



**HAL**  
open science

# Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes

Simon Mener

► **To cite this version:**

Simon Mener. Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes. Autre. INSA de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013ISAR0028 . tel-00957819

**HAL Id: tel-00957819**

**<https://theses.hal.science/tel-00957819>**

Submitted on 11 Mar 2014

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

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

## Résumé

Cette thèse, menée en partenariat avec le CNES et la DGA s'inscrit dans un contexte international très actif sur les réseaux réflecteurs ou reflectarrays. Un reflectarray est constitué d'une source primaire placée au-dessus d'un réseau de cellules contrôlant les propriétés du champ réfléchi. Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut être réalisée de manière électronique en introduisant des éléments actifs dans chacune des cellules. Dans ce contexte, le travail réalisé a consisté à étudier une nouvelle topologie de cellule permettant de réfléchir indépendamment deux ondes incidentes, en polarisations circulaires gauche et droite, en bande X. Cette cellule, basée sur la superposition d'une cellule sélective en polarisation et d'une cellule simple polarisation, est conçue de façon à être compatible avec une reconfiguration électronique à l'aide de commutateurs.

Après un important travail de simulation électromagnétique, une première validation expérimentale, menée à l'échelle de la cellule unitaire, a mis en évidence de très bonnes performances dans les deux polarisations (pertes inférieures à 1dB, déphasage atteignant 2 bits de résolution). A cette occasion, un banc de caractérisation spécifique a été développé. Une étude de faisabilité de la cellule reconfigurable a également été menée afin d'identifier les technologies de commutateur les plus pertinentes et de quantifier les perturbations apportées par la circuiterie de commande.

Finalement, un démonstrateur de réseau à états figés a été réalisé et mesuré. Constitué de 97 cellules, il a permis de démontrer les potentialités de la structure développée, pour une application spatiale réaliste : dépointage jusqu'à 26°, bande passante de 800 MHz en bande X, réjection de polarisation croisée >20dB correspondant à une pureté de polarisation circulaire satisfaisante ( $TE < 2dB$ ).

Il s'agit de la première antenne à réseau réflecteur qui permette de gérer indépendamment et simultanément les deux orientations de la polarisation circulaire à la même fréquence tout en offrant des capacités de reconfigurabilité.

## Abstract

This thesis done in partnership with the French Space Agency (CNES) and the French Defense Agency (DGA) is placed in a very active international context on reflectarrays antennas. A reflectarray consists of a primary source located above microstrip elements on a grounded substrate. The microstrip elements are designed to reradiate the incident wave. A reconfiguration of the radiation pattern can be electronically achieved by introducing switches in each element. In this context, for space applications in X-band, the objective of this thesis is to propose a dual-circular polarization (CP) unit-cell able to separate at the same frequency, the two incident circular polarizations. This unit-cell, made of two layers with reconfigurable capabilities, is based on a circular polarization selective surface (CPSS) and on a single polarization cell.

After intensive electromagnetic simulations, the unit-cell in dual-circular polarization with reconfigurable capabilities has been experimentally validated using a specific waveguide measurement. In fact, the unit-cell reflects independently and simultaneously the two incidents circular polarizations for a phase resolution around 2 bits in LHCP and in RHCP. A feasibility study of the reconfigurable cell was also carried out to identify the most relevant technologies.

Then, a reflectarray in X-band has been designed, fabricated and measured. Made up of 97 cells, it has demonstrated the potentialities of the structure for a realistic space application: scan angle up to 26°, bandwidth of 800MHz in X-band, cross-polarization rejection >20dB and good polarization purity ( $AR < 2dB$ ).

This is the first time that a dual circular polarization reflectarray with reconfigurable capabilities has been validated with the unique capability to reflect independently and simultaneously the two incident circular polarization at the same frequency.

# Thèse

2013

Simon MENER

# ueb

THESE INSA Rennes présentée par  
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne pour obtenir le titre de **Simon Mener**  
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES ECOLE DOCTORALE : MATISSE  
Spécialité : Électronique et Télécommunications LABORATOIRE : IETR

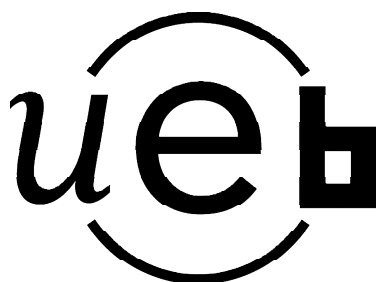
## Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes

Thèse soutenue le 26.11.2013 devant le jury composé de :

**Marc HELIER**  
Prof. des Universités à l'Université Pierre et Marie Curie / Président  
**Claire MIGLIACCIO**  
Prof. des Universités à l'Université de Nice-Sophia Antipolis / Rapporteur  
**Thierry MONEDIERE**  
Prof. des Universités à l'Université de Limoges / Rapporteur  
**Anthony BELLION**  
Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) à Toulouse / Examineur  
**Thierry DOUSSET**  
Ingénieur de recherche à Thales Systèmes Aéroportés (TSA) à Elancourt / Examineur  
**Patrick POTIER**  
Docteur- DGA-MI à Bruz / Examineur  
**Ronan SAULEAU**  
Prof. des Universités à l'Université de Rennes1 / Co-directeur de thèse  
**Raphaël GILLARD**  
Prof. des Universités à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse

# Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes

Simon Mener



En partenariat avec



# Remerciements

Je souhaiterais remercier et faire un clin d'œil à tellement de gens que bon.... Ok laissez-moi tranquille, je vais le faire...

Premièrement, je vais évidemment remercier particulièrement mes encadrants : Mr. Raphaël Gillard, professeur à l'INSA de Rennes, qui a assuré l'encadrement de ce travail de recherche et Mr. Ronan Sauleau, professeur à l'Université de Rennes1 pour son co-encadrement. Un grand grand merci à vous deux pour cet encadrement d'une très grande qualité durant ces 38 mois de travail ! Je tiens à noter votre disponibilité, votre gentillesse et votre soutien qui m'ont énormément aidé.

Je tiens aussi à remercier les partenaires industriels en la personne de Patrick Potier, Ingénieur de recherche à la Direction Générale de l'Armement (DGA) à Bruz, Cécile Cheymol et Anthony Bellion, ingénieurs de recherche au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) à Toulouse et Thierry Dousset, ingénieur de recherche à Thales Systèmes Aéroportés (TSA) à Elancourt. Merci à vous tous pour votre bonne humeur, votre écoute, votre esprit critique et tous ces agréables échanges qui ont permis de concilier les aspects recherches aux besoins industriels.

Claire Migliaccio (Professeur a l'Université de Nice Sophia Antipolis) et Thierry Monédière (Professeur a l'Université de Limoges) ont accepté d'être rapporteurs pour ma thèse et je les en remercie. J'ai particulièrement apprécié le soin qu'ils ont pris à juger mon travail. Merci beaucoup pour l'intérêt que vous avez porté à l'égard de mes travaux. Je suis également reconnaissant et honoré que Marc Hélier (Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie) ait accepté de présider le jury de ma thèse. Merci d'avoir pris en charge le déroulement de la soutenance qui à été très agréable et appréciée de tous.

Je souhaite aussi remercier tout le personnel du Centre Commun de Mécanique (CCM) de l'INSA de Rennes qui ont effectué un travail plus que conséquent durant toute ma thèse avec toujours une gentillesse et une écoute hors norme! Clin d'œil particulier à Patrick Weber et à Laurent...

Je souhaite maintenant remercier ma famille dans son ensemble ! Après ces trois ans de travail sur ce reflectarray en bipolarisation circulaire, il me restait donc à présenter mes travaux devant tout ce beau monde : stress, impatience et grande émotion étaient au rendez-vous, surtout en voyant cet immense cercle (à l'extérieur de la salle du crime) rempli de très proches connaissances (potos, familles, collègues...)! Tic tac tic tac ! On y est presque !!!

1h45 après, me voici désigné « Docteur MENER »... Outch ! Un grand merci aux personnes présentes pour ce grand moment qu'on ne vivra sans doute pas douze fois : mes parents (Yannick et Annick MENER) tout d'abord sans qui je ne serai pas ici : merci à vous deux pour tous vos efforts et vos sacrifices qui m'ont permis de faire ces études! Merci aux potos présents : Manu, Jaco, Landeau, Roumix, Ben&Nuts, Corail, Stéphanie, les potos de la fac présents : Narcisse, François, Adrien, Benjamin et j'en passe... et évidemment à ma petite princesse Maëlle alias Mallou (*Ma timi sita prem garchhu*) ! Ensuite, un énorme merci aux retraités et amis : Jacques Brard et Gérard Courtoux qui sont venus m'encourager !

