith de la diode PIN polarisée dans le sens inverse.

FIGURE 4.41 Diagrammes de Smith des paramètres S des diodes issus des fiches techniques en fonction de la fréquence (de 4 GHz à 18 GHz).

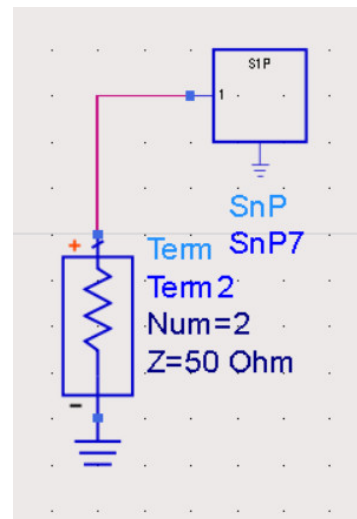
#### 4.4.3 Création de blocs S1P

À présent, il s'agit de créer un bloc S1P. Pour cela, on utilise ADS et les données issues des fiches techniques. La figure 4.42.a représente le schéma bloc avec le modèle S2P et la figure 4.42.b représente le schéma bloc avec le modèle S1P obtenu. On présente en figure 4.43 les diagrammes de phase et d'amplitude comparant les résultats obtenus à partir du bloc S2P (en pointillé rouge) et du bloc S1P (en bleu) afin de vérifier que les deux blocs fonctionnent

de la même manière, ici pour la diode varactor polarisée avec 0 V. Le passage d'un bloc S2P à un bloc S1P s'est bien réalisé.

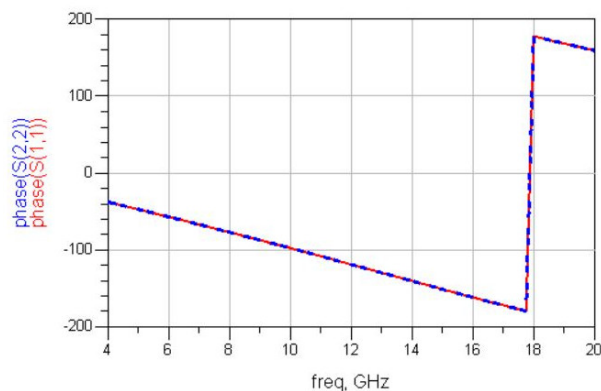


(a) Schéma bloc avec la diode varactor représentée par un bloc S2P.

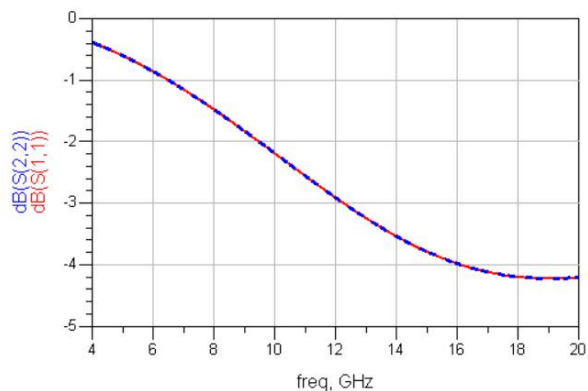


(b) Schéma bloc avec la diode varactor représentée par un bloc S1P.

FIGURE 4.42 Schéma bloc des circuits utilisant un bloc S2P (a) et S1P (b) de la diode varactor polarisée avec 0 V.



(a) Diagramme de phase.



(b) Diagramme d'amplitude.

FIGURE 4.43 Diagrammes de phase et d'amplitude de la diode varactor polarisée avec 0 V (en pointillé rouge la courbe correspondant au modèle S1P et en bleu la courbe correspondant au modèle S2P).

Cette opération est répétée pour toutes les tensions de polarisation de la diode varactor ainsi que pour les deux états des diodes PIN.

#### 4.4.4 Utilisation des blocs S1P dans la simulation de la cellule

Maintenant que nous avons des blocs S1P servant de modèle pour les diodes, nous les utilisons dans la simulation de la cellule. Nous comparons à nouveau la simulation faite seulement avec HFSS (en rouge) et la simulation faite en partie avec ADS (en noir) dans les figures 4.45 et 4.46. La figure 4.44 représente la construction du circuit sous ADS avec les différents blocs de paramètres S. On retrouve à gauche le bloc S4P issu d'HFSS avec les blocs S1P des diodes attachés et le terminal 1 qui permet de mesurer le coefficient de réflexion de la cellule. À droite se trouve un bloc S2P, qui contient les résultats de la simulation faite entièrement sous HFSS avec deux terminaux pour chacun des ports d'onde de la simulation.

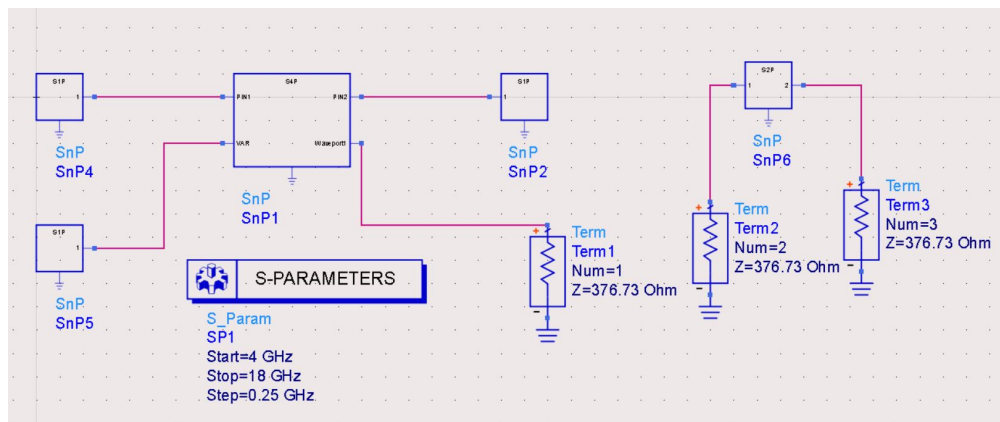
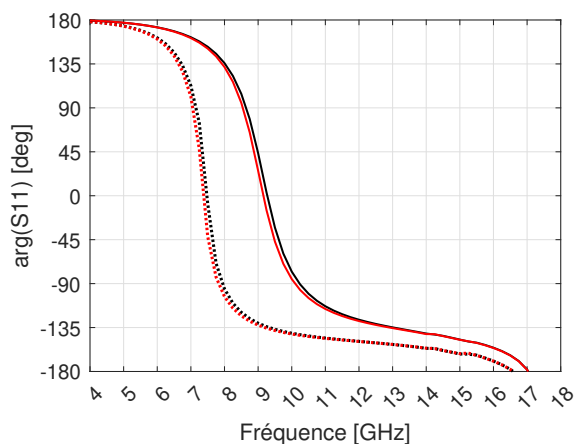


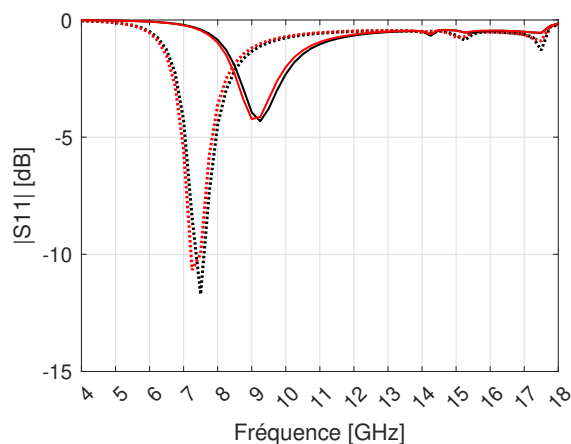
FIGURE 4.44 Schéma d'un quadripôle.

La figure 4.45 représente les diagrammes de phase et d'amplitude pour les deux modes simulation, avec les deux diodes PIN fermées et la diode varactor polarisée avec 0 V (en pointillé) et -15 V (en ligne pleine). La figure 4.46 représente les diagrammes de phase et d'amplitude pour les deux modes simulation, avec les deux diodes PIN ouvertes et la diode varactor polarisée avec 0 V (en pointillé) et -15 V (en ligne pleine).

De ces résultats, où les courbes coïncident entre les deux simulations, nous concluons que les blocs S1P représentant les diodes sont bien prises en compte de la même façon entre les deux logiciels et que nous pouvons dorénavant réaliser le calcul du coefficient de réflexion plus rapidement. Ceci en adoptant une simulation en deux temps : la première partie est le calcul du bloc S4P par HFSS et la deuxième partie est le calcul du coefficient de réflexion par ADS en combinant les blocs de paramètres S.

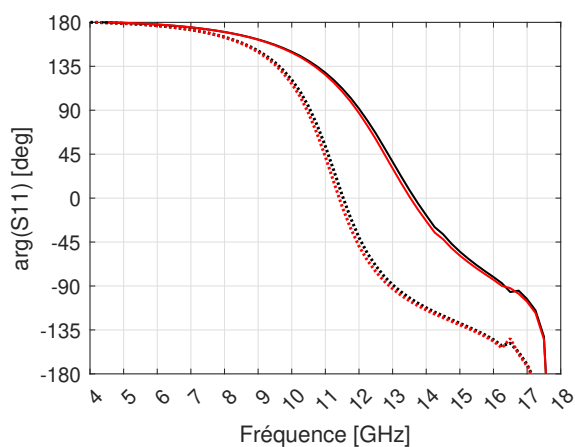


(a) Diagramme de phase.

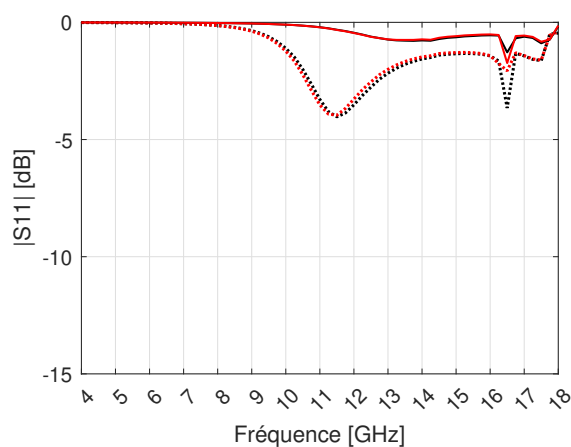


(b) Diagramme d'amplitude.

FIGURE 4.45 Diagrammes de phase et d'amplitude pour deux tensions de polarisation de la diode varactor (0 V en pointillé et -15 V en continu) avec les diodes PIN polarisée dans le sens direct, la simulation faite intégralement par HFSS (rouge) et le modèle simulé en partie avec ADS (noir).



(a) Diagramme de phase.



(b) Diagramme d'amplitude.

FIGURE 4.46 Diagrammes de phase et d'amplitude pour deux tensions de polarisation de la diode varactor (0 V en pointillé et -15 V en continu) avec les diodes PIN polarisée dans le sens inverse, la simulation faite intégralement par HFSS (rouge) et le modèle simulé en partie avec ADS (noir).

#### 4.4.5 Simulation globale par blocs de paramètres S

Maintenant que la simulation par blocs est au point, nous pouvons de plus calculer plusieurs états de fonctionnement simultanément avec ADS pour un coût de temps de calcul supplémentaire de seulement quelques secondes. Il suffit de répéter le circuit précédent (voir figure 4.44 à gauche) plusieurs fois en changeant les diodes. La figure 4.47 représente ainsi le calcul de 12 états différents. Il y a quatre colonne de circuits, une pour chaque état de combinaison des diodes PIN, et trois lignes, chacune avec un tension de polarisation de la diode varactor différente, 0 V, -7 V et -15 V. Bien sûr ce schéma peut être répété pour simuler les 16 tensions de polarisation disponibles.

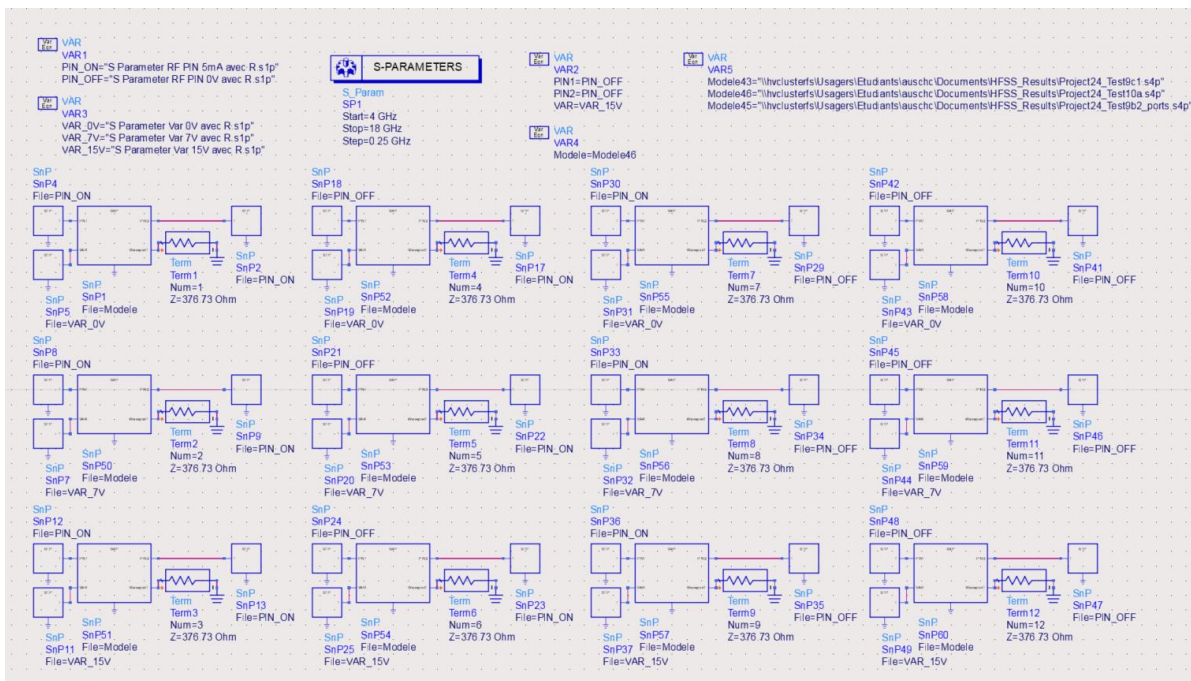


FIGURE 4.47 Schéma ADS de la simulation de 12 états de fonctionnement différents de notre cellule.