Au niveau du labo, c'est une nouvelle fois mission impossible de remercier tout le monde : un grand merci à tous pour l'accueil, le sourire au quotidien et les moments privilégiés que j'ai pu passer avec certains d'entre vous : Yvan, merci pour tout : pour ces nombreux soccers (et surtout pour m'avoir donné l'opportunité de faire autant de petits ponts...), pour ces soirées et conférences magistrales ! Big up ! Un grand merci et une grande pensée pour mes acolytes de travail : docteurs MAKDISSY Tony et CALLEC Vincent avec qui j'ai passé 3 ans dans le même bureau avec des bons souvenirs à la clé. Même si c'est vrai qu'on ne sait toujours pas quel goût ça a? hein Vince? Sinon, merci à vous tous : Zak pour notre passion commune pour M'bala M'bala, Benoit, Thierry, Nico, Abdou, Hamzeh, Papa Erwan Fourn, Yaset, Jordan, JC pour son sourire, ses conseils (et sa gentillesse de m'avoir emmené plusieurs fois dans la plus belle ville du monde : Vitré), Renaud, Laurent, Jacqueline, Gilles (pour tout son travail sur mes cellules), Christelle pour son sourire au quotidien, et je vais finir par le secrétaire général : Mr. Pascal Richard pour son sourire, son accueil et pour avoir supporté ma fumée de cigarette (de temps en temps...). Je dois en oublier plus d'un mais grosse pensée et un grand merci à tout le labo ! Je pense aussi à l'IETR côté Université dans lequel j'ai beaucoup d'amis et de connaissances depuis mon passage à la fac !

Passons maintenant à tous mes 'Zigs'.... que je n'ai pas encore cité et que je remercierai jamais assez: mis à part les potos présents le jour J, une grande pensée pour mes plus anciens (ou pas !) potos et connaissances : Richard, Artur, Jéjé, Carlos, Kéké, le Gambit du Roi, Marco, Max Lecoq, Max le soldat, Régis, Thomas barbot, l'ASM, Kalu, mon frangin Hugues, Amélie, Kees, Vince Blanchard, Xavier, Lucine, Stitch, le 12, Alex, Madame Pêche, Laurence, Abel Gouba, Aurélia, Laëtitia et Laure Micault, Laura et Felipe, Marcel (et son orchestre), Nico, Jérôme Dehou, Bouba de Ouagadougou, Eric, Tanguy, Tiken (parce que ça fais trop longtemps), le Verdon sans oublier John Collins et Marcello Gallardo.... Un grand Merci à tout le monde... Je dédicace ce manuscrit à mes parents, à mon frère, à mes grands parents et évidemment à ma petite princesse...

# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERAL.....</b>	<b>7</b>
<b>I) CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART.....</b>	<b>11</b>
I.1) Introduction.....	11
I.2) Description générale des antennes à réseau réflecteur .....	11
I.2.A) Principe d'une antenne à réseau réflecteur.....	11
I.2.B) Caractéristiques générales d'une antenne reflectarray.....	14
I.3) Caractéristiques générales des cellules déphaseuses des antennes reflectarray.....	15
I.3.A) Notions de base des cellules déphaseuses.....	15
I.3.B) Contrôle dynamique de phase.....	19
I.3.C) Principe de déphasage en polarisation circulaire par rotation de l'élément rayonnant.....	22
I.4) Cellules déphaseuses en polarisation circulaire.....	24
I.4.A) Cellules passives avec onde incidente polarisée linéairement.....	25
I.4.B) Cellules passives avec onde incidente polarisée circulairement.....	27
I.4.C) Cellules actives avec onde incidente polarisée circulairement.....	29
I.5) Conclusion.....	31
<b>II) CHAPITRE 2 : ETUDE EN SIMULATION D'UNE NOUVELLE SURFACE SELECTIVE EN POLARISATION CIRCULAIRE EN BANDE X.....</b>	<b>33</b>
II.1) Introduction.....	33
II.2) Concept proposé pour la bipolarisation circulaire .....	34
II.2.A) Principe du concept préconisé : surface sélective en polarisation circulaire.....	34
II.2.B) Mise en œuvre du concept dans une structure à deux couches.....	36
II.3) Dimensionnement préliminaire de la cellule CPSS.....	37
II.3.A) Caractérisation initiale de la cellule en guide.....	38
II.3.B) Etude de la possibilité de combiner différents motifs associés à des rotations différentes .....	42
II.4) Procédure d'optimisation et performances obtenues.....	44
II.4.A) Implantation technologique préconisée.....	44
II.4.B) Optimisation de la surface sélective en polarisation circulaire à états figés.....	46

II.4.C) Résultats numériques en réflexion et en transmission.....	51
II.5) Conclusion.....	54
<b>III) CHAPITRE 3 : VALIDATION EXPERIMENTALE DE LA SURFACE SELECTIVE EN POLARISATION CIRCULAIRE.</b>	<b>57</b>
III.1) Introduction.....	57
III.2) Mise en place de l'expérimentation.....	57
III.2.A)Réalisation des prototypes.....	57
III.2.B)Problématique générale de l'expérimentation.....	58
III.2.C)Description des éléments constituant la chaîne de mesure.....	58
III.3) Procédure de caractérisation des cellules en guide d'onde.....	61
III.3.A)Méthode d'extraction des paramètres S de la cellule.....	61
III.3.B)Approximations permettant l'extraction des paramètres S des jonctions.....	63
III.4) Résultats expérimentaux en réflexion en transmission.....	70
III.5) Conclusion.....	73
<b>IV) CHAPITRE 4 : CONCEPTION ET PERFORMANCES DE LA CELLULE A ETATS FIGES EN BIPOLARISATION CIRCULAIRE .....</b>	<b>75</b>
IV.1) Introduction.....	75
IV.2) Étude numérique de la seconde couche de la cellule en bipolarisation circulaire.....	75
IV.2.A)Principe général.....	75
IV.2.B)Optimisation de la cellule RHCP à états figés.....	76
IV.2.C)Résultats numériques.....	78
IV.3) Validation expérimentale de la seconde couche de la cellule en bipolarisation circulaire.....	81
IV.3.A)Caractérisation expérimentale du dipôle.....	81
IV.3.B)Performances expérimentales de la cellule RHCP à états figés.....	82
IV.4) Procédure d'optimisation de la cellule en bipolarisation circulaire et résultats numériques.....	84
IV.4.A)Procédé d'optimisation.....	84
IV.4.B)Résultats numériques de la cellule en bipolarisation circulaire.....	90
IV.5) Caractérisation expérimentale de la cellule en bipolarisation circulaire.....	93

IV.5.A) Résultats expérimentaux préliminaires.....	93
IV.5.B) Ré-optimisation de la cellule complète et performances expérimentales.....	97
II.6) Conclusion.....	102
<b>V) CHAPITRE 5 : ETUDE DE FAISABILITE D'UNE CELLULE CPSS RECONFIGURABLE .....</b>	<b>103</b>
V.1) Introduction.....	103
V.2) Etude de l'effet de la résistance série.....	104
V.3) Diminution du nombre de commutateurs nécessaires .....	106
V.4) Choix d'un commutateur de type MEMS.....	113
V.5) Effet du substrat des MEMS.....	117
V.6) Combinaison des différents effets.....	120
V.7) Conclusion.....	123
<b>VI) CHAPITRE 6 : DEMONSTRATEUR A ETATS FIGES EN BIPOLARISATION CIRCULAIRE .....</b>	<b>125</b>
VI.1) Introduction.....	125
VI.2) Etude et ré-optimisation de la cellule unitaire dans une configuration représentative du véritable environnement réseau.....	126
VI.3) Dimensionnement et réalisation du reflectarray à états figés .....	136
VI.3.A)Choix de la source primaire.....	136
VI.3.B)Dimensions et caractéristiques générales du reflectarray.....	138
VI.3.C)Réalisation du démonstrateur .....	142
VI.4) Procédure de mise en place des cellules et performances du reflectarray à états figés .....	145
VI.4.A)Procédure de mise en place des cellules.....	145
VI.4.B)Performances expérimentales du reflectarray à états figés.....	151
VI.5) Conclusion.....	162
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>165</b>
<b>LISTES DES PUBLICATIONS.....</b>	<b>167</b>
<b>ANNEXE 1.....</b>	<b>169</b>



<b>ANNEXE 2.....</b>	<b>172</b>
<b>ANNEXE 3.....</b>	<b>174</b>
<b>ANNEXE 4.....</b>	<b>178</b>
<b>ANNEXE 5.....</b>	<b>180</b>
<b>ANNEXE 6.....</b>	<b>182</b>
<b>ANNEXE 7.....</b>	<b>184</b>
<b>ANNEXE 8.....</b>	<b>187</b>
<b>ANNEXE 9.....</b>	<b>190</b>
<b>ANNEXE 10.....</b>	<b>191</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>197</b>

# Introduction Générale

## Contexte de l'étude et collaborations

Cette thèse a été effectuée au sein du Département Antennes et Dispositifs Hyperfréquences, Equipe Système Rayonnants Complexes (SRC), de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) sous la direction de Raphaël Gillard, professeur à l'INSA de Rennes (Institut National des Sciences Appliquées), en co-direction avec Ronan Sauleau (professeur à l'Université de Rennes 1). Les travaux ont été également suivis par Cécile Cheymol et Anthony Bellion, tous deux ingénieurs de recherche au CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et par Patrick Potier, docteur, ingénieur à la DGA-MI (Direction Générale de l'Armement-Maitrise de l'Information). Ils émanent de la volonté du CNES et de la DGA d'apporter de nouvelles solutions aux antennes reflectarrays ayant vocation d'assurer des liaisons de Télémétrie Charge Utile en bande X en bipolarisation circulaire simultanée.

Les travaux présentés ici se sont déroulés en continuité de ceux déjà effectués à l'IETR sur les réseaux réflecteurs. On rappelle ci-dessous les thèses récemment soutenues :

- Hassan SALTI, « Outils d'aide à la conception de cellules déphaseuses à base de MEMS - Application à l'optimisation des performances des réseaux réflecteurs reconfigurables », 16 novembre 2010.
- Roger PEREIRA, « Conception d'une cellule déphaseuse active bipolarisation pour réseau réflecteurs en bande X », 7 Janvier 2011.

Notre travail a pour objectif l'étude de cellules déphaseuses en bipolarisation circulaire indépendante, appliquées à la réalisation et à la mesure d'antennes à réseau réflecteur à états figés. Il s'inscrit dans le prolongement direct de la thèse de Roger PEREIRA qui a étudié des cellules à bipolarisation linéaire indépendante.

## Sujet de l'étude

Les antennes à réseaux réflecteur, également appelées reflectarrays, font l'objet de très nombreuses études au niveau international. Elles combinent les atouts des antennes réseaux (profil plat, formation et dépointage du faisceau) et des antennes à réflecteurs (source unique et faible coût de fabrication). Un reflectarray est constitué d'une source primaire placée au-

dessus d'un réseau de cellules contrôlant les propriétés du champ réfléchi. Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut être obtenue de manière électronique en introduisant des éléments actifs dans chacune des cellules. En ce qui concerne le segment satellitaire, l'utilisation de la bipolarisation circulaire est souhaitable car cela permet d'améliorer le débit et d'augmenter sensiblement la robustesse face aux perturbations et à la dépolarisation.

Dans ce contexte, la thèse a pour but l'étude et la conception de cellules unitaires reconfigurables en bipolarisation circulaire indépendante pour des applications de type TM/TC (télémétrie, télécommande, localisation...) en bande X. Un réseau réflecteur à états figés a également été caractérisé.

## Plan de l'étude

Ce manuscrit de thèse s'articule autour de six chapitres :

Le premier chapitre présente le principe général des reflectarrays et définit les diverses notions nécessaires à l'étude des cellules déphaseuses. Les différentes techniques permettant de contrôler leurs phases, particulièrement en polarisation circulaire, sont détaillées. Dans cette partie, nous présentons également les solutions les plus attractives de cellules déphaseuses passives et reconfigurables fonctionnant en polarisation circulaire.

Le second chapitre expose une solution de cellule attractive qui utilise le concept de surface sélective en polarisation circulaire (CPSS). Dans un premier temps, nous décrivons le concept innovant proposé ; il est basé sur une cellule à deux niveaux afin de répondre aux objectifs de l'étude. Dans un second temps, la première couche de la cellule, appelée CPSS est mise en œuvre technologiquement et nous étudions les possibilités de la rendre reconfigurable. Enfin, nous optimisons puis évaluons cette CPSS en simulation, à titre de validation préliminaire.

Le troisième chapitre est consacré à la validation expérimentale de la cellule CPSS. Une procédure de mesure particulière est décrite afin d'extraire les paramètres S intrinsèques aux prototypes réalisés. Par la suite, nous présentons les performances expérimentales de la CPSS en polarisation circulaire, en réflexion et en transmission.

Dans le quatrième chapitre, la CPSS validée antérieurement est associée à une seconde couche afin d'aboutir à la cellule complète en bipolarisation circulaire. La seconde couche qui s'apparente à une cellule mono-polarisation circulaire est d'abord validée numériquement et

expérimentalement. Puis, après une description de la procédure d'optimisation de la cellule complète, nous exposons les performances expérimentales de cette dernière.

Dans le cinquième chapitre, nous étudions la faisabilité de rendre reconfigurable la cellule CPSS. Dans un premier temps, une analyse détaillée est faite afin de choisir le commutateur le mieux adapté. Cette cellule pseudo-active est ensuite optimisée en simulation de manière la plus réaliste possible en prenant en compte toutes les caractéristiques des commutateurs choisis ainsi que la façon de les polariser.

Pour finir, le dernier chapitre est consacré aux différentes étapes de conception, réalisation et mesure d'un démonstrateur de reflectarray à états figés fonctionnant en bipolarisation circulaire.

Enfin, nous effectuons une synthèse des travaux effectués durant cette thèse, et nous dressons les perspectives envisagées.



# I) Chapitre 1 : Etat de l'art

## I.1) Introduction

L'objectif de cette étude est de réaliser une antenne novatrice et performante en bipolarisation circulaire pour des applications de télécommunications satellite en bande  $X$ . Le type d'antenne choisie pour l'étude est une antenne à réseau réflecteur (*reflectarray*). Ce concept combine les avantages des antennes réflecteurs (source unique, pertes réduites) et des antennes réseaux (encombrement réduit, formation et dépointage de faisceau). Dans ce premier chapitre, après avoir décrit le principe général et l'intérêt d'une antenne à réseau réflecteur, ses caractéristiques générales seront détaillées. Ensuite, nous préciserons le choix de l'utilisation de la polarisation circulaire pour les applications spatiales ainsi que les différentes manières de contrôler dynamiquement la phase de ces cellules déphaseuses. Après la description détaillée des différentes techniques permettant de contrôler la phase des cellules déphaseuses et donc permettant une fois celles-ci assemblées, de former et de dépointer le faisceau émis par le *reflectarray*, le principe de déphasage en polarisation circulaire sera expliqué. Pour finir, ce chapitre détaille les différentes cellules déphaseuses pour *reflectarray* fonctionnant en polarisation circulaire que ce soit avec une onde incidente polarisée linéairement ou circulairement. En conclusion, un choix sera fait pour définir la technique la plus adaptée pour la suite de cette étude ainsi que les composants les plus aptes à contrôler dynamiquement la phase de l'onde réfléchie.

## I.2) Description générale des antennes à réseau réflecteur

### I.2.A) Principe d'une antenne à réseau réflecteur

L'antenne à réseau réflecteur, appelée généralement antenne **reflectarray** (désignation anglo-saxonne) intéresse de plus en plus la communauté scientifique car elle offre des performances attrayantes pour les applications spatiales, notamment au niveau du poids, de l'encombrement et de la simplicité de fabrication. L'antenne *reflectarray* découle des antennes à réflecteur et des antennes réseaux comme le montre la Figure 1. Ces deux concepts sont brièvement décrits ci-dessous pour mieux comprendre la naissance du *reflectarray* et son intérêt dans les applications spatiales.

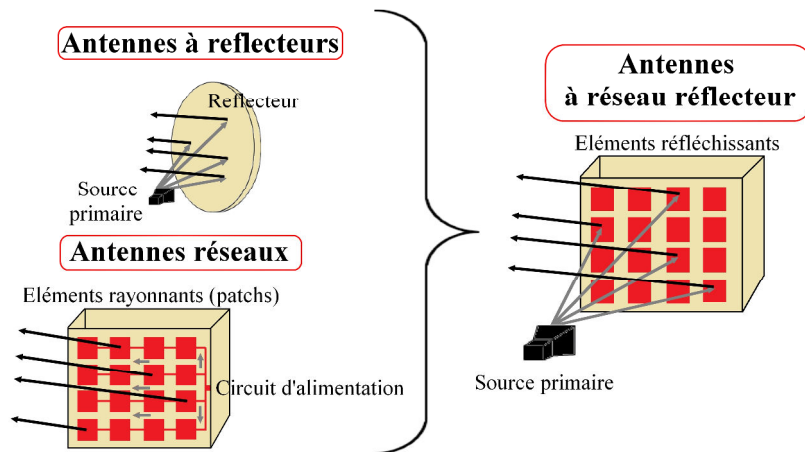


Figure 1: Schéma de principe d'une antenne à réseau réflecteur

○ **Antennes à réflecteurs :**

L'antenne à réflecteur [1], dont le principe est rappelé sur la Figure 1, consiste en une source primaire qui illumine une surface réfléchissante généralement parabolique pour rediriger le faisceau émis dans une direction souhaitée. La forme parabolique permet de concentrer tous les rayons dans une même direction et, en fonction de son orientation, de dépointer le faisceau. Ce concept est largement utilisé dans le domaine du spatial pour des missions de télécommunications ou d'observation [2]-[3]. Son intérêt principal est l'utilisation d'une source unique. Ce concept présente malheureusement des difficultés de réalisation à cause du poids et de l'encombrement du réflecteur. L'utilisation obligatoire d'un dépointage mécanique (vitesse de balayage très faible) est aussi très néfaste pour les applications spatiales. Enfin, si l'obtention de faisceaux directifs est très simple à l'aide d'une parabole, la réalisation de couvertures plus complexes requiert la conception de réflecteurs formés et nécessite la mise en œuvre de technologies coûteuses. Beaucoup d'études ont été réalisées sur ces antennes pour améliorer leurs performances, principalement au niveau du masquage de la source primaire [4].