Nous réalisons ainsi une nouvelle simulation de notre cellule, dans laquelle les diodes sont prises en compte par les blocs S1P que nous avons créé dans la partie précédente. Notre inquiétude à ce stade était que notre erreur de prise en compte des paramètres S soit fatale pour la cellule et qu'elle ne soit plus du tout aussi performante que ce qu'indiquait les derniers résultats.

Une simulation préalable nous a effectivement montré que le déplacement de la fréquence de résonance de la diode varactor avec sa tension de polarisation avait été légèrement réduite avec ce nouveau modèle. En plus de présenter un risque de chute des performances, ceci peut

créer des zones inatteignables entre les états. Afin d'empêcher cela et de centrer la plage de fonctionnement sur la bande X (8 à 12 GHz), nous modifions les longueurs principales  $L_1 = 1.5$  mm et  $L_2 = 3.2$  mm. On obtient alors une cellule présentant les performances observées en figure 4.48.

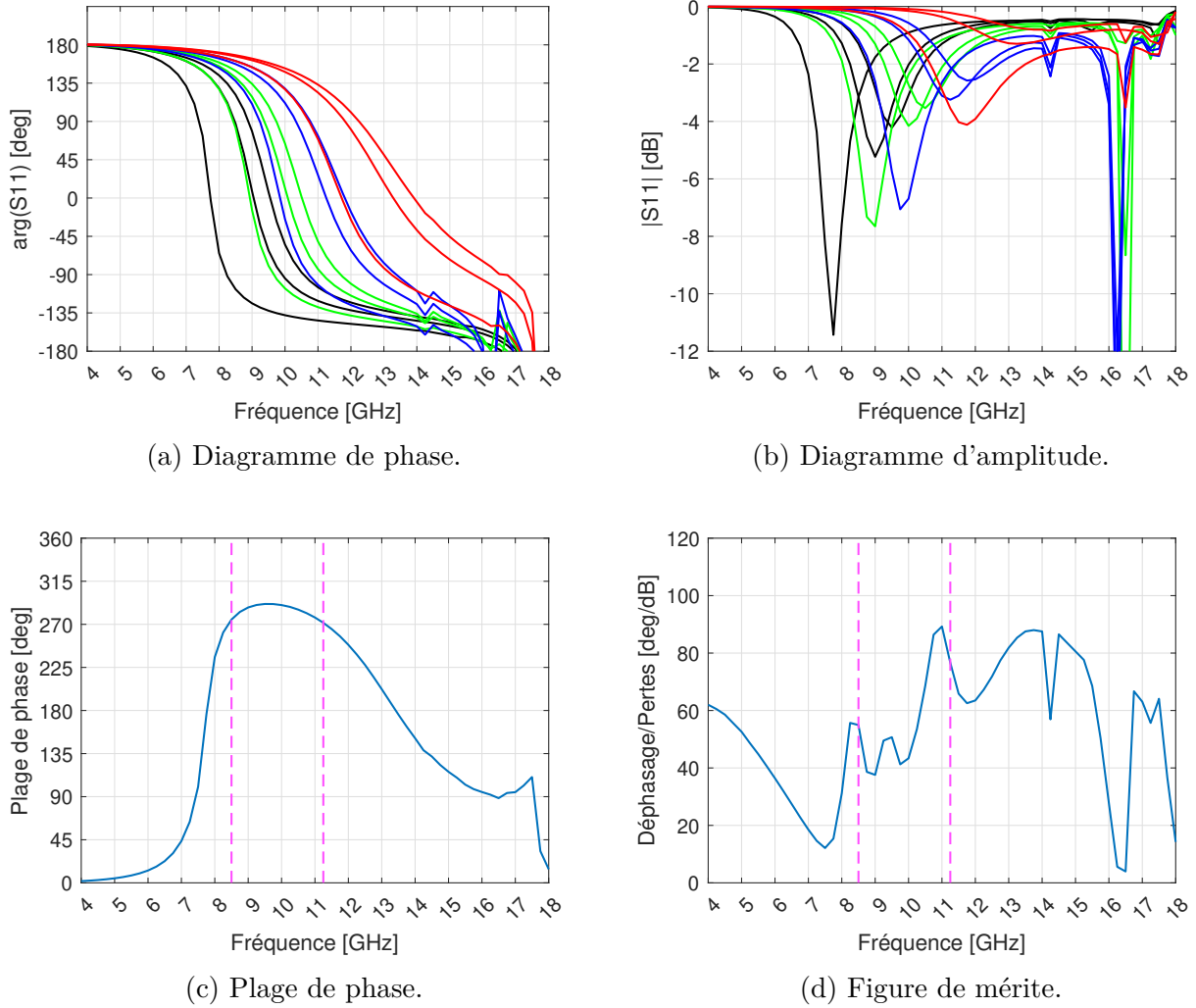


FIGURE 4.48 Diagrammes du modèle actuel avec une simulation faite en deux temps entre HFSS et ADS.

En plus de ces graphes, nous comparons les performances de cette cellule avec celles issues de la section 4.3.9, c'est-à-dire la dernière cellule avant le changement des paramètres S des composants, dans le tableau 4.3.

On observe une légère perte des performances, comme une perte de 250 MHz de plage fréquentielle pour la plage de  $270^\circ$ , 1.5 GHz sur la plage de  $225^\circ$  et des pertes globalement plus

fortes, bien que relativement proches, notamment entre 9 et 12 GHz. Malgré une diminution des performances, la cellule conserve un très bon potentiel avec des résultats similaires à ceux du modèle décrit en section 3.3.4 : plus de  $270^\circ$  de plage de phase entre 9 et 12 GHz pour des pertes différentes à 0.1 dB près. Les résultats restent concluants.

TABLEAU 4.3 Comparaison des performances du modèle décrit en 3.3.4 avec celles du modèle de cette sous-section 4.3.7.

| Modèle | Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |          |
|--------|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|----------|
|        | $270^\circ$          | $225^\circ$  | 4-18 GHz                        | 8-12 GHz | 9-12 GHz |
| 4.3.9  | 8.25 - 12.00         | 7.75 - 13.75 | 12.1                            | 5.1      | 5.1      |
| 4.4.5  | 8.50 - 11.25         | 8.00 - 12.50 | 11.4                            | 7.5      | 5.2      |

De plus, afin d'en récapituler la géométrie, nous présentons ici les dimensions de ce dernier modèle de cellule en tableau 4.4.

TABLEAU 4.4 Récapitulatif des dimensions du modèle de cellule actuel.

| Variable | Longueur (mm) | Variable | Longueur (mm) | Variable   | Longueur (mm) |
|----------|---------------|----------|---------------|------------|---------------|
| $L_1$    | 1.5           | $W_1$    | 1.4           | $L_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2t}$ | 0.5           | $W_{2t}$ | 2.85          | $W_{cell}$ | 10.16         |
| $L_{2p}$ | 1.245         | $W_{2p}$ | 0.5           | $H_s$      | 0.4           |
| $L_3$    | 3.2           | $W_3$    | 2.7           | $H_a$      | 2.5           |
| $L_g$    | 0.2           | $W_g$    | 0.5           | $L_o$      | 0.555         |

## 4.5 Finition des lignes de polarisation

Dans cette section, nous nous occupons de terminer les lignes de polarisation afin de prévoir la soudure avec les fils électriques lors de la construction.

Plusieurs choses sont ajoutées au modèle et une vue trimétrique du résultat est présentée en figure 4.49. De la même manière que les lignes verticales dépassaient vers le haut de la cellule, nous agrandissons ces dernières pour les faire dépasser en bas de la cellule. Celles-ci se présentent sous la forme de dents qui traversent le circuit imprimé horizontal inférieur. Une meilleure vue de ces dents est présentée en figure 4.51.a. L'objectif de cet ajout et de permettre à la ligne vertical de rejoindre le côté inférieur du circuit imprimé servant de plan de masse, tout en évitant de toucher le plan en lui-même. Sur la figure 4.51.a, nous pouvons voir le plan de masse en vert foncé, qui se trouve sur le dessus du circuit imprimé horizontal inférieur. Cette couche de cuivre sera lié à la masse par contact au guide d'onde. On évite le

court-circuit en plaçant un espace entre la ligne verticale et le plan de masse. La ligne sera ensuite reliée au circuit de polarisation (en orange) avec un point de soudure.

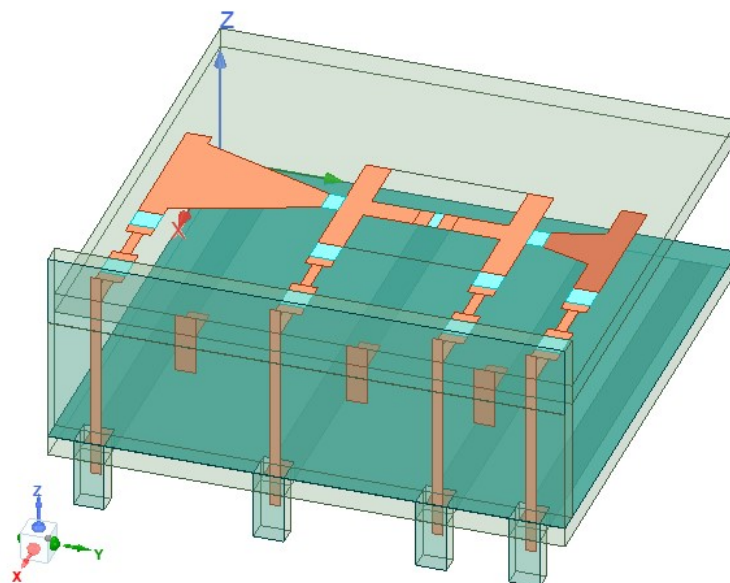


FIGURE 4.49 Vue trimétrique du modèle avec les lignes de polarisation finies.

Le circuit de polarisation sur le dessous du circuit imprimé horizontal inférieur est ajouté aussi à cette étape. Un bon aperçu de ces lignes est présenté sur le point de vue inférieur de la cellule en figure 4.50.b. Ce circuit consiste en quatre lignes plus épaisses que les lignes verticales. Elles traversent toute la largeur de la cellule pour rejoindre la deuxième cellule qui sera répété symétriquement et en juxtaposé à la première cellule. En effet, lors de la construction, ce sont non pas une mais deux cellules qui seront construites, l'une à côté de l'autre, pour être placées dans le guide d'onde. Comme les deux cellules doivent être alimentées de la même manière, un seul circuit de polarisation est réalisé. Ces quatre lignes polariseront les deux cellules simultanément. Des fils seront soudés directement sur ces lignes.

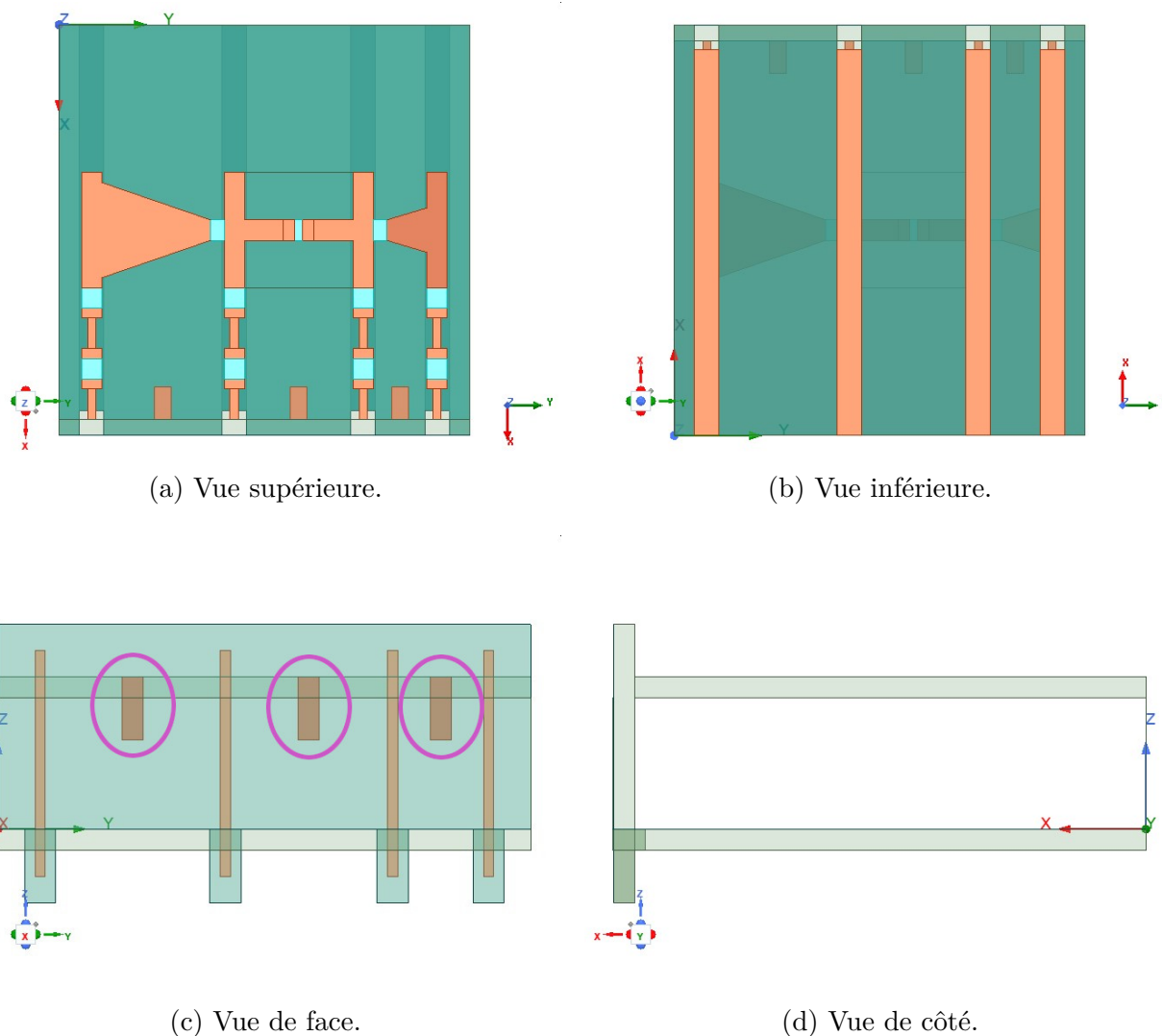
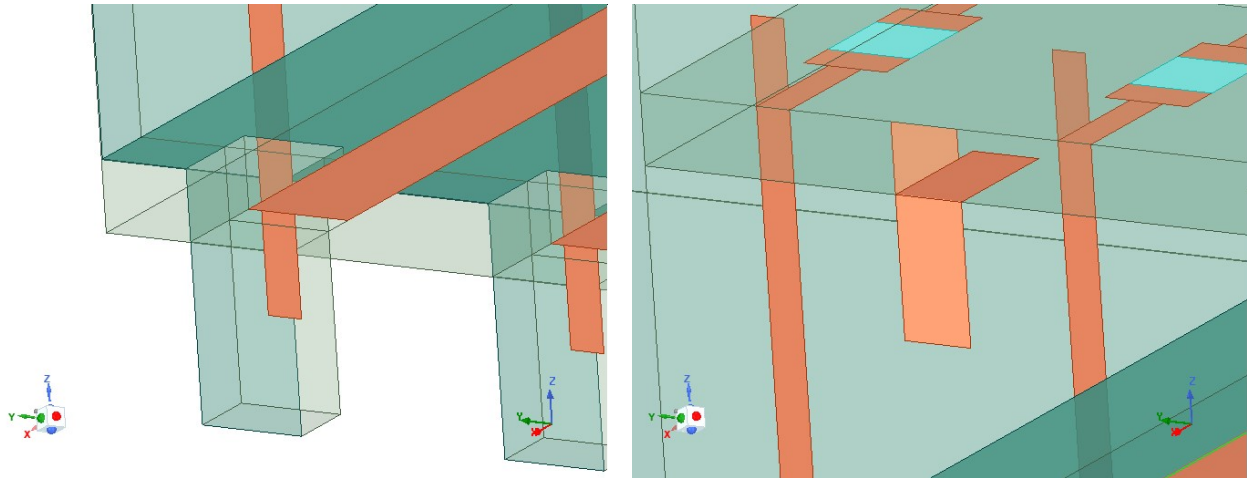


FIGURE 4.50 Différents points de vue du modèle avec les lignes de polarisation fines.

Enfin, nous ajoutons des fiches de soudure sur le circuit imprimé horizontal et le vertical afin de pouvoir réaliser un lien mécanique entre les deux circuits imprimés avec des points de soudure. On peut observer les placements de ces fiches sur la figure 4.50.c, entourées en violet, et un point de vue rapproché sur la figure 4.51.b. Ce sont trois paires de fiches, placée chacune entre les lignes verticales, afin de pouvoir un moyen de fixer le circuit imprimé horizontal supérieur sur les supports que seront les deux circuits imprimés verticaux (un pour chaque cellule).



(a) Une des dents permettant aux lignes verticales de rejoindre le côté inférieur du circuit imprimé servant de plan de masse.

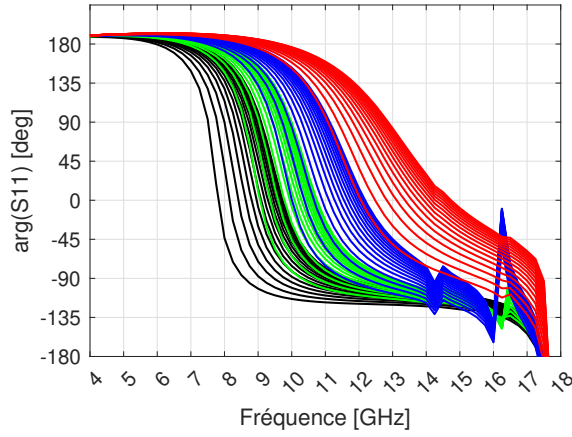
(b) Placement de deux fiches de soudure permettant la fixation du circuit imprimé horizontal supérieur avec le circuit imprimé vertical.

FIGURE 4.51 Points de vue rapprochée du modèle.

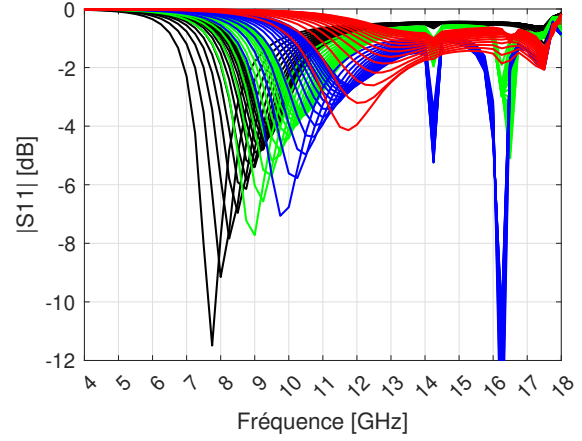
À l'aide d'ADS et de la simulation par blocs de paramètres S, nous réalisons le calcul du coefficient de réflexion de cette cellule pour les 16 tensions de polarisation de la diode varactor et les quatre combinaison d'état des diodes PIN. Les résultats de ces calculs sont présentés en figure 4.52 et les performances de la cellule dans le tableau 4.5. Les derniers ajouts effectués sur la cellule n'ont aucun impact sur les performances du modèle, ce dernier présente toujours le même potentiel, notamment sur la plage fréquentielle entre 9 et 12 GHz.

TABEAU 4.5 Présentation des performances de la cellule avec les lignes de polarisation finies.

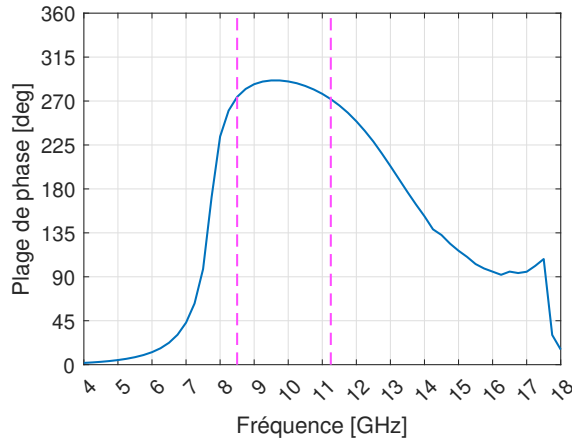
| Plage de phase (GHz) |              | Pertes de retour maximales (dB) |          |          |
|----------------------|--------------|---------------------------------|----------|----------|
| 270°                 | 225°         | 4-18 GHz                        | 8-12 GHz | 9-12 GHz |
| 8.50 - 11.25         | 8.00 - 12.50 | 11.5                            | 9.1      | 5.4      |



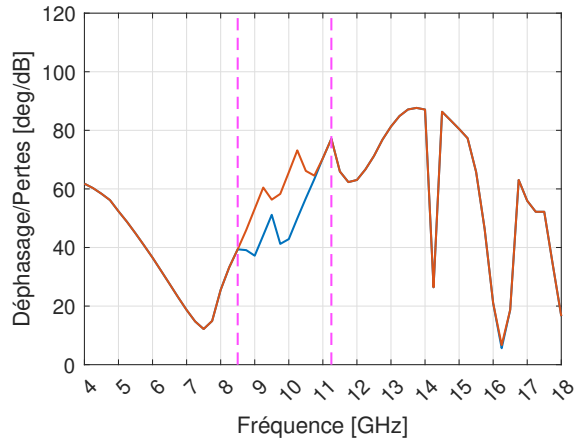
(a) Diagramme de phase.



(b) Diagramme d'amplitude.



(c) Plage de phase.



(d) Figure de mérite.

FIGURE 4.52 Diagrammes du modèle avec les lignes de polarisation finies et une simulation faite en deux temps entre HFSS et ADS, faite avec 16 tensions de polarisation de la diode varactor (la courbe orange sur la figure d est le fruit de la technique présentée en 3.3.4 où seulement certaines courbes sont considérées lors du calcul des pertes maximales pour une fréquence donnée).

## 4.6 Discussion

L'objectif du chapitre 4 était d'ajouter les lignes de polarisation à notre cellule d'ARR à partir du modèle développé au chapitre précédent. Cette étape généra plusieurs obstacles à franchir et les difficultés furent nombreuses. Malgré cela, une topologie a été construite et validée par simulation.

La première difficulté rencontrée fut le choix d'une stratégie d'implantation des lignes, avec une première stratégie naïve mais formatrice, une seconde plus rigoureuse mais infructueuse, et enfin une troisième, issue de l'apprentissage fait par les précédentes et qui nous amena à changer la direction de notre réflexion. En effet, bien que la troisième topologie semblait plus intéressante, ce n'était pas suffisant pour assurer de bonnes performances et cela nous a poussé à prendre du recul et changer notre point de vue. Cette seconde difficulté fut abattue par l'idée de remplacer les bloqueurs RF, initialement composés d'inductances, par de très fortes résistances. Suite à cela, nous avons progressivement affiné la cellule. Ceci pour à la fois, rééquilibrer les performances du coefficient de réflexion de la cellule, mais aussi pour faciliter la construction du modèle en lui-même. C'est alors qu'un nouvel obstacle s'est présenté, la représentation par paramètres  $S$  des composants dans les modèles sous HFSS. Notre erreur fût de ne pas vérifier plus tôt dans ce travail comment le logiciel HFSS utilise les paramètres  $S$  lors de la représentation d'un composant et le fait de voir bien plus souvent une représentation faite par circuit RLC équivalent dans la littérature lorsqu'il s'agit d'ajouter des composants tels que des diodes dans une simulation aurait dû éveiller notre attention à ce détail. Cependant, le plus important est que nous nous soyons rendu compte de ce problème et qu'il fut possible de le corriger sans pour autant perdre en potentiel sur notre modèle de cellule d'ARR. Enfin, après cette correction cruciale, le reste de l'ajout des lignes se déroula sans encombre et ce avec une vitesse accrue grâce à la nouvelle façon de simuler le coefficient de réflexion à l'aide du logiciel ADS. Un modèle est alors vérifié et ses performances présentées en figure 4.52 et dans le tableau 4.5 nous permettent de passer à la prochaine étape sereinement vis-à-vis de l'objectif de développer une cellule plus performante que celle développée dans [7].

## CHAPITRE 5 VALIDATION EXPÉRIMENTALE - FABRICATION

Le chapitre 5 regroupe et présente les travaux pratiques réalisés en laboratoire, menant à la construction d'un prototype de la cellule conçue à travers les chapitres 3 et 4 ainsi que la mesure de ses performances.

Ce chapitre se décline en deux sections : la première se focalisant sur la construction d'un kit de calibration pour notre diode PIN et la deuxième dédiée à la construction du prototype d'une double cellule à placer dans un guide d'onde WR90.

### 5.1 Validation de la diode PIN

Cette première section se consacre donc à la construction d'un kit de calibration pour notre diode PIN accompagné des mesures de ses paramètres S. Bien qu'intéressante pour connaître les réelles performances de la diode PIN MADP-000907-14020 et de les comparer à celles données par le constructeur, cette validation expérimentale a surtout une visée d'apprentissage, que ce soit pour la réalisation des circuits imprimés, pour la technique de calibration TRL ou pour l'utilisation des Vector Network Analyzer (VNA) permettant la mesure des paramètres S.

#### 5.1.1 Réalisation d'un kit de calibration TRL

Nous cherchons ici à mesurer les paramètres S de la diode PIN et de les comparer à ceux donnés par le constructeur. Dans ce but, il est nécessaire de réaliser un kit de calibration. Il existe plusieurs types de kit de calibration (SOL, TRL, ...) mais leur utilité reste la même. Le plan de référence naturel d'un VNA est inconnu et c'est ce qui cause problème lorsque nous voulons mesurer les paramètres S de notre diode. Même si le plan de référence était placé au niveau des ports de l'appareil, ce n'est pas possible de placer directement la diode dont nous voulons mesurer les paramètres de réflexion et de transmission à ces ports. Il est nécessaire d'utiliser à minima des câbles et des connecteurs. Ces éléments vont eux-mêmes présenter des paramètres S. En réalisant une mesure naïve de tout le circuit, nous n'obtiendrons pas les paramètres S de la diode PIN mais de la diode PIN accompagné des autres éléments et ce n'est pas ce que nous cherchons. C'est là qu'intervient le kit de calibration. Il permet, à l'aide de mesures connues sur des circuits adaptés, de déplacer le plan de référence du VNA au niveau de la diode PIN en compensant les paramètres de calibration. Sans ce kit, les résultats seraient considérablement faussés.

Nous allons ici réaliser un kit de calibration de type TRL. Ce type de kit est conçu pour effectuer des calibrations avancées et des mesures de haute précision. Il comprend les éléments *Thru* (passage), *Reflect* (réflexion) et *Line* (ligne) qui permettent de caractériser les erreurs systématiques des connecteurs. Un schéma du kit est présenté en figure 5.1. Nous y voyons :

- une première ligne réservé au placement du DUT (*Device Under Test*), notre diode PIN, avec deux lignes de longueur  $M$  de part et d'autre qui servent de connecteur et seront présentes sur chaque partie du kit,
- une deuxième ligne *Thru*, composées seulement des deux lignes de longueur  $M$ ,
- une troisième ligne *Reflect*, composées des deux lignes de longueur  $M$  séparées par un espace censé faire rupture à la ligne,
- une quatrième et dernière ligne *Line*, composées des deux lignes de longueur  $M$  séparées par une ligne de longueur électrique de  $90^\circ$ .

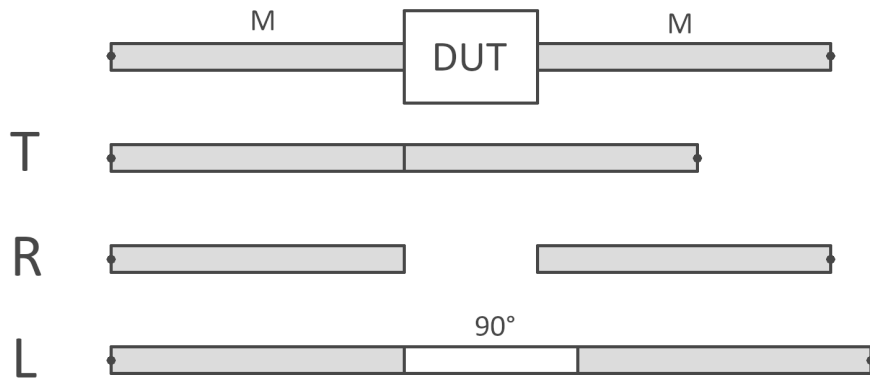


FIGURE 5.1 Schéma représentatif d'un kit de calibration TRL.