○ **Antennes réseaux :**

Une antenne réseau [5], dont le principe est aussi rappelé sur la Figure 1, est composée de sources élémentaires généralement réparties sur une surface plane formant un réseau d'éléments dont la phase et l'amplitude sont directement contrôlées par un système de répartition de l'énergie et non plus par la géométrie de l'antenne. Le contrôle électronique permet un balayage rapide du faisceau. L'avantage principal est donc le contrôle indépendant de chaque pondération ce qui permet de maîtriser la direction de l'onde émise et la forme du

faisceau (ou la génération de multiples faisceaux). Beaucoup d'études ont été menées pour améliorer les performances (aux niveaux des pertes et de la complexité) [6]-[7]. Les pertes engendrées lorsque le réseau intègre un grand nombre d'éléments ou travaille à très haute fréquence (coût très élevé des amplificateurs dans ces deux cas) [8]-[9] font que ce concept est mal adapté aux antennes satellites.

Ces deux types d'antennes ont alors donné naissance à l'antenne à réseau réflecteur [10] afin de combiner leurs avantages. En effet, l'antenne reflectarray est composée d'une source primaire qui illumine un réflecteur plan, autrement dit, une surface réfléchissante sur laquelle est positionné un réseau de cellules déphaseuses. Ces cellules vont alors re-rayonner l'énergie émise par la source dans une direction souhaitée. Les propriétés de l'onde réémise sont désormais uniquement commandées par la loi de phase générée par le réseau. Cela permet donc d'éviter la mise en place d'un circuit d'alimentation complexe et dissipatif. De plus, la difficulté concernant la géométrie formée du réflecteur a disparu.

Le concept de reflectarray a été breveté en 1961 par J. S. Duniam [11]. Il fut réellement présenté et introduit à la communauté scientifique en 1963 par D. G. Berry [12]. Par la suite, de très nombreuses études lui ont succédé afin de passer en technologie imprimée et d'obtenir des caractéristiques de plus en plus performantes [13] à [22]. L'antenne présente donc des avantages importants pour les applications spatiales comme le montre la Figure 2.

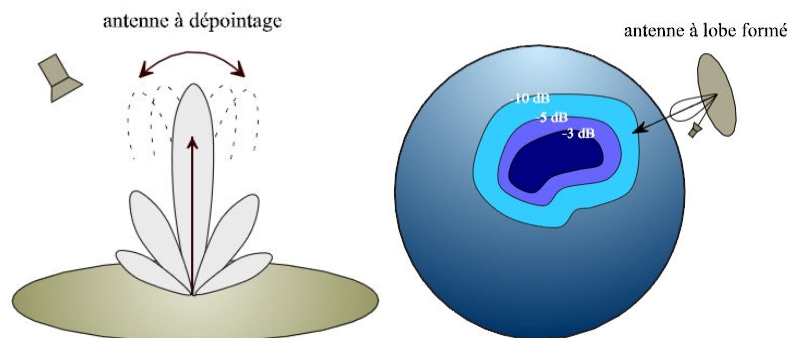


Figure 2 : Exemples d'applications spatiales des antennes reflectarray [23]

La surface réfléchissante est paramétrable et le réseau peut être plan ou conformé. De ce fait, l'encombrement et le poids peuvent être améliorés. Le diagramme rayonné est contrôlé par la loi de phase, de façon passive [24] ou active (commandable dynamiquement) [25] à [27]. La loi de phase générée peut, par exemple, être utilisée pour générer un diagramme de rayonnement à lobe formé ce qui est indispensable pour assurer des couvertures au sol complexes.



## I.2.B) Caractéristiques générales d'une antenne reflectarray

Ce paragraphe a pour objectif de présenter les caractéristiques générales d'une antenne reflectarray afin de mieux comprendre son fonctionnement. Son principe et sa forme générale sont représentés sur la Figure 3. L'antenne est composée d'une source primaire qui illumine un réseau de cellules déphaseuses. Ces cellules vont alors re-rayonner l'énergie provenant de la source primaire. Si tous les éléments sont identiques, les rayons réémis ne seront pas en phase car les chemins 'optiques' entre la source primaire et chaque élément du réseau sont différents. Ces trajets sont notés  $D_0, D_1, D_2, \dots, D_n$ . Ainsi, le champ incident issu de la source primaire arrive sur les éléments rayonnants avec un déphasage égal à  $\phi_i^{inc} = -2\pi D_n / \lambda_o$ .

A titre d'exemple, pour un re-rayonnement dans l'axe, on doit alors appliquer un déphasage égal à  $-\phi_i^{inc}$  sur chaque cellule  $i$ . De ce fait, il est important que chaque cellule déphaseuse puisse couvrir une gamme de phase de  $360^\circ$  afin de compenser n'importe quelle valeur  $\phi_i^{inc}$ . Par la suite, il suffira ensuite d'ajouter à cette compensation de phase initiale, une loi de phase 'fonctionnelle' (comme on le fait classiquement pour les antennes réseaux) pour réaliser des dépointages ou des lobes formés. Les caractéristiques générales et les solutions de cellules déphaseuses sont décrites en détails dans la seconde partie de ce chapitre.

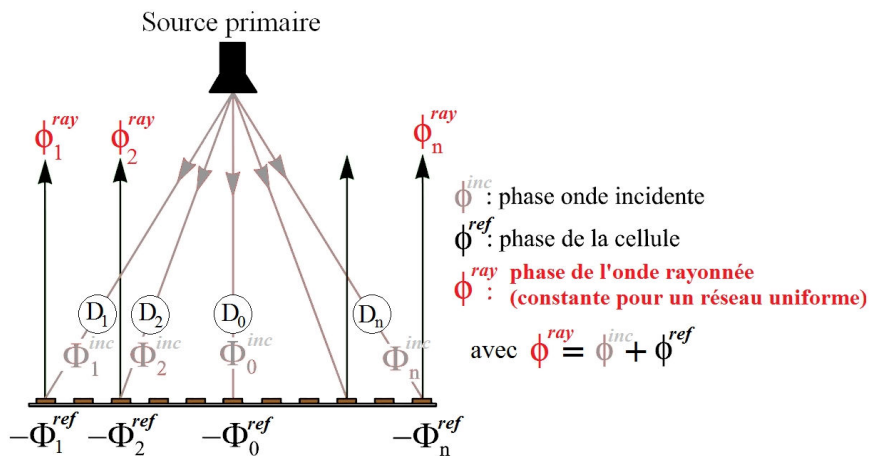


Figure 3 : Description du fonctionnement d'une antenne reflectarray

La conception d'un reflectarray nécessite la résolution de trois problèmes majeurs :

- **Le choix de la source primaire et de son positionnement**
- **Le choix de la forme générale du réseau et de l'écart entre cellules**
- **Le choix et la conception des cellules déphaseuses.**

De manière à faciliter la compréhension de ce manuscrit, on rappelle ici certaines notions de base nécessaires à la compréhension et à l'étude des antennes reflectarray.

Premièrement, **la bande passante** d'une antenne reflectarray résulte essentiellement de la bande passante de la cellule unitaire et de la bande passante de la source primaire. La principale limitation est apportée par la cellule unitaire [28]. En effet, chaque cellule doit être en capacité de compenser la dispersion en fréquence des retards, surtout si l'on utilise de grands reflectarrays (rapport  $f/D_o$  petit,  $f$  représentant la distance entre la source primaire et la surface réfléchissante et  $D_o$  correspondant à la taille physique de cette dernière) [29]-[30].

Ensuite, un point important est le choix de la source primaire. Plusieurs éléments sont à prendre en compte : le choix de la directivité de la source pour éclairer correctement le réflecteur (pour déterminer l'apodisation ou débordement), sa polarisation, et le masquage vis-à-vis du réseau réflecteur. Les points primordiaux sont l'apodisation et le masquage de la source vis-à-vis du réseau. En effet, un compromis est à faire car si l'on veut une source directive pour diminuer le débordement, le problème de masquage sera d'autant plus grand. Différentes solutions sont possibles pour faciliter ce compromis, par exemple, placer la source 'en offset' [32].

## **I.3) Caractéristiques générales des cellules déphaseuses des antennes reflectarray**

### **I.3.A) Notions de base des cellules déphaseuses**

Dans cette partie, afin de comprendre le principe de base des cellules déphaseuses, différentes solutions (basiques) en technologie imprimée, existantes dans la littérature, sont présentées.

#### **I.3.A.i) Contrôle du déphasage par modification de la taille des éléments rayonnants**

Comme illustré sur la Figure 4, une solution pour déphaser l'onde incidente peut être réalisée en modifiant la taille de l'élément rayonnant. La phase de l'onde incidente réfléchi par un patch sera modifiée en fonction des dimensions de ce dernier [33] à [35]. Il est bien connu que le fait de diminuer ou d'augmenter la taille du patch va respectivement entraîner une augmentation ou une diminution de la fréquence de résonance, ce qui va modifier la

phase re-rayonnée. Il est malheureusement difficile de couvrir  $360^\circ$  de phase avec ce type de solution [33]-[34].