Maintenant que nous avons une idée du kit à réaliser, il faut en déterminer les dimensions. Le substrat choisi sera le même que dans les chapitres précédents, à savoir le RO4003 de la compagnie Rogers, mais avec une épaisseur de 20 mil, l'épaisseur de 16 mil n'étant pas disponible dans notre laboratoire. La longueur  $M$  n'est pas soumise à beaucoup de contrainte, seulement qu'elle soit suffisamment élevée pour permettre l'ajout des connecteurs qui seront placés de part et d'autre du circuit imprimé. Nous choisissons donc  $L = 1000$  mil. En revanche, la largeur de ces lignes n'est pas libre et peut se calculer de plusieurs façons. Nous avons choisi d'utiliser l'outil Mcalc disponible sur internet. Celui-ci nous permet, à partir des paramètres du substrat et d'une fréquence centrale, de déterminer la largeur  $W$  de nos lignes. Il propose en plus de traduire la longueur du *Line* à partir de sa valeur en degrés vers une valeur en mm

ou mil. Nous choisissons une fréquence centrale de 11 GHz pour permettre une mesure entre 8 et 14 GHz. La figure 5.2 représente les résultats issus de l'outil Mcalc. Les lignes auront donc une largeur  $W = 44.26$  mil et le *Line* aura une longueur de 2159.68 mil.

#### Analysis/Synthesis Values

|           |        |      |                         |        |
|-----------|--------|------|-------------------------|--------|
| Width     | 44.26  | ---  | Z0<br>(Ohms)            | 50.005 |
| Length    | 159.68 | <--- | Elec. Len.<br>(degrees) | 90     |
| Frequency | 11     |      | GHz                     |        |

#### Output Values

|                              |         |                                      |        |
|------------------------------|---------|--------------------------------------|--------|
| Keff                         | 2.8219  | Loss<br>(dB)                         | 0.026  |
| Physical Units               | mils    | Loss per length<br>(dB/{Phys. Unit}) | 1.6E-4 |
| Calculation Status           | DONE    | Skin depth<br>{Phys. Units}          | 0.025  |
| DeltaL<br>{Phys. Units}      | 8.603   | Delay<br>(ns)                        | 0.023  |
| Len.-DeltaL<br>{Phys. Units} | 151.077 |                                      |        |

#### Substrate Parameters

|      |      |       |        |
|------|------|-------|--------|
| Er   | 3.55 | Rho   | 1      |
| H    | 20   | Rough | 0      |
| Tmet | 0.5  | Tand  | 0.0025 |

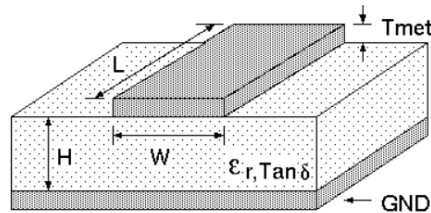
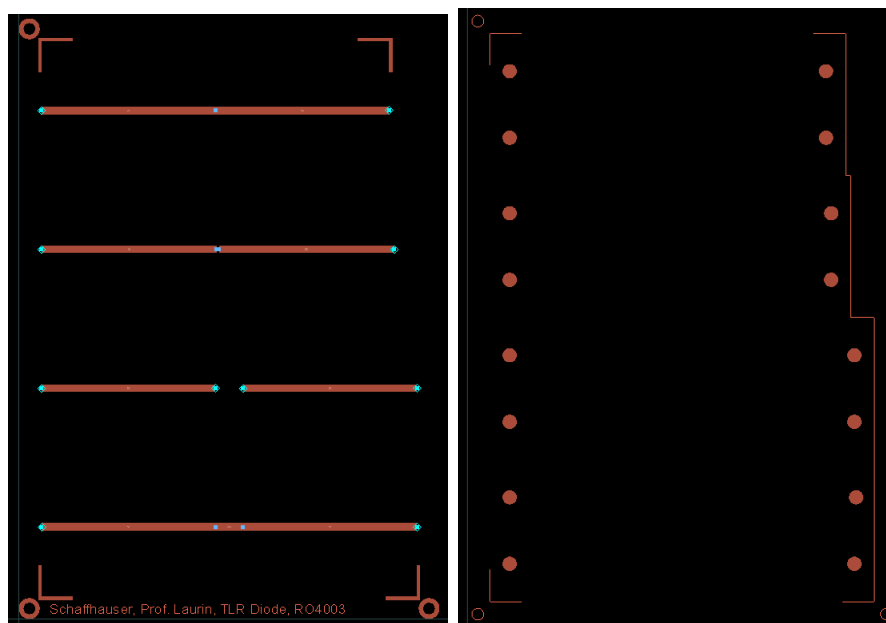


FIGURE 5.2 Utilisation de l'outil Mcalc pour le choix de la largeur des lignes et de la longueur du *Line*.

De ces dimensions, nous élaborons le modèle du circuit imprimé avec ADS. Il faut pour cela réaliser deux fichiers. Le premier est un fichier Gerber (voir figure 5.3.a) qui représente les parties cuivrées de notre circuit imprimé et donc principalement les différentes lignes. En plus des lignes y sont ajoutés des motifs aux quatre coins du circuit imprimé permettant de délimiter le circuit et de le faire correspondre au second fichier. Celui-ci est un fichier DXF (voir figure 5.3.b) qui représente les lignes ou zones à découper dans le circuit imprimé. On y voit notamment des trous de part et d'autre du circuit. Ces trous circulaires sont là pour permettre la fixation des connecteurs sur le circuit imprimé qui assureront la connexion entre les lignes de cuivre et les câbles coaxiaux reliant le kit au VNA. Ici nous avons placé, de haut en bas, les lignes dans cet ordre : *Thru*, *DUT*, *Reflect* et *Line*.

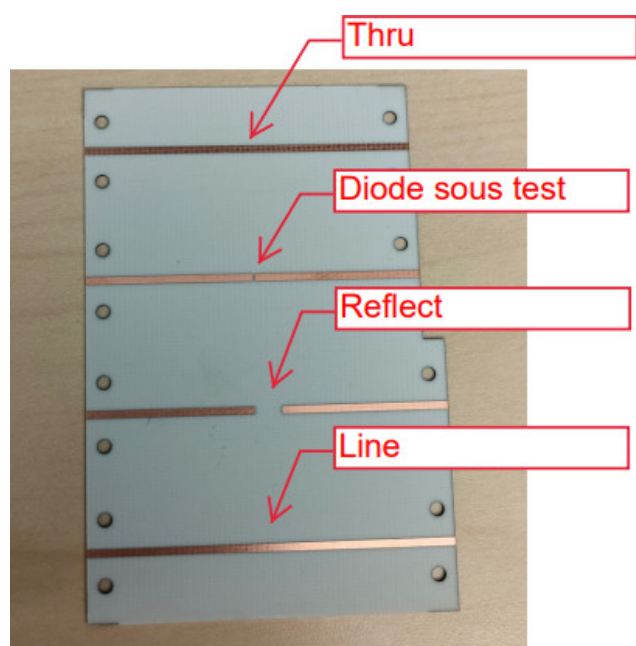
Le circuit imprimé obtenu est présenté en figure 5.4.a. La figure 5.4.b représente ce circuit imprimé avec des connecteurs, placé dans un circuit avec un VNA de la compagnie Keysight et une source de tension externe permettant la polarisation de la diode PIN. Les différents éléments sont reliés entre eux par des câbles coaxiaux et un T de polarisation. Ce dernier est un dispositif passif utilisé pour injecter une tension continue (DC) dans une ligne de transmission RF tout en bloquant les signaux RF. Cet élément est vital pour la protection du circuit.



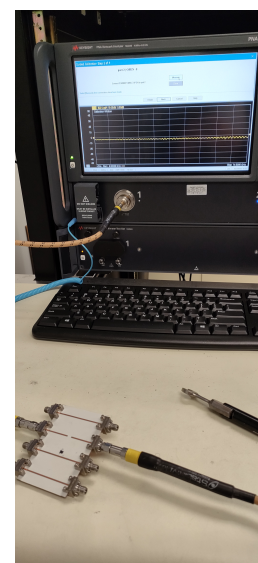
(a) Fichier Gerber

(b) Fichier DXF

FIGURE 5.3 Construction du modèle du circuit imprimé pour le kit de calibration TRL.



(a) Circuit imprimé sans les connecteurs



(b) Utilisation du kit avec un VNA

FIGURE 5.4 Circuit imprimé correspondant au kit de calibration TRL.

### 5.1.2 Résultats des mesures des paramètres S

Il est possible de récupérer les paramètres S obtenus par VNA sous forme de fichiers csv afin de pouvoir les analyser à l'aide d'autres logiciels comme ici Matlab. Nous traçons et comparons donc, pour deux polarisations, une en inverse (voir figure 5.5) et l'autre en direct (voir figure 5.6), les amplitudes des paramètres S de la diode PIN mesurés avec ceux donnés par le constructeur. D'autres polarisations sont présentées dans l'annexe A.

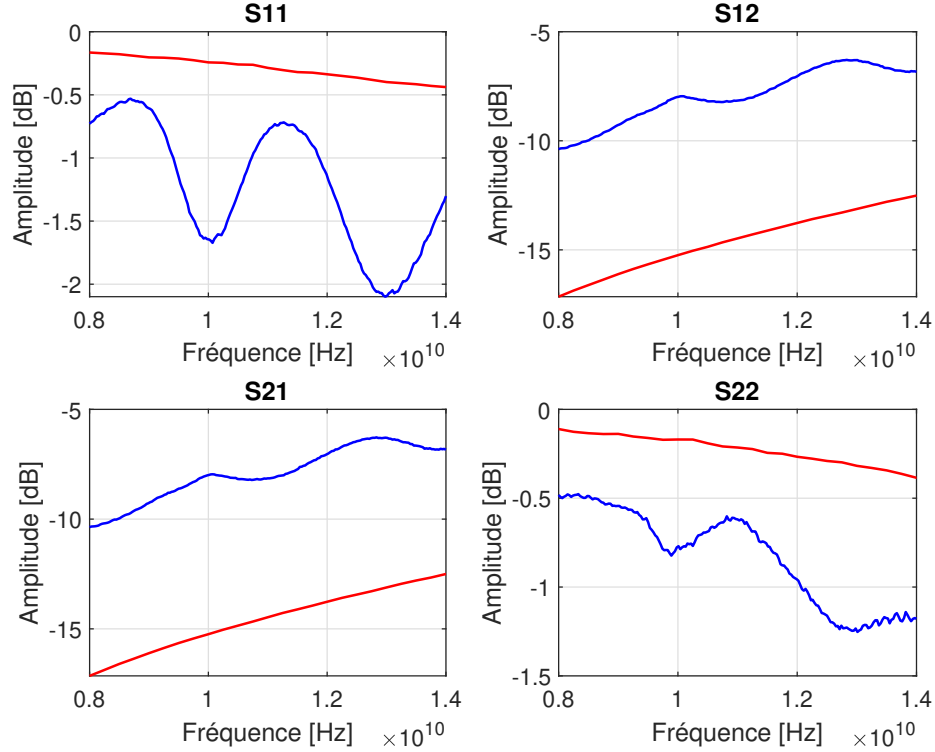


FIGURE 5.5 Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état inverse polarisée avec 0 V (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA).

Avec un premier aperçu global, nous remarquons que les courbes ont l'air éloignées l'une de l'autre dans chaque cas. On commence alors à analyser plus finement la figure 5.5. Celle-ci représente la diode PIN en état inverse ou encore bloquée, donc nous devons nous attendre à une réflexion forte accompagnée d'une transmission faible. De plus, par réciprocité du composant, nous nous attendons à voir  $S_{11} \sim S_{22}$  et  $S_{12} \sim S_{21}$ .

Cette attente est bien observée sur la figure 5.5 : les coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{21}$  sont similaires et très faibles. La différence entre les courbes montre que notre montage résulte en une diode PIN apparente moins performante que celle donnée par le constructeur,

la diode transmet moins bien et isole moins bien. Lorsque nous observons la figure 5.6, nous en concluons le même résultat : la diode PIN se polarise bien comme nous le désirons, en sens direct, mais semble moins performante.

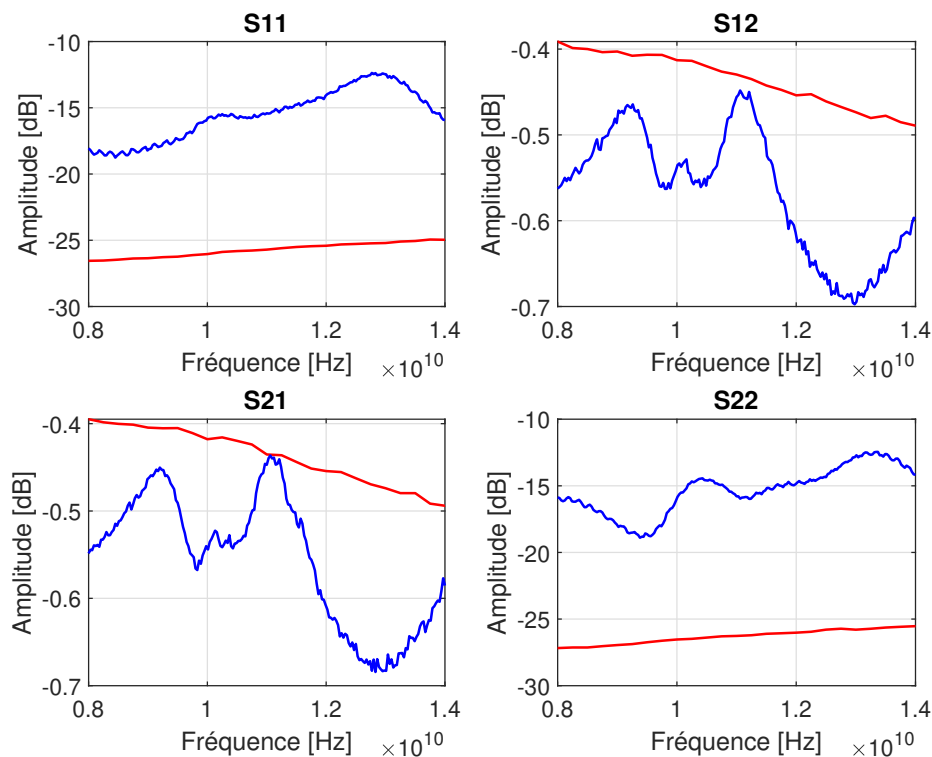


FIGURE 5.6 Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 5 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA).

Ces différences de performances peuvent provenir de plusieurs facteurs. Le premier peut être la calibration en elle-même. Bien que nous ayons fait au mieux lors de la réalisation du kit ainsi que pendant la calibration, des incertitudes peuvent s'y glisser et ainsi déformer les résultats. Le second pourrait être les conditions environnementales. En effet nous n'avons pas connaissance des conditions dans lesquelles ont été réalisées les mesures provenant du constructeur et ces différences d'environnement peuvent affecter les composants et peuvent altérer leurs performances. Le troisième peut être les effets de la connectique. Les câbles, les connecteurs et les adaptateurs utilisés pour connecter la diode PIN au VNA peuvent introduire des pertes et des réflexions, ce qui peut affecter les mesures, malgré l'utilisation d'une calibration. Les erreurs de mesure sont difficilement contrôlables et apparaissent aisément lors de ce type de mesure. Enfin, le dernier facteur pouvant expliquer des différences de performances est la variation de fabrication. Les composants électroniques, y compris les

diodes PIN, peuvent présenter des variations de performance en raison de la fabrication. Ces variations peuvent entraîner des différences par rapport aux spécifications du fabricant. Et comme mentionné plus haut, notre circuit de test ne reproduit pas nécessairement celui utilisé par le fabriquant de diodes (type de substrat, épaisseur, forme des plots de soudure, etc.).

Les raisons sont nombreuses pour expliquer des différences de performance et sont à tenir en compte. La confiance que nous avons en nos diodes PIN n'est donc pas garantie mais cette expérience nous a tout de même prouvé que la polarisation fonctionne correctement. De plus, elle nous a servi d'apprentissage pour la prochaine étape qui est de construire la cellule et d'en mesurer les performances. Bien entendu, celle-ci nécessitera aussi la mise en place d'une calibration.

## 5.2 Construction de la double cellule à placer dans le guide d'onde

Cette section est consacrée à l'évolution de la cellule développée dans les chapitres 3 et 4 vers une double cellule à placer dans un guide d'onde WR90 afin d'en mesurer les performances. Nous commencerons par la réalisation du modèle sous HFSS, suivi de la construction réelle du prototype et enfin nous mesurerons les performances et analyserons les résultats.

### 5.2.1 Construction du modèle 3D

#### Construction de la double cellule

Nous commençons par reprendre le modèle validé issu de la fin du chapitre 4. En utilisant les outils d'HFSS, nous créons par symétrie dans le plan  $Oyz$  une deuxième cellule juxtaposée à la première comme présenté en figure 5.7. Le premier changement que nous réalisons est de modifier le circuit de polarisation qui se trouve au dessous du circuit imprimé horizontal inférieur. En effet, c'est sur ce circuit que nous réaliserons les soudures des fils pour la polarisation des diodes. Afin de faciliter cette étape et comme la forme ainsi que la taille de ce circuit n'a pas d'influence sur le coefficient de réflexion de la cellule, nous proposons de réaliser quatre élargissement des quatre lignes afin d'y laisser le plus de place possible pour la soudure. Après ce changement fait, nous obtenons le circuit de polarisation observé en figure 5.8.b.

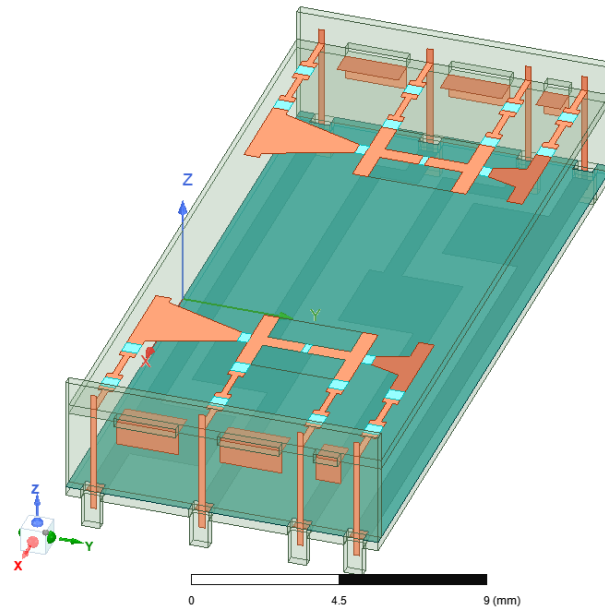
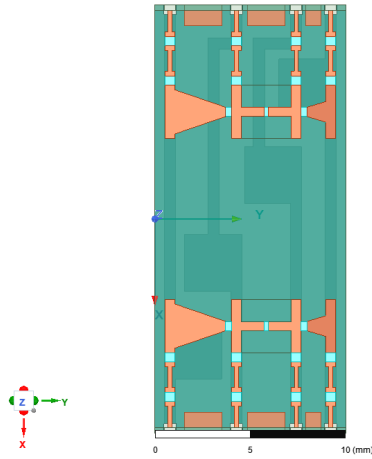
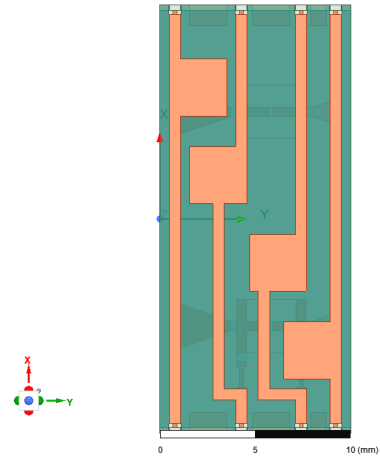


FIGURE 5.7 Vue trimétrique du modèle double cellule.

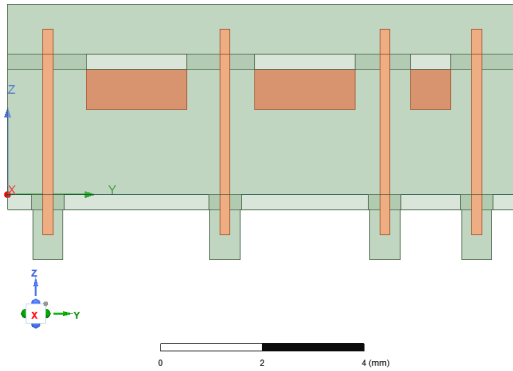
La deuxième modification que nous réalisons est le changement des longueurs de la cellule. Notre cellule initiale faisait une taille de 10.16 x 10.16 mm ou encore 400 x 400 mil. Or, le guide d'onde WR90 présente une ouverture de dimensions 900 x 400 mil (ou 22.86 x 10.16 mm). Il faut donc élargir la variable  $W_{cell}$  de 400 mil à 450 mil. Heureusement, nous avons réalisé la construction du modèle 3D en utilisant des variables inter-dépendantes et donc en modifiant seulement la variable  $W_{cell}$ , le reste des paramètres s'y harmonisent. Le seul réel changement que cela crée, c'est un faible allongement des lignes horizontales placées sur le dessus du circuit imprimé horizontal supérieur.



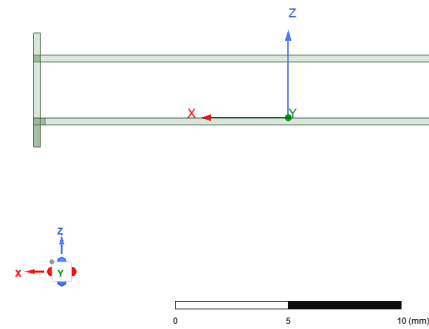
(a) Vue supérieure.



(b) Vue inférieure.



(c) Vue de face.



(d) Vue de côté.

FIGURE 5.8 Différents points de vue du modèle double cellule.

La troisième modification concerne l'épaisseur du substrat utilisé. Nous avons initialement construit le modèle en utilisant une épaisseur de 16 mil pour le RO4003. Cette épaisseur n'étant pas directement disponible dans les réserves de notre laboratoire et n'ayant pas un impact trop lourd sur les performances de la cellule, nous avons remplacé cette épaisseur par du 12 mil (plutôt que du 20 mil pour moins de conséquences sur les performances). Encore une fois, il suffit de modifier la variable  $H_s$  pour que le reste du modèle s'y adapte.

La quatrième modification concerne les traces de soudure que nous avons prévu pour faire tenir le circuit imprimé horizontal supérieur sur les circuits imprimés verticaux. Afin de simplifier l'assemblage, nous avons élargi ces traces et nous avons surtout implanté un système de dents similaire à celui permettant de placer les circuits imprimés verticaux dans le plan de masse. De cette façon la hauteur  $H_a$  de la couche d'air sera bien respectée.

Après ces quatre modifications, nous obtenons le modèle représenté par la figure 5.7 ainsi que sur la figure 5.8 avec plusieurs points de vue.

### Ajustement du circuit imprimé horizontal inférieur

Maintenant que nous avons deux cellules juxtaposées, nous devons ajuster le circuit imprimé horizontal inférieur pour que le plan de masse s'accorde avec le guide d'onde WR90 et que des trous circulaires soient fait pour permettre de visser le prototype sur le guide d'onde.

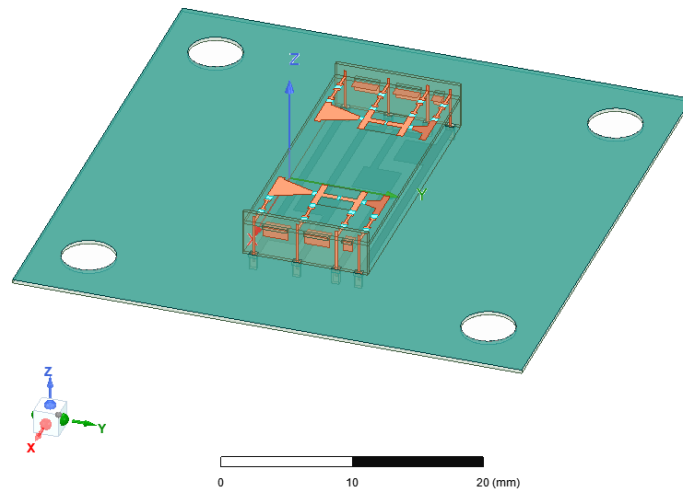
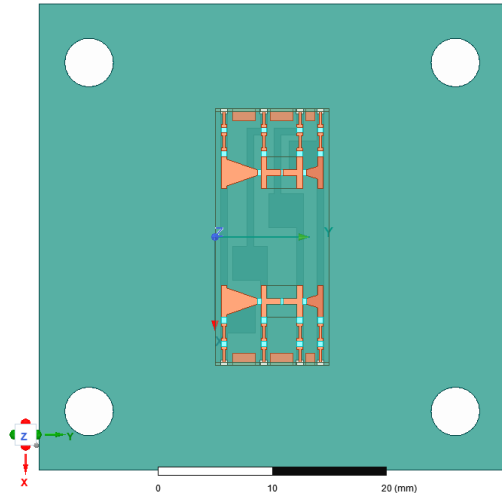
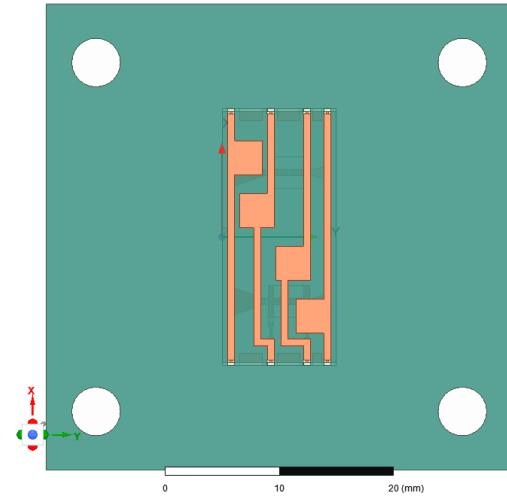


FIGURE 5.9 Vue trimétrique du modèle double cellule avec un circuit imprimé horizontal inférieur conforme aux dimensions du guide d'onde WR90.

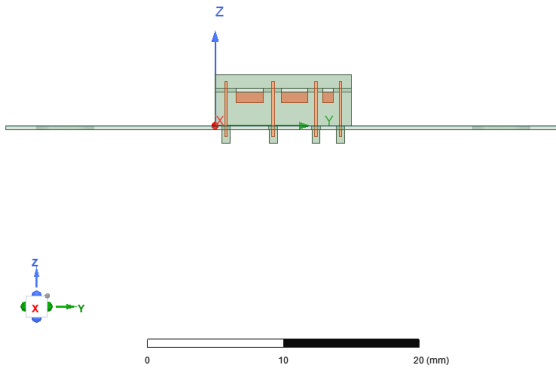
À l'aide de la fiche technique d'un guide d'onde WR90, nous réalisons l'extension du circuit imprimé jusqu'à avoir un côté de 41.4 mm avec un trou dans chaque coin. On obtient alors le modèle présenté en figure 5.9 et 5.10 pour plusieurs points de vue. Le dessus de ce circuit imprimé reste cuivré et sera en contact avec le guide d'onde pour assurer le lien à la masse.



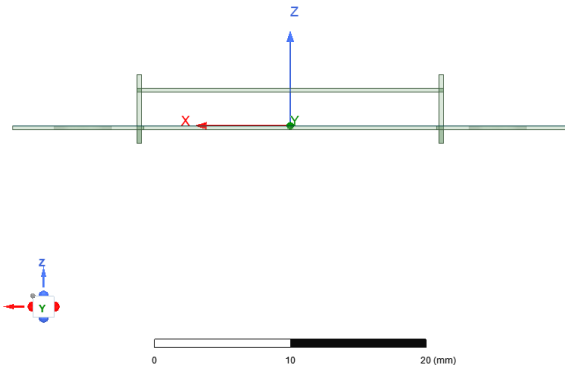
(a) Vue supérieure.



(b) Vue inférieure.



(c) Vue de face.



(d) Vue de côté.

FIGURE 5.10 Différents points de vue du modèle double cellule avec un circuit imprimé horizontal inférieur conforme aux dimensions du guide d'onde WR90.

## Préparation de l'impression des circuits

Afin de pouvoir imprimer ce prototype, nous réalisons à nouveau des fichiers Gerber et DXF. Pour se faire, nous allons utiliser HFSS. Cette étape consiste simplement à séparer les différents circuits imprimés pour les placer les uns à côté des autres pour n'imprimer qu'un seul, mais plus large, circuit imprimé et ensuite les découper puis les assembler. La figure 5.11 présente cet arrangement des circuits imprimés. Certains des circuits imprimés sont en double afin d'avoir des pièces de rechange en cas de problème. Une fiche technique détaillée avec les dimensions des circuits imprimés constituant le prototype réalisé est présentée dans l'annexe 2.