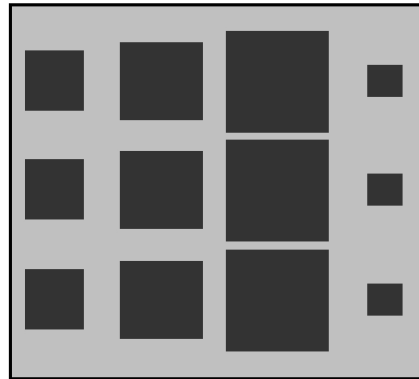


Figure 4: Contrôle du déphasage par modification de la taille de l'élément rayonnant

Pour couvrir des gammes de phase réfléchie largement supérieures à  $360^\circ$ , une solution possible est d'utiliser une structure multicouche [36]-[37]. Un réseau de patch est alors gravé sur différentes couches de substrat. De ce fait, plusieurs cellules déphaseuses sont positionnées les unes en dessous des autres. Cela permet de séparer les fréquences de résonance de chaque patch et donc de les faire résonner les uns après les autres. Malheureusement, les solutions multicouches ont un coût de production plus élevé et sont difficiles à mettre en œuvre technologiquement (gestion des problèmes thermiques, notamment pour les applications spatiales).

### I.3.A.ii) Contrôle du déphasage à l'aide de stubs

L'utilisation de stubs est une solution permettant de réaliser facilement des cellules déphaseuses fonctionnant en polarisation linéaire. Comme montré sur la Figure 5a, il suffit de rajouter un tronçon de ligne à l'élément rayonnant [38] à [40] (type patch par exemple). Le déphasage de l'onde incidente correspond à environ deux fois la longueur électrique de la ligne (ou stub) rajoutée car l'onde reçue sur l'élément rayonnant va être transmise vers cette ligne puis va subir une réflexion sur le circuit ouvert ou sur le court-circuit en bout de ligne avant d'être re-rayonnée. De ce fait, la longueur du stub contrôle facilement le déphasage de l'onde incidente polarisée linéairement. Evidemment, pour une application en bipolarisation linéaire, il suffit de placer deux stubs sur deux côtés adjacents du patch, comme montré sur la Figure 5b.

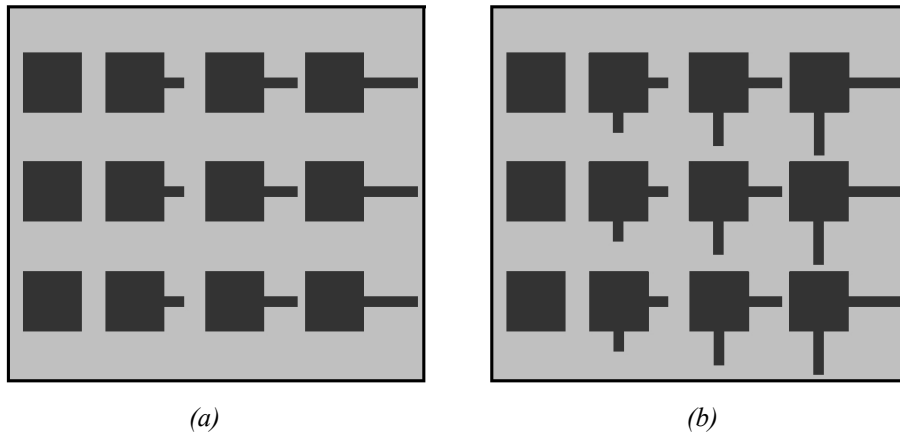


Figure 5: Contrôle du déphasage à l'aide de stubs : a. Polarisation linéaire. b. Bipolarisation linéaire

La limitation principale de cette technique est principalement la limitation en bande passante des stubs. Leurs longueurs peuvent également devenir trop encombrantes si on veut pouvoir réfléchir l'onde incidente avec une gamme de phase élevée.

Une solution récente pour améliorer la bande passante est de combiner cette solution (à base de stubs) avec la technologie multicouche [41]. Dans ce cas, le patch est couplé par une fente (située dans le plan de masse) avec un stub implanté en face arrière du circuit. Le problème de l'encombrement est alors résolu car le stub est en dehors de la surface rayonnante. Les performances en bande passante sont bonnes mais le fait que cette solution utilise la technologie multicouche amène une complexité et un coût de réalisation non négligeable.

### I.3.A.iii) Contrôle du déphasage par modification de l'épaisseur du substrat

Une autre solution, comme montré dans [42], est basée sur des substrats multicouches et donc sur des éléments rayonnants placés à une distance variable du plan de masse afin de déphaser l'onde incidente. En effet, l'épaisseur du substrat influence fortement le déphasage de l'onde incidente lorsque la distance entre l'élément rayonnant (type patch par exemple) et le plan de masse varie. La phase va alors dépendre de la profondeur à laquelle est imprimé cet élément ce qui va permettre d'obtenir des gammes de phase importantes. La limitation de cette solution est principalement la difficulté de reconfigurabilité et de l'utilisation d'épaisseurs de substrats conséquentes.

### I.3.A.iv) Contrôle du déphasage à l'aide d'un patch chargé par une fente

Une autre solution de cellule déphaseuse est présentée sur la Figure 6. Elle est composée d'un patch de taille  $x \times y$  et d'un plan de masse placé sous le substrat diélectrique. Une fente de

dimensions  $a \times b$  est placée au centre du patch. L'ouverture de la fente vient perturber le trajet des courants électriques sur la surface du patch. Par exemple, quand la fente s'ouvre, les courants contournent la fente, ce qui permet de rallonger artificiellement la longueur résonnante de la cellule [43]-[44]. Cette cellule possède un comportement très proche de celui d'un patch à longueur variable. Le choix de placer une fente de dimension variable est judicieux surtout pour rendre reconfigurable cette cellule [45]-[46]. En effet, une fente est adaptée à l'intégration de composants commutables.

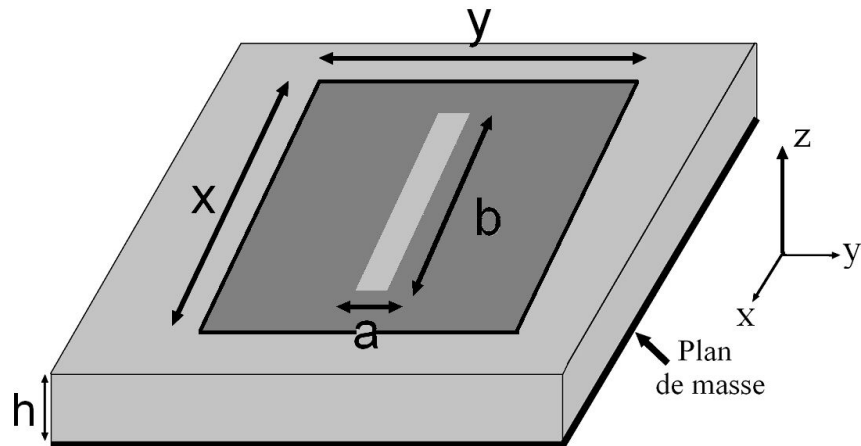


Figure 6 : Cellule simple patch chargée par une fente

### I.3.A.v) Contrôle du déphasage par rotation de l'élément rayonnant

Une solution classique (principe de Fox), réservée pour la polarisation circulaire, consiste à effectuer un changement de phase par la rotation des éléments rayonnants [47], comme le montre la Figure 7. Ce principe a été utilisé et validé pour les antennes reflectarrays [48] à [50]. La rotation physique d'un élément rayonnant d'un angle  $\psi$ , permet de fournir un déphasage proportionnel à l'angle de rotation  $\psi$ . Pour une rotation physique de  $\psi$ , le déphasage vaut  $+2\psi$  ou  $-2\psi$  respectivement pour une polarisation circulaire droite ou gauche. La démonstration de ce principe est décrite dans la Partie 2.c de ce chapitre. Comme montré sur la Figure 7, pour renvoyer une polarisation circulaire, un unique patch muni de deux stubs peut être utilisé [48]. Les performances en bande passante, en niveau de polarisation croisée et en gamme de phase réfléchie sont très bonnes.

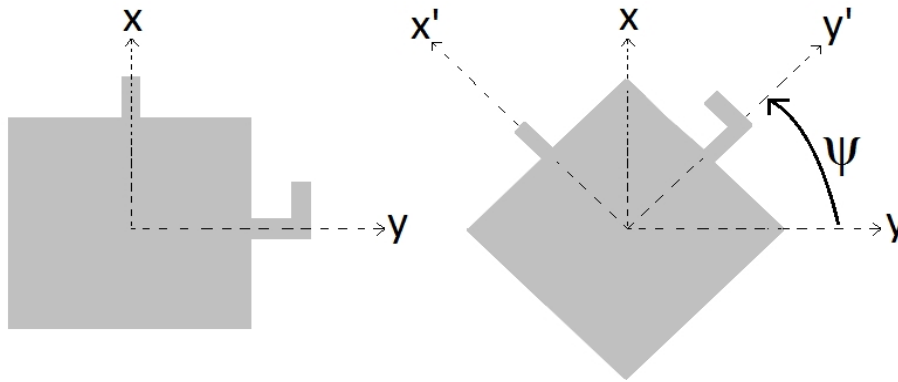


Figure 7: Contrôle du déphasage par rotation de l'élément réfléchissant

Pour conclure, la technique la plus adaptée pour réfléchir et déphaser l'onde incidente polarisée circulairement est le contrôle du déphasage par rotation de l'élément réfléchissant. En effet, cette technique permet d'utiliser des éléments identiques qui résonnent à la même fréquence. Cette similarité offre une bande passante plus large vis-à-vis des autres techniques.