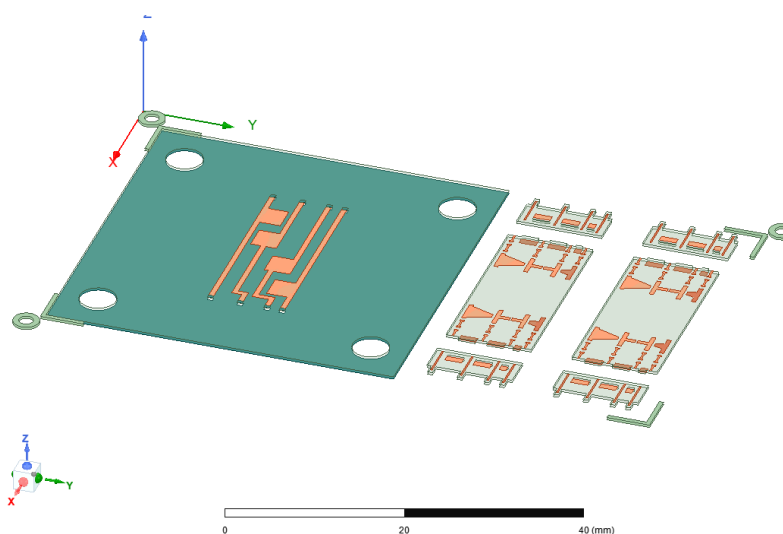
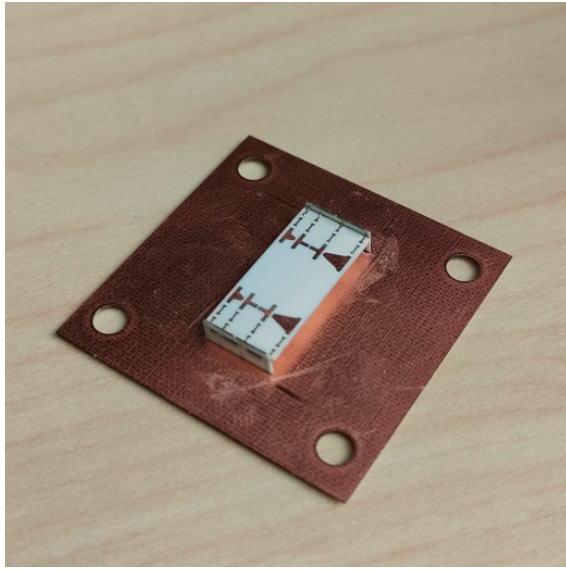


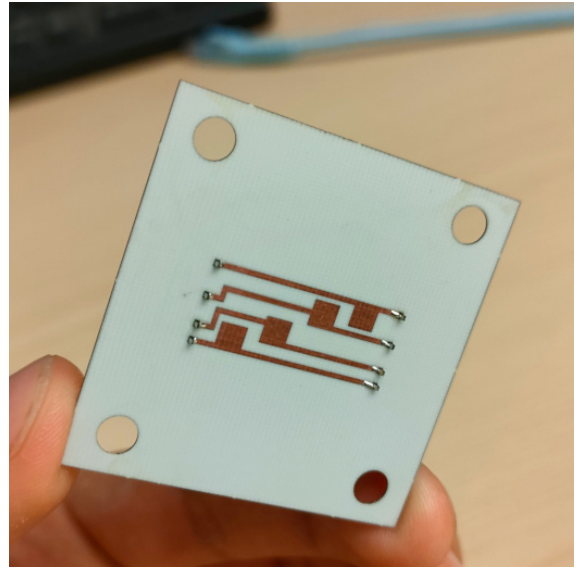
FIGURE 5.11 Vue trimétrique des circuits imprimés les uns à côté des autres.

### 5.2.2 Construction du prototype et mesures

Une fois imprimé et assemblé, nous obtenons le prototype présenté en figure 5.12.



(a) Vue supérieure.



(b) Vue inférieure.

FIGURE 5.12 Différents points de vue du prototype imprimé.

Afin de mesurer le coefficient de réflexion de ce prototype, nous utilisons à nouveau un VNA. Nous utilisons dans le montage le guide d'onde présenté en figure 5.13.a. C'est dans ce guide d'onde que sera placé le prototype. La figure 5.13.b représente le *line* fabriqué pour la calibration de notre système. À noter que pour le *thru*, nous avons simplement branché le guide d'onde à un deuxième port et que pour le *reflect*, une plaque de métal aux bonnes dimensions était disponible. Le plan de travail sur lequel nous avons réalisé nos mesures, ainsi qu'une partie du montage, sans le prototype, est présenté en figure 5.14.

Il est à noter que la bande de fréquence conseillée lors de l'utilisation d'un guide d'onde WR90 est de 8.2 GHz à 12.4 GHz afin de se placer suffisamment loin des fréquences de coupure du mode inférieur (6.557 GHz) et du mode supérieur (13.114 GHz). Cette bande de fréquence prend en compte la majorité de la bande X (8 à 12 GHz) et surtout la partie où notre cellule semble montrer le plus de potentiel, c'est-à-dire entre 9 et 12 GHz. Les résultats des mesures seront donc limités à la bande de fréquence conseillée.



(a) Guide d'onde WR90.

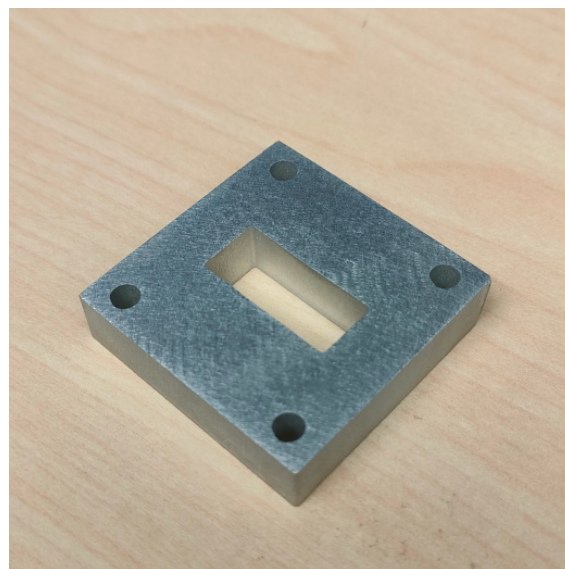
(b) *Line* utilisé lors de la calibration.

FIGURE 5.13 Utilisation de plusieurs éléments dans les mesures.

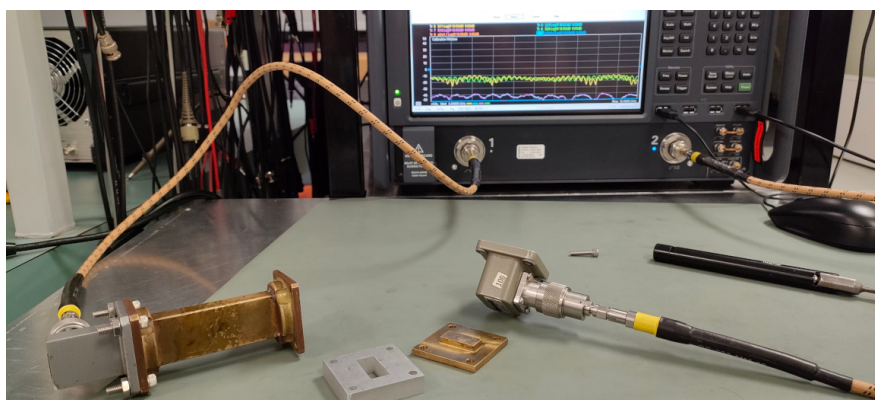


FIGURE 5.14 Plan de travail des mesures avec le guide d'onde au premier plan et le VNA à l'arrière plan.

Il est important d'aborder, avant de présenter les résultats des mesures, un point sur l'utilisation des diodes PIN sur notre prototype. Nous avons initialement pensé qu'il serait pertinent de réaliser une première série de mesures sans les diodes PIN afin de valider l'utilisation et la polarisation de la diode varactor. À cette fin, il est possible de réaliser de petites soudures avec de fins fils métalliques afin de simuler une diode PIN en état fermé ou alors de simplement laisser l'emplacement vide pour simuler une diode PIN en état ouvert. Cette technique est rapide et n'endommage pas le prototype lors du retrait des fils. Nous avons donc procédé à ces mesures, en faisant varier la tension de polarisation de la diode varactor entre 0 V et -15

V tout en alternant les états de fonctionnement des diodes PIN avec cette technique qui nous affranchit des défauts que pourraient provoquer les diodes PIN mais surtout de la nécessité de polariser les diodes PIN. C'est là qu'un problème s'est présenté. Après ces mesures, nous avons ajouté les diodes PIN. Mais nous n'avons pas pris en compte la tension nécessaire pour les polariser. Cette tension, à cause de la présence des deux résistances en série de  $20\text{ k}\Omega$ , doit atteindre les  $100\text{ V}$  pour assurer un courant de  $5\text{ mA}$  dans la diode PIN (et cela sans prendre en compte la tension de polarisation de la diode varactor qui pourrait ajouter  $15\text{ V}$  à cette tension). Les sources de tension que nous avons à disposition au laboratoire ne permettaient tout simplement pas d'atteindre telles tensions. Et comme justifié dans la construction des lignes de polarisation au chapitre 4, des résistances plus faibles compromettraient les performances de la cellule. La polarisation de tous les éléments seraient certainement faisable avec de plus grandes sources de tension et les résistances pourraient être légèrement réduites pour faciliter cela mais ça reste complexe. Nous nous sommes donc contentés d'analyser les premières mesures, suffisamment justificatives pour permettre d'émettre un avis sur le bon fonctionnement du prototype et du cas où nous pourrions polariser les diodes PIN maintenant soudées à ce dernier.

### 5.2.3 Résultats

Cette section présente les résultats obtenus par le VNA sur notre prototype (figure 5.15) et les compare aux résultats des simulations (figure 5.16).

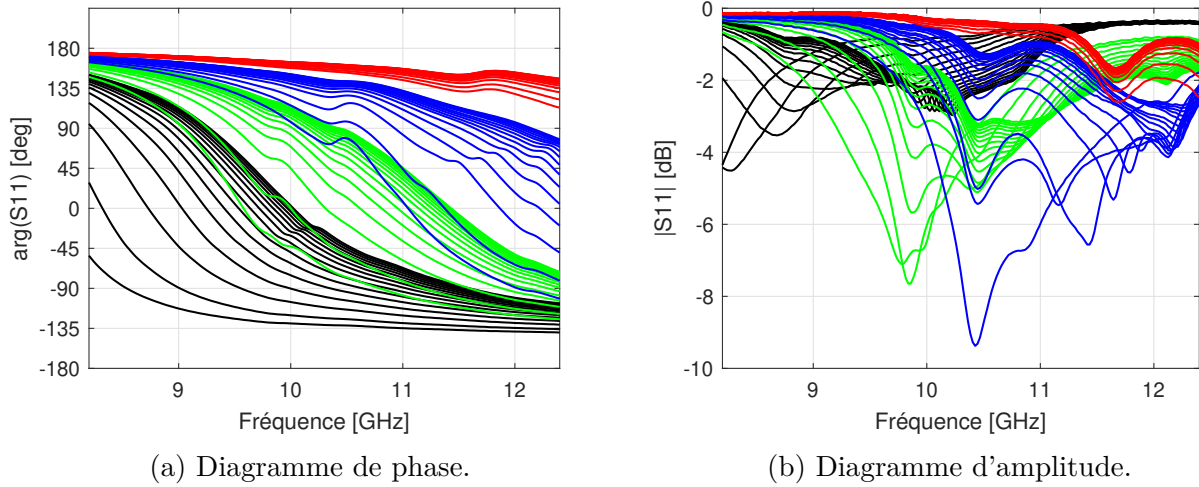


FIGURE 5.15 Diagrammes du coefficient de réflexion issus des mesures du prototype dans un guide d'onde WR90 à partir du VNA.

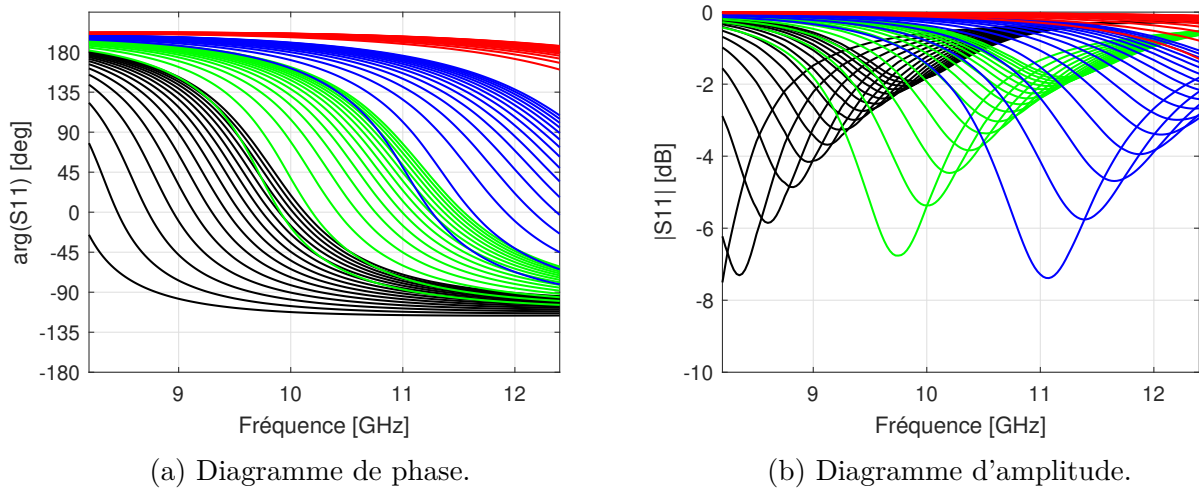


FIGURE 5.16 Diagrammes du coefficient de réflexion issus d'une simulation du prototype double cellule placé dans un guide d'onde.