### **I.3.B) Contrôle dynamique de phase**

Un des atouts principal d'un reflectarray est de pouvoir faire évoluer dynamiquement le réseau afin de commander le rayonnement de l'antenne. Cette partie présente brièvement différentes solutions et concepts permettant de contrôler dynamiquement la phase réfléchie des cellules déphaseuses [10]-[49]. Ci-dessous, cinq exemples de contrôle dynamique sont présentés, en fonction de leurs avantages et inconvénients pour des applications spatiales.

#### **I.3.B.i) Contrôle mécanique**

Le contrôle de la phase peut être réalisé en permettant à certains éléments de la surface réfléchissante de subir un mouvement en utilisant des actionneurs mécaniques. Comme montré dans [49], des actionneurs peuvent être utilisés pour déplacer des surfaces sélectives en fréquence (FSS) qui se chevauchent sur deux couches distinctes. Une autre solution de contrôle mécanique est de modifier la permittivité effective [51]. Dans cet article, un barreau de diélectrique se déplace à l'aide de moteurs. De ce fait, lorsque le barreau de diélectrique tourne, le patch placé au-dessus va avoir une phase réfléchie proportionnelle à l'angle de rotation du barreau car la longueur électrique entre le patch et le plan de masse change. Ce contrôle est malgré tout complexe à mettre en œuvre pour des réseaux de grandes tailles, il semble donc peu approprié à des applications spatiales.

### **I.3.B.ii) Contrôle à l'aide de diodes PIN ou de transistors FET**

De multiples cellules déphaseuses utilisent des technologies déjà matures à base de composants semi-conducteurs pour la reconfigurabilité. Différentes cellules seront présentées et détaillées dans la Partie 3. Par exemple, dans [52], une cellule comportant plusieurs dipôles en forme d'étoile a été étudiée avec des fonctions de commutations réalisées à l'aide de FET. Ces interrupteurs permettent de court-circuiter ou non les dipôles, ce qui va déphaser l'onde réfléchiée par cette cellule (rotation de l'élément réfléchissant).

Les diodes PIN sont aussi largement utilisées pour les cellules à reflectarray. Dans [49], des diodes PIN sont mises en place afin d'activer ou non des stubs disposés radialement autour d'une antenne patch circulaire, ce qui va permettre de déphaser l'onde incidente polarisée circulairement. Une cellule déphaseuse active plus complexe fonctionnant en bipolarisation linéaire a aussi été validée expérimentalement dans [53] avec cette technologie.

Ces solutions de contrôle dynamique sont fiables et généralement peu coûteuses. Les limitations sont malgré tout importantes au niveau des pertes à hautes fréquences et au niveau de la consommation d'énergie.

### **I.3.B.iii) Contrôle à base de MEMS**

Les MEMS (Microelectromechanical systems), autrement dit les systèmes micro électromécaniques, sont très étudiés dans le domaine des radiofréquences [54]-[55]. Les MEMS sont des éléments de commutation qui remplissent la même fonction que les diodes PIN ou les transistors FET (utilisés en interrupteur) mais leur utilisation améliore les performances au niveau de la consommation et des pertes [54]. La structure d'un MEMS, représentée sur la Figure 8 sous sa forme la plus simple, ressemble à 'un pont' (il existe aussi des variantes sous forme de 'poutre'). Il est dans ce cas basé sur une technologie de type membrane, abaissée ou non par une activation électrostatique. Il est en position haute par défaut, ce qui signifie que le courant ne passe pas. Ce type de commutateur offre des avantages importants tels que sa consommation, les faibles pertes générées, sa compacité, sa compatibilité avec les circuits intégrés (utilisation du silicium) et la faible distance entre les éléments (ce qui permet de réduire les effets capacitifs). En contrepartie, cette technologie présente encore des problèmes de fiabilités [56]. Les MEMS sont envisagés pour la reconfigurabilité des cellules déphaseuses pour reflectarray, comme montré par exemple dans [57] pour un fonctionnement en polarisation circulaire.

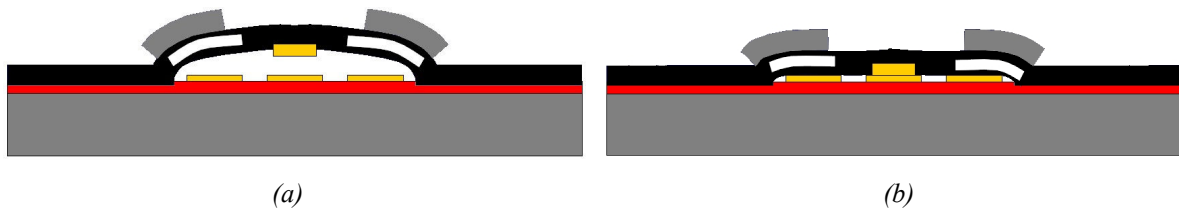


Figure 8 : Représentation schématique d'un MEMS à contact métallique. a. Position élevée: MEMS OFF. b. Position abaissée: MEMS ON

### I.3.B.iv) Contrôle à l'aide de diodes varactors

Comme le montre la Figure 9, la modification de la fréquence de résonance d'un patch peut-être réalisée en chargeant ses côtés avec des capacités variables de type varactor [58]. Ce principe peut être utilisé pour les réseaux réflecteurs [59] car la phase réfléchi va dépendre de la polarisation de cette diode. Cette technique de déphasage est très simple d'utilisation, principalement pour des cellules déphaseuses fonctionnant en polarisation linéaire. La limitation principale de cette technique est la faible précision sur le contrôle de la capacité de la diode.

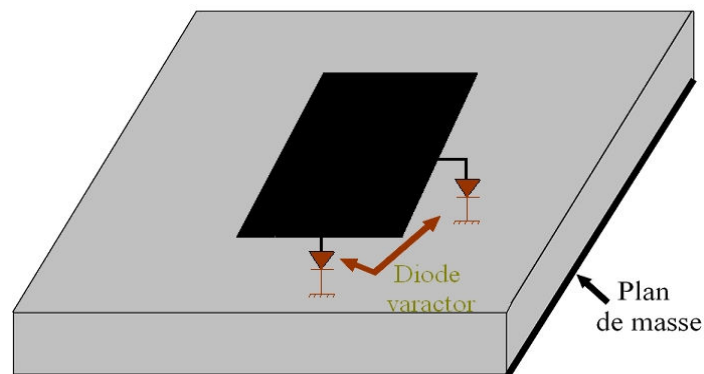


Figure 9: Contrôle de la phase réfléchi à l'aide de diodes varactors

### I.3.B.v) Contrôle à l'aide de matériaux magnétique ou ferroélectrique

Les matériaux ferroélectriques comme par exemple le BST (Barium Strontium Titanate), font l'objet de nombreuses études pour la réalisation de fonctions agiles aux fréquences micro-ondes. Ces matériaux ont des propriétés diélectriques modifiables sous l'action d'un champ électrique dont la commande est facilement intégrable sur des dispositifs planaires. Ces matériaux ont donc été étudiés et utilisés pour des cellules déphaseuses comme montré dans [49]. Dans cet article, la modification de phase est réalisée à l'aide d'un film ferroélectrique. La cellule est composée d'un patch imprimé connecté à deux stubs orthogonaux situés sur le film ferroélectrique. En appliquant une tension continue entre les deux extrémités des stubs, la



phase renvoyée par chaque élément est modifiée car cette tension produit une modification de la constante diélectrique de la couche de ferroélectrique. Les points forts de ce type de contrôle dynamique sont principalement les faibles pertes générées. Par contre, ce type de contrôle n'est pas adapté aux applications spatiales à cause du poids et de l'utilisation obligatoire de hautes tensions.

### **I.3.B.vi) Contrôle à base de plasma ou à base de cristaux liquides**

Des nouveaux contrôles de phase sont actuellement en développement. Dans [49], il est montré la possibilité de contrôler la phase réfléchie à l'aide de plasma. Dans [49] et [60], ce sont des cristaux liquides qui sont utilisés pour faire varier la phase réfléchie de l'élément rayonnant. Ces solutions sont intéressantes mais elles conduisent pour le moment à des structures relativement complexes et volumineuses ainsi qu'à un temps de commutation important.

Pour conclure, les solutions de contrôle dynamique présentées dans cette section peuvent permettre de réaliser des structures dont le rayonnement peut être modifié par un contrôle électrique ou mécanique d'un paramètre de la cellule. Les interrupteurs de types diode PIN ou MEMS semblent les plus prometteurs pour des applications spatiales. Ces solutions présentent l'intérêt d'être facilement implantables sur des éléments rayonnants pour reflectarrays. Ce manuscrit décrira différentes solutions de contrôle dynamique utilisant ces deux technologies et un choix sera fait en fonction de leurs caractéristiques générales et des performances associées.

### **I.3.C) Principe de déphasage en polarisation circulaire par rotation de l'élément rayonnant**

Le principe de déphasage d'une polarisation circulaire par rotation des éléments est présenté plus en détails dans cette partie car il sera directement utilisé par la suite. On rappelle que la polarisation est dite circulaire si l'extrémité du vecteur champ électrique en un point de l'espace décrit un cercle en fonction du temps lorsque l'onde se propage. L'onde plane à polarisation circulaire peut être considérée comme la somme de deux ondes planes à polarisation linéaire. Les champs électriques sont d'égales amplitudes, perpendiculaires l'un à l'autre et déphasés de 90 degrés. Par convention, la polarisation circulaire est dite '*gauche*' si, pour l'observateur qui regarde l'onde qui s'éloigne, 'le vecteur polarisation' tourne dans le sens trigonométrique, et inversement pour la polarisation circulaire dite '*droite*'. L'intérêt

principal de la polarisation circulaire est l'augmentation de la robustesse face aux perturbations (dépolariation, trajets multiples) et, plus généralement l'amélioration de la réception en mobilité. Dans notre cas, la bipolarisation circulaire permettrait en plus de doubler le débit en offrant deux canaux de transmission orthogonaux.

Afin de bien comprendre le fonctionnement d'une cellule déphaseuse en polarisation circulaire, il faut observer ce qui se passe sur un élément constitué d'un dipôle de taille  $\lambda/2$  (orienté selon  $x$  ici) placé à une distance de  $\lambda/4$  d'un plan de masse comme le montre la Figure 10:

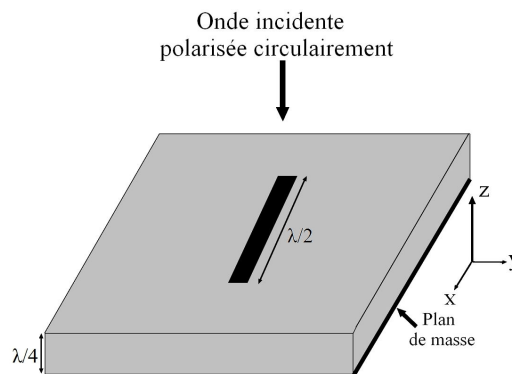


Figure 10: Cellule constituée d'un dipôle au dessus d'un plan de masse

On considère une onde incidente polarisée circulairement avec une composante selon l'axe  $x$  et une composante selon l'axe  $y$ . La réflexion de la composante selon  $x$  se fait sur le dipôle, avec un coefficient de réflexion de  $-1$  (réflexion sur un conducteur parfait). La réflexion de la composante  $y$  se fait sur le plan de masse (coefficient de réflexion de  $-1$  également). Ramené dans le plan du dipôle, ce coefficient de réflexion vaut  $+1$  à cause de la transformation d'impédance apporté par le substrat  $\lambda/4$ .

Dans ce cas, une onde polarisée circulairement incidente sur cet élément se trouve renvoyée avec la même polarisation. Afin de diriger le faisceau de l'onde réfléchi par le réseau réflecteur, il faut contrôler la phase des éléments du réseau. Ce contrôle s'opère en appliquant des rotations aux éléments du réseau réflecteur comme le montre la Figure 11:

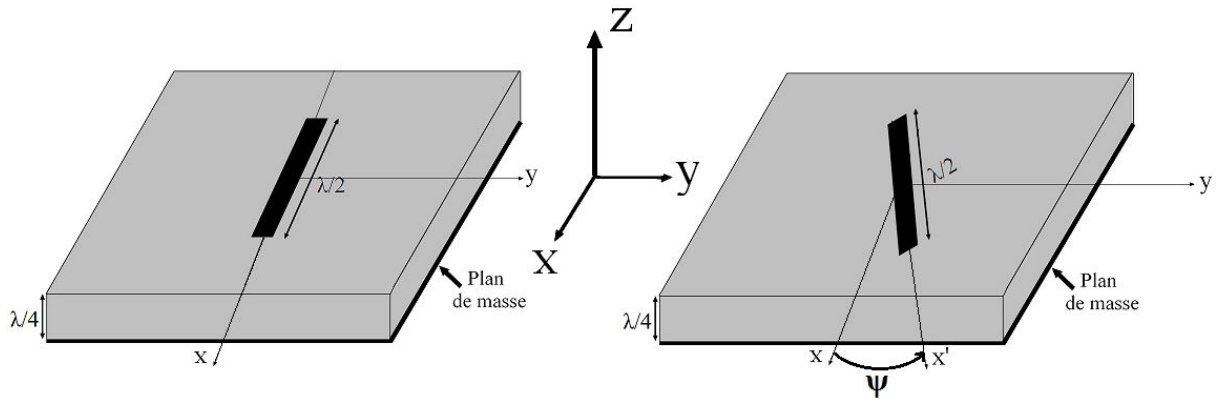


Figure 11: Cellule constituée d'un dipôle ayant subi une rotation de  $\psi$

Comme démontré dans [49] et [55] ('le principe de Fox'), la phase renvoyée par le dipôle ayant subi une rotation est de plus ou moins  $2\psi$  selon l'orientation de la polarisation circulaire. Les équations démontrant ce principe sont décrites dans [55]. Le Tableau 1 résume le principe de Fox autrement dit, le principe de déphasage d'une polarisation circulaire par rotation d'un élément réfléchissant.

Polarisation de l'onde incidente	Rotation subie par le dipôle	Polarisation de l'onde réfléchie	Phase de l'onde réfléchie
RHCP	$\Psi=0$	RHCP	$\Phi$
LHCP	$\Psi=0$	LHCP	$\Phi$
LHCP	$\Psi$	LHCP	$\Phi - 2\Psi$
RHCP	$\Psi$	RHCP	$\Phi + 2\Psi$

Tableau 1: Principe de déphasage d'une polarisation circulaire par rotation de l'élément réfléchissant

La rotation de  $\psi$  d'un dipôle permet donc de déphaser l'onde réfléchie de  $2\psi$  par rapport à l'onde réfléchie par un dipôle n'ayant pas subi de rotation.

De multiples travaux, en polarisation circulaire, présentés dans la partie suivante ont été effectués pour contrôler la loi de phase appliquée sur le réseau constituant le reflectarray.

## I.4) Cellules déphaseuses en polarisation circulaire

Ce paragraphe présente un état de l'art des cellules déphaseuses fonctionnant en polarisation circulaire. Il est divisé en trois parties. Une première Partie (Partie 4.a) présentera des cellules déphaseuses passives fonctionnant en polarisation circulaire pour une onde incidente polarisée linéairement. Il faudra alors faire en sorte de déphaser les deux polarisations linéaires de  $90^\circ$  de manière à réfléchir une polarisation circulaire. Ensuite, la Partie 4.b présentera des cellules déphaseuses passives permettant de réfléchir une

polarisation circulaire incidente (ce qui sera le cas dans ce manuscrit). Pour finir, plusieurs cellules actives fonctionnant en polarisation circulaire seront décrites dans la Partie 4.c. On verra que le principe est généralement le même que pour les cellules passives mais en y ajoutant des éléments actifs de contrôle.

#### I.4.A) Cellules passives avec onde incidente polarisée linéairement

La structure la plus simple à mettre en œuvre et à comprendre est visualisée sur la Figure 5b. Elle est composée d'un patch carré et de deux stubs orthogonaux [10]. Si la polarisation incidente est polarisée selon la diagonale, il faut simplement jouer sur la différence de longueur des stubs pour introduire un déphasage de  $90^\circ$  entre les composantes orthogonales du champ électrique de manière à obtenir en réflexion une polarisation circulaire. Ensuite, il suffit de jouer sur la longueur absolue des stubs pour faire varier la phase de l'onde réfléchie.

Cette cellule est simple à mettre en œuvre mais la présence des stubs présente plusieurs inconvénients tels que l'augmentation de la polarisation croisée, l'augmentation de l'encombrement (pour obtenir une gamme de phase élevée) et une faible bande passante. Afin de supprimer ces inconvénients, l'utilisation de patches à taille variable sans stub est proposée [61] à [63] comme le montre la Figure 12. Cet élément permet de convertir une onde polarisée linéairement en une onde polarisée circulairement en réflexion avec une phase dépendante de la longueur  $L_x$  et  $L_y$  du patch.

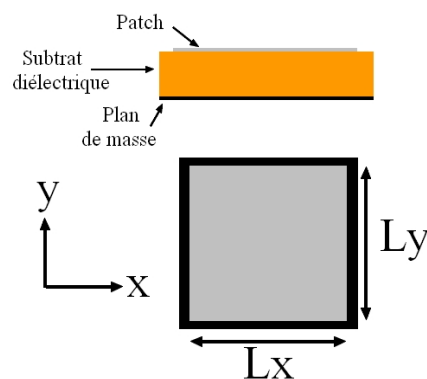


Figure 12: Élément type patch avec longueur  $L_x$  et  $L_y$  variable

Comme montré dans [63], le ratio  $L_x/L_y$  contrôle la génération de la polarisation circulaire réfléchie. Ensuite, ces dimensions sont ajustées afin d'obtenir la phase souhaitée. Une fois les dimensions optimisées, et si l'excitation de l'élément est appliquée selon la diagonale du patch, une bande passante de 11% peut-être obtenue [63]. Le sens de la polarisation circulaire renvoyée va dépendre du déphasage électrique de  $\pm 90^\circ$  entre  $L_x$  et  $L_y$ . L'inconvénient principal

de cette technique est l'encombrement (pour obtenir une gamme de phase élevée), la grande difficulté de la rendre reconfigurable et la forte sensibilité à l'angle d'incidence.