Premièrement, si les figures semblent si différentes des simulations faites dans les chapitres 3 et 4, c'est que nous nous sommes placés ici dans un contexte particulier qui est celui du

guide d'onde. Par conséquent, les murs qui entourent notre cellule ne sont plus deux murs électriques et deux murs magnétiques mais bien quatre murs électriques et ceci entraînent des modifications de résultat. En effet, toutes nos simulations précédentes présentaient une onde incidente plane avec un angle d'incidence de  $0^\circ$  et ce, peu importe la fréquence. Or, dans le cadre du guide d'onde, l'angle d'incidence n'est pas constant et évolue avec la fréquence, donnant naissance aux décalages que nous observons ainsi qu'aux trous entre les groupes de courbes (notamment entre bleu et rouge). Le mode  $TE_{10}$  correspond à la superposition de deux ondes à incidence oblique arrivant avec l'angle d'incidence  $\text{asin}(\frac{c}{2af})$ , où  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'air et  $a$  est la largeur du guide d'onde. Donc pour les fréquences  $f$  de notre plage de travail, situées entre 8.2 et 12.4 GHz, l'angle d'incidence varie de  $32^\circ$  à  $53^\circ$  comme nous pouvons le voir sur le diagramme en figure 5.17.

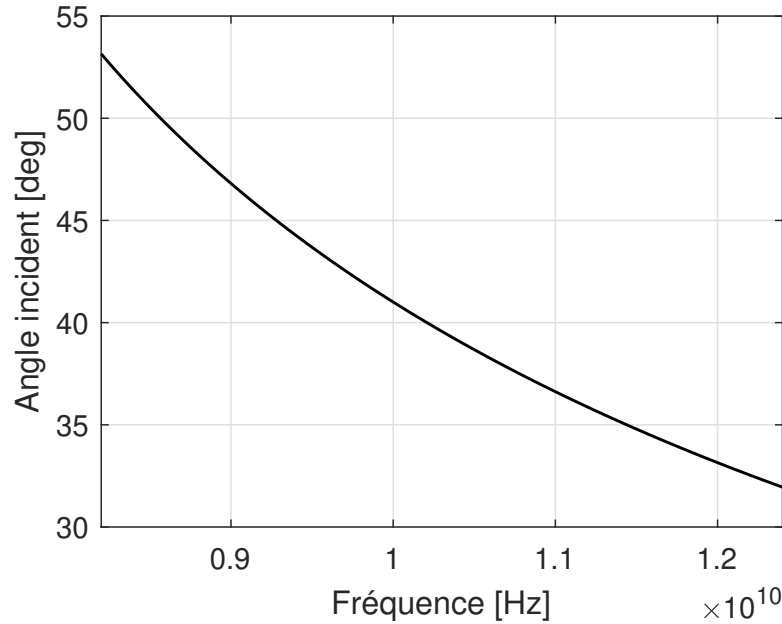


FIGURE 5.17 Diagramme d'évolution de l'angle d'incidence en fonction de la fréquence dans le guide d'onde.

Ainsi, la figure 5.16 qui représente les résultats de simulation correspond à une double cellule aux mêmes dimensions que celles de notre prototype, avec de plus des murs électriques pour l'entourer et recréer le même environnement que dans les mesures faites au laboratoire. Il est à retenir que ces mesures sont faites dans le cadre d'un guide d'onde et ne représentent pas les performances de la cellule qui serait placée dans un réseau. Pour ces performances là, se référer aux résultats issus du chapitre 4.

Ensuite, lorsque nous comparons les résultats, ils sont très similaires et encourageants. Nous

retrouvons dans les deux cas une répartition similaire des courbes d'un même état de fonctionnement des diodes PIN (c'est-à-dire par dans un groupe de courbes de même couleur), ce qui nous assure le bon fonctionnement de la polarisation de la diode varactor et de son effet sur le coefficient de réflexion de notre cellule. Nous retrouvons aussi une répartition similaire des états de fonctionnement des diodes PIN : les groupes de courbes sont placés sensiblement dans les mêmes bandes de fréquence et dans le bon ordre. De plus, les diagrammes d'amplitude montrent des pertes similaires entre les deux cas. La différence majeure entre les deux figures se trouve dans la présence de petites résonances dans les résultats issus des mesures du prototype. Ce genre de résonance est courant dans ce genre de mesures et n'est pas synonyme de dysfonctionnement. Globalement, les mesures concordent et notre prototype permet de valider les performances de notre cellule dans le cadre de la simulation.

### 5.3 Discussion

Ce chapitre, certes plus court que les chapitres précédents mais pas moins important, permet de valider le modèle de notre cellule d'ARR et de par là-même de donner une note positive à tout le travail effectué à travers ce mémoire. Commenant par une partie plus proche de l'apprentissage des manipulations avec la calibration et les mesures des performances d'une de nos diode PIN, elle se poursuit par la fabrication d'un prototype reprenant notre géométrie dessiné sous HFSS et se termine par la mesure des performances de ce prototype. Ces mesures, bien qu'elles ne décrivent pas l'évolution qu'aurait notre cellule au sein d'un réseau d'ARR, permettent de valider le modèle construit et son bon fonctionnement. Cette validation nous permet de dire que les performances observées sur logiciel sont bel et bien représentatives des performances qu'aurait la cellule placée dans un réseau d'ARR.

## CHAPITRE 6 CONCLUSION : BILAN ET PERSPECTIVES

### 6.1 Synthèse des travaux

Le concept d'une cellule de réseau d'antenne réseau-rélecteur reconfigurable fonctionnant en bande X a été présenté à travers ce travail. Ce dernier a été réalisé en s'inspirant du concept de géométrie présenté dans [1] avec comme objectif de produire une cellule plus performante que celle présentée par Samuel Lavoie dans [7]. Le concept de cette cellule est d'utiliser à la fois une diode varactor pour assurer un déplacement en fréquence fin et continu de la fréquence de résonance, et à la fois une combinaison de deux diodes PIN pour permettre un décalage à plus grande échelle en fréquence. Cette combinaison de composants a pour objectif de permettre à la cellule de fonctionner sur une très large bande de fréquence.

Le chapitre 3 fut ainsi consacré à l'adaptation de la géométrie de la cellule présentée en [1] qui fonctionnait entre 1.88 GHz et 3.07 GHz vers une géométrie fonctionnant en bande X (de 8 GHz à 12 GHz) en cherchant à minimiser les pertes tout en maximisant la bande de fréquence. Au terme de cette adaptation, les diodes utilisées pour notre cellule ont été choisies et un modèle par paramètres S a été développé pour les utiliser dans notre simulation. Nous avons une cellule de 10.16 mm x 10.16 mm avec un maximum de plage de phase de  $279^\circ$ ,  $270^\circ$  possible entre 9.5 GHz et 12 GHz,  $225^\circ$  possible entre 8.25 GHz et 15.25 GHz, des pertes maximales de 5.9 dB entre 8 GHz et 12 GHz, des pertes maximales de 4.0 dB entre 9 GHz et 12 GHz et une moyenne de pertes entre état et de 8 GHz à 12 GHz de 0.98 dB. Ce sont des performances proches de celles données dans [1] et meilleures, notamment en terme de largeur de bande, que celles données dans le travail [7] où la cellule théorique promet une plage de phase de  $250^\circ$  entre 11 GHz et 12 GHz. À ces fréquences, la perte maximale promise est de 3.35 dB. Bien qu'ayant des pertes légèrement plus faibles, la plage de phase de la cellule est bien plus faible que sur le modèle développé dans ce travail et s'étend sur une bande de fréquence plus faible.

De ces résultats fort encourageants, le chapitre 4 mène à bien l'ajout du circuit de polarisation sur la cellule, permettant de polariser les diodes. Cet ajout du circuit de polarisation se fut en plusieurs étapes en passant notamment par plusieurs stratégies. Chaque stratégie propose une différente façon de construire des lignes reliant les parties cuivrées du dessus de la cellule au bas de la cellule, de l'autre côté du plan de masse, afin de pouvoir polariser les composants. Après plusieurs stratégies, une d'elles fut retenue. Elle consiste en un assemblage de lignes horizontales et verticales ainsi que de fortes résistances servant de bloqueurs RF. En plus de ces premières difficultés, la mise en avant d'un problème lié aux modèles de paramètres S

liés aux composants nous obligea à reprendre la construction de ces modèles mais permit la mise en place d'une nouvelle façon de simuler le coefficient de réflexion de la cellule et ce de manière plus rapide et efficace. Une fois la cellule bien polarisée, de nouvelles performances sont calculées. Nous avons une cellule avec un maximum de plage de phase de  $291^\circ$ ,  $270^\circ$  possible entre 8.5 GHz et 11.25 GHz,  $225^\circ$  possible entre 8.00 GHz et 12.50 GHz, des pertes maximales de 9.1 dB entre 8 GHz et 12 GHz, des pertes maximales de 5.4 dB entre 9 GHz et 12 GHz et une moyenne de pertes entre 8 GHz et 12 GHz de 1.57 dB. Ces résultats indiquent un léger décalage du compromis plage de phase/pertes en faveur d'une meilleure plage de phase.

Le chapitre 5 est une validation expérimentale de ces résultats. La construction d'un prototype fut faite. Ce prototype est constitué de deux cellules juxtaposées, symétriques et reliées au même circuit de polarisation. Quelques légères modifications ont été faites afin de faciliter la construction, sans pour autant dénaturer la cellule ou ses performances. Le choix d'une mesure dans un guide d'onde WR90 a été réalisé, de par ses caractéristiques. Les résultats furent comparés à un modèle placé dans un contexte similaire par simulation. Suffisamment similaires, ces résultats permettent de valider indirectement les performances de notre concept de cellule d'ARR. Indirectement car le contexte d'un guide d'onde n'est pas le même qu'un contexte de réseau d'antenne.

L'objectif de recherche principal a été partiellement atteint. Il était planifié de simuler et de construire une antenne réseau-rélecteur reconfigurable en bande X. En effet, ce n'est qu'une cellule et non pas une antenne entière que nous avons réalisé. De plus, cette cellule n'est pas entièrement fonctionnelle puisque nous n'avons pas réussi à résoudre le problème de la polarisation des diodes PIN. Néanmoins, la cellule reconfigurable présentée dans ce travail montre des performances très avantageuses comparativement à ce qui peut se trouver dans la littérature. La simulation ainsi que la construction de cette cellule ont été menés à bien et ont permis de valider le caractère avantageux de ce concept de cellule d'ARR.

## 6.2 Limites de la solution proposée

Malgré tout, le concept proposé présente des limites et celles-ci sont discutées dans cette section. Déjà évoquée dans la problématique, le concept présente une limite qui peut contraindre son utilisation, celle de ne pouvoir, pour le moment, être placée que dans un réseau linéaire 1D et non 2D. Cela provient de la présence du circuit de polarisation et notamment de sa taille encombrante.

La deuxième limite de notre concept provient du problème lié à la polarisation des diodes

PIN qui nécessiterait, avec les résistances utilisées, des tensions très fortes dépassant les 100 V. À raison de 50 cellules pour un réseau et deux diodes PIN par cellule, il faudrait une centaine de sources de tensions délivrant une tension aussi forte ce qui paraît difficilement réalisable.

La troisième limite de notre concept provient du manque de simulations sur les variations d'angle d'arrivée de l'onde incidente. En effet, l'onde plane utilisée dans nos simulations a toujours eu un angle d'incidence de  $0^\circ$  et donc nous ne pouvons émettre d'avis sur les performances de la cellule avec un angle d'incidence différent. Les travaux de l'article [1] permettent cependant d'émettre l'hypothèse d'une fonctionnalité convaincante sur des angles d'incidence plus élevés.

### 6.3 Améliorations futures

Cette section nous permet de discuter quelques idées concernant des améliorations futures du modèle proposé. Globalement, le modèle proposé pourrait probablement être mieux optimisé en fonction des seuils de pertes acceptables ainsi que de la plage de phase et la bande de fréquence désirées. Un compromis a été choisi à travers ce travail mais il pourrait être modifié en fonction des attentes et de l'utilisation de la cellule.

La première idée que nous avons eu serait de modifier les valeurs des résistances afin de contrer la deuxième limite évoquée dans la section précédente. Nous avons vu dans ce travail que des résistances de  $1\text{ k}\Omega$  au lieu de  $10\text{ k}\Omega$  réduisaient les performances de la cellule. En revanche, il serait peut être possible de conserver de bonnes performances de la cellule en plaçant des résistances de  $1\text{ k}\Omega$  seulement sur les lignes extérieures, provoquant la chute de la tension de polarisation nécessaire pour les diodes PIN à 10 V, tout en conservant des résistances de  $10\text{ k}\Omega$  sur les lignes intérieures. Une tentative a été réalisée dont les résultats sont présentés en figure 6.1. Les pertes sont bien plus grandes et ce n'est donc pas la bonne solution mais cela peut représenter une piste de solution.

L'étude de changement de l'angle d'incidence pourrait aussi représenter une voix d'amélioration de l'étude de cette cellule. Un travail similaire a été réalisé dans [7] et donc pourrait servir de guide dans cette étude.

Un point qui a été légèrement survolé et qui pourrait mener à une alternative améliorée du modèle est l'ajustement de la SRF lors du choix des inductances à la construction du premier circuit de polarisation. Il y a en fait un avantage à opérer à la SRF car l'impédance d'isolation RF devient très grande. On aurait pu ajuster la SRF pour être au milieu de notre plage fréquentielle, en ajoutant un petit condensateur en parallèle avec la bobine. Ceci aurait

peut-être évité d'avoir de grandes valeurs de résistance de polarisation qui nous ont causé des problèmes avec le prototype réel et son alimentation.

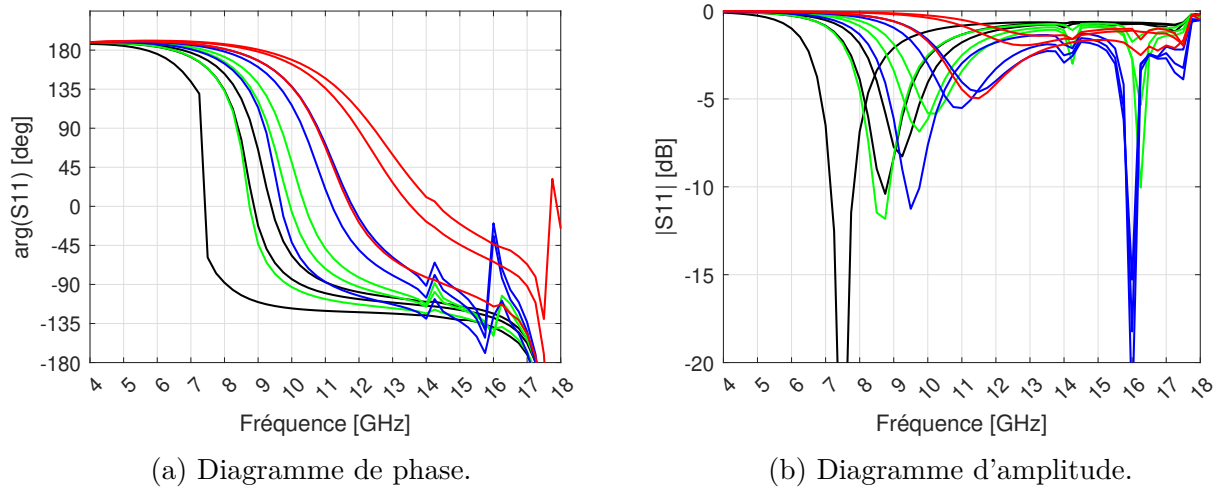


FIGURE 6.1 Diagrammes du coefficient de réflexion issus d'une simulation d'une cellule avec des résistances de 1 k $\Omega$  sur les lignes extérieures et des résistances de 10 k $\Omega$  sur les lignes intérieures.

## RÉFÉRENCES

- [1] D. Rodrigo, L. Jofre et J. Perruisseau-Carrier, “Unit cell for frequency-tunable beam-scanning reflectarrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n°. 12, p. 5992–5999, déc. 2013.
- [2] D. Berry, R. Malech et W. Kennedy, “The reflectarray antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, n°. 6, p. 645–651, nov. 1963.
- [3] M. E. Bialkowski et J. Encinar, “Reflectarrays : Potentials and challenges,” *2007 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, p. 1050–1053, sept. 2007.
- [4] E. Carrasco, J. A. Encinar et Y. Rahmat-Samii, “Reflectarray antennas : A review,” dans *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*, vol. 16, juill. 2016.
- [5] S. V. Hum et J. Perruisseau-Carrier, “Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control : A review,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n°. 1, p. 183–198, janv. 2014.
- [6] K. K. Kishor et S. V. Hum, “An amplifying reconfigurable reflectarray antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n°. 1, p. 197–205, janv. 2012.
- [7] S. Lavoie, “Analyse et réalisation d’une antenne réseau-rélecteur reconfigurable de façon électronique en bande x,” mémoire de maîtrise, Dép. de génie électrique, École Polytechnique de Montréal, Montréal, QC, avr. 2021. [En ligne]. Disponible : <https://publications.polymtl.ca/6272/>
- [8] M. Riel et J.-J. Laurin, “Design of an electronically beam scanning reflectarray using aperture-coupled elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, p. 1260–1266, mai 2007.
- [9] S. V. Hum, M. Okoniewski et R. J. Davies, “Modeling and design of electronically tunable reflectarrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n°. 8, p. 2200–2210, août 2007.
- [10] M. Barba *et al.*, “Electronic controllable reflectarray elements in x band,” *Frequenz*, vol. 61, n°. 9-10, p. 203–206, oct. 2007. [En ligne]. Disponible : <https://doi.org/10.1515/FREQ.2007.61.9-10.203>
- [11] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii et W. A. Imbriale, “Rf mems actuated reconfigurable reflectarray patch-slot element,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n°. 12, p. 3689–3699, déc. 2008.

- [12] S. Montori *et al.*, “Constant-phase dual polarization mems-based elementary cell for electronic steerable reflectarrays,” *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, p. 033–036, oct. 2009.
- [13] S. Muller *et al.*, “Tunable passive phase shifter for microwave applications using highly anisotropic liquid crystals,” *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, vol. 2, p. 1153–1156 Vol.2, oct. 2004.
- [14] A. Gaebler *et al.*, “Liquid crystal-reconfigurable antenna concepts for space applications at microwave and millimeter waves,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2009, p. 1–7, mars 2009.
- [15] G. Perez-Palomino *et al.*, “Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in f-band,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n°. 4, p. 1704–1713, janv. 2013.
- [16] B. Pinte *et al.*, “A reflectarray antenna in ka band with mems control,” *2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference*, p. 1–4, juill. 2004.
- [17] M. Yousefbeiiki et J. Perruisseau-Carrier, “A practical technique for accurately modeling reconfigurable lumped components in commercial full-wave solvers [euraap corner],” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, n°. 5, p. 298–303, oct. 2012.
- [18] A. K. Bhattacharyya, *Introduction to Floquet Modes in Infinite Arrays*, déc. 2005.
- [19] H. Yang *et al.*, “A 1-bit  $10 \times 10$  reconfigurable reflectarray antenna : Design, optimization, and experiment,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n°. 6, p. 2246–2254, avr. 2016.

## ANNEXE A MESURES DES PARAMÈTRES S DE LA DIODE PIN AVEC D'AUTRES ÉTATS DE POLARISATION

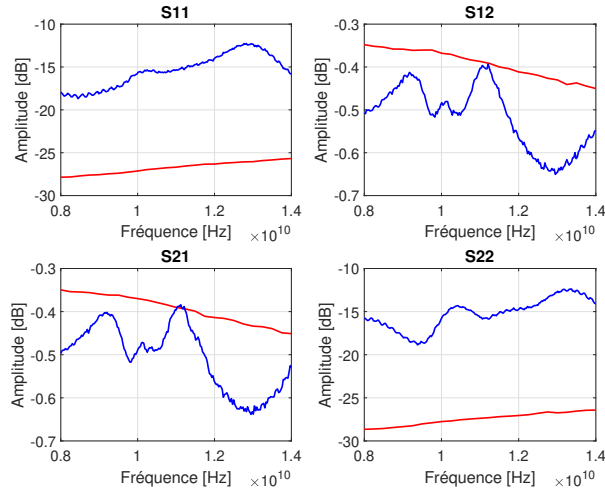


FIGURE A.1 Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 10 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA).

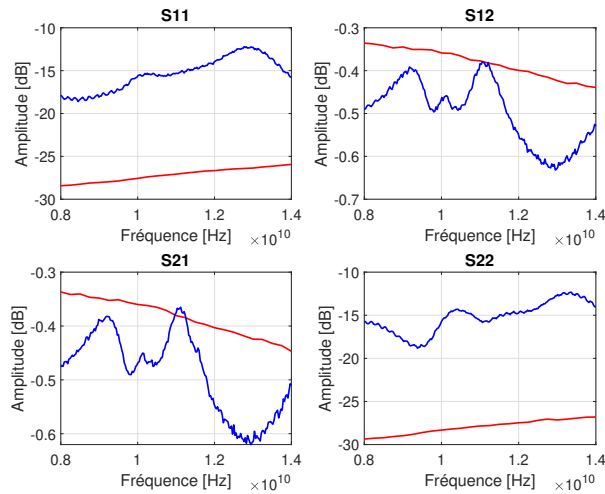


FIGURE A.2 Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état direct polarisée avec 15 mA (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA).

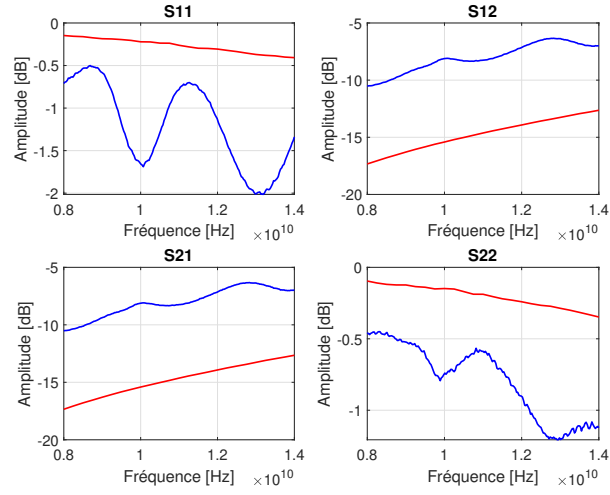


FIGURE A.3 Diagrammes d'amplitude des paramètres S de la diode PIN en état inverse polarisée avec 5 V (en rouge les performances données par le constructeur et en bleu celles récoltées par notre VNA).

FIGURE B.1 Schéma du circuit imprimé horizontal supérieur.



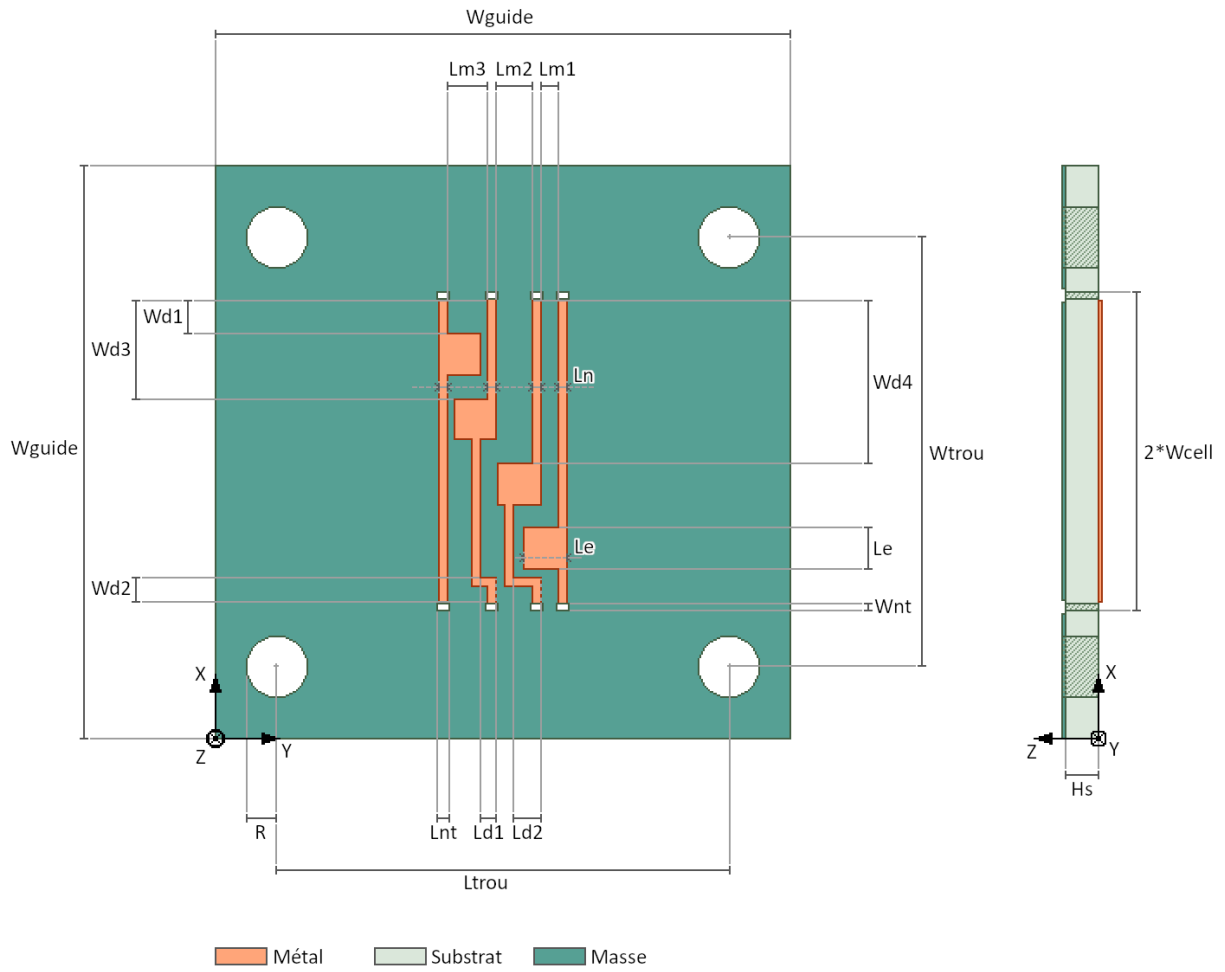


FIGURE B.3 Schéma du circuit imprimé horizontal inférieur.

TABLEAU B.1 Dimensions du prototype.

| Variable   | Longueur | Variable    | Longueur |
|------------|----------|-------------|----------|
| $H_1$      | 3.805 mm | $L_{r1}$    | 0.265 mm |
| $H_2$      | 1.305 mm | $L_{r2}$    | 0.345 mm |
| $H_f$      | 4.11 mm  | $L_{r3}$    | 0.515 mm |
| $H_o$      | 0.5 mm   | $L_{s1}$    | 0.8 mm   |
| $H_{so}$   | 1 mm     | $L_{s2}$    | 2 mm     |
| $H_{sp}$   | 0.8 mm   | $L_{s3}$    | 2 mm     |
| $H_{st}$   | 0.305 mm | $L_{trou}$  | 32.51 mm |
| $L_1$      | 1.5 mm   | $R$         | 2.16 mm  |
| $L_2$      | 1.745 mm | $W_1$       | 1.1 mm   |
| $L_{2p}$   | 1.245 mm | $W_3$       | 2.356 mm |
| $L_{2t}$   | 0.5 mm   | $W_{cell}$  | 450 mil  |
| $L_3$      | 3.2 mm   | $W_{d1}$    | 2.391 mm |
| $L_{cell}$ | 10.16 mm | $W_{d2}$    | 1.87 mm  |
| $L_{d1}$   | 1.224 mm | $W_{d3}$    | 7.06 mm  |
| $L_{d2}$   | 1.986 mm | $W_{d4}$    | 11.74 mm |
| $L_e$      | 3.048 mm | $W_{fg}$    | 1.135 mm |
| $L_f$      | 0.2 mm   | $W_{fp}$    | 1.1 mm   |
| $L_{gp}$   | 0.33 mm  | $W_{ft}$    | 0.25 mm  |
| $L_{gv}$   | 0.2 mm   | $W_g$       | 0.5 mm   |
| $L_{m1}$   | 1.23 mm  | $W_{guide}$ | 41.4 mm  |
| $L_{m2}$   | 2.59 mm  | $W_{nt}$    | 0.505 mm |
| $L_{m3}$   | 2.93 mm  | $W_r$       | 0.5 mm   |
| $L_n$      | 0.6 mm   | $W_{s1}$    | 0.8 mm   |
| $L_{nt}$   | 0.651 mm | $W_{s2}$    | 0.305 mm |
| $L_o$      | 0.555 mm | $W_t$       | 2.85 mm  |
| $L_{o2}$   | 0.505 mm | $W_{trou}$  | 30.99 mm |