Afin d'augmenter la bande passante, des structures multicouches existent [64]. Deux éléments rectangulaires sont donc placés sur deux couches différentes. Le patch de la couche supérieure est plus petit que celui de la couche inférieure mais garde le même ratio entre les deux dimensions du patch (comportement large bande). L'excitation se fait à nouveau à l'aide d'une polarisation linéaire à 45 degrés vis-à-vis de l'axe  $x$  et  $y$  et une différence électrique de  $90^\circ$  sera apportée par la différence de taille des côtés du rectangle afin de réfléchir une polarisation circulaire. Les performances sont très intéressantes, le niveau de polarisation croisée est relativement faible et une bande passante de 14% est atteinte dans l'article. La grande limitation de cette structure est la sensibilité de la phase réfléchie à l'angle d'incidence. De plus, comme pour les cellules précédentes, si on veut obtenir une gamme de phase élevée, l'encombrement deviendra important. Afin de garantir un encombrement limité et une gamme de phase élevée, plusieurs cellules utilisant des éléments rayonnants plus complexes existent en utilisant une technique similaire [61]-[62]-[65]. Des larges bandes passantes peuvent être obtenues, jusqu'à 20% [65].

Des cellules déphaseuses plus spécifiques ont également été conçues pour fonctionner en double bande de fréquences. Par exemple, la Figure 13 décrit le principe d'un reflectarray optimisé pour fonctionner autour de 20 GHz et autour de 30 GHz [66]. La cellule est composée de deux dipôles croisés imprimés au dessus d'un plan de masse. Ils sont illuminés à nouveau par une onde polarisée linéairement, rayonnée à l'aide d'un cornet pyramidal, incliné à  $45^\circ$  par rapport à l'élément. La phase de l'onde réfléchie est obtenue en modifiant la longueur des dipôles. De plus, le rapport des longueurs doit être ajusté de manière à obtenir  $90^\circ$  de phase entre les champs rayonnés par chacun des dipôles. Deux cellules de taille différentes sont imbriquées pour obtenir le fonctionnement bi-bande. Dans cette cellule [66], la largeur des dipôles est de 1mm afin d'éviter tout chevauchement entre les éléments de la cellule. Les gammes de phase sont de  $310^\circ$  et de  $270^\circ$  respectivement pour chaque bande de fréquence (20 GHz et 30 GHz). La bande passante est de l'ordre de 7%.

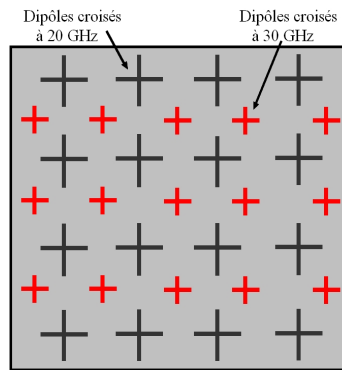


Figure 13: Cellule constituée de dipôles croisés imprimés sur deux couches différentes

Une solution pour augmenter la bande passante de ce type de cellule est d'utiliser des patches rectangulaires et des fentes en croix dipolaires (dans le plan de masse) de différentes tailles comme dans [67]. Le principe est globalement le même que précédemment mais la bande passante est meilleure. La phase de l'onde réfléchie en polarisation circulaire va dépendre de la longueur des fentes en croix. La bande passante est ici autour de 10% ( $f_0=30$  GHz) [67].

#### I.4.B) Cellules passives avec onde incidente polarisée circulairement

Dans cette Partie, l'onde incidente est polarisée circulairement et l'élément rayonnant devra donc re-rayonner cette onde avec la même hélicité. La technique de base est représentée sur la Figure 14 et est démontrée dans [68]. Elle consiste à contrôler la phase réfléchie par l'angle de rotation  $\psi$  de l'élément réfléchissant (un patch avec deux stubs dans cet exemple). Les deux stubs doivent avoir une longueur différente permettant d'obtenir un déphasage de  $180^\circ$  entre les deux composantes linéaires de la polarisation circulaire, ce qui apportera ensuite la même polarisation en réflexion qu'en incidence.

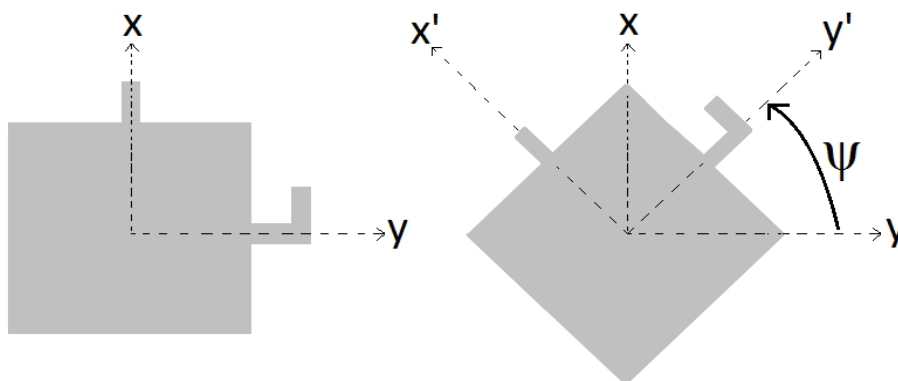


Figure 14 : Contrôle du déphasage par rotation de l'élément réfléchissant

Il est important de noter qu'avoir une onde incidente en polarisation circulaire permet d'utiliser le même motif pour toutes les cellules, ce qui améliore les niveaux des lobes secondaires, la réjection de la polarisation croisée et le comportement en bande passante. De plus, étant donné que la phase réfléchie dépend de l'angle de rotation, la gamme de phase couvre intégralement les  $360^\circ$  nécessaires.

Afin d'obtenir des éléments avec une taille plus compacte, une grande bande passante et une bonne réjection de polarisation croisée, différentes structures fonctionnant sur le même principe (expliqué dans la partie 3c) ont été proposées. Par exemple, une solution est d'utiliser une structure de type fente annulaire court-circuitée [69]. Il existe aussi des cellules utilisant des patches carrés coupés en différents points [70] ou des anneaux rayonnants [71] placés au-dessus d'un plan de masse afin d'améliorer les performances. Il est aussi possible d'utiliser des anneaux rayonnants avec des gaps [72]-[73] afin d'éviter la dépolarisation (Figure 15). La Figure 15b montre qu'il est aussi possible de placer au milieu de l'anneau rayonnant un dipôle [72] ou plusieurs dipôles de chaque côté de cet anneau [74] afin d'améliorer la bande passante et l'isolation entre les composantes. Toutes ces études ont permis d'obtenir des bandes passantes de l'ordre de 15% [75] voire même de 18% si la forme générale de l'élément de type anneau est complexifiée puis optimisée [72].

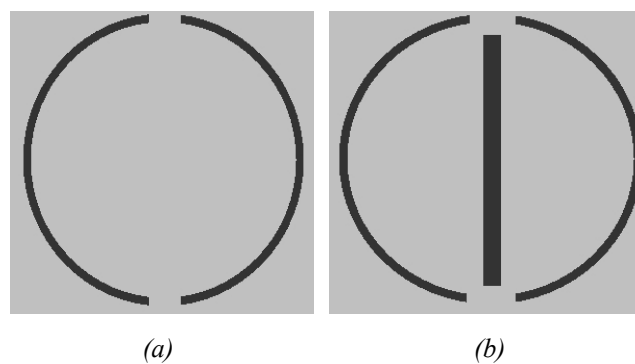


Figure 15: Cellule déphaseuse en polarisation circulaire : a. Anneau rayonnant avec gap [72]. b. Anneau rayonnant avec gap et dipôle [72].

Comme pour la partie précédente, on notera que plusieurs topologies de ces cellules autorisent un fonctionnement en bipolarisation circulaire en travaillant sur deux bandes distinctes. Dans [76] et dans [77], des éléments de type anneau rayonnant sur une première couche sont combinés avec des anneaux (optimisés sur une nouvelle bande de fréquence) sur une seconde couche. La distance entre ces deux couches et le plan de masse est ensuite optimisée afin d'obtenir la même hélicité en réflexion et garder le fonctionnement multi-bandes. De plus, il est possible d'obtenir une cellule fonctionnant sur trois bandes de

fréquence en utilisant cette fois-ci une seule couche d'éléments rayonnants [78]. Comme le montre la Figure 16, différents éléments rayonnants sont placés sur une même couche de manière à ce que chacun résonne dans sa bande de fréquence et que les autres éléments soient transparents à cette fréquence. Dans ce cas, il est possible de faire de la bipolarisation circulaire mais en utilisant des fréquences différentes pour les polarisations gauche et droite.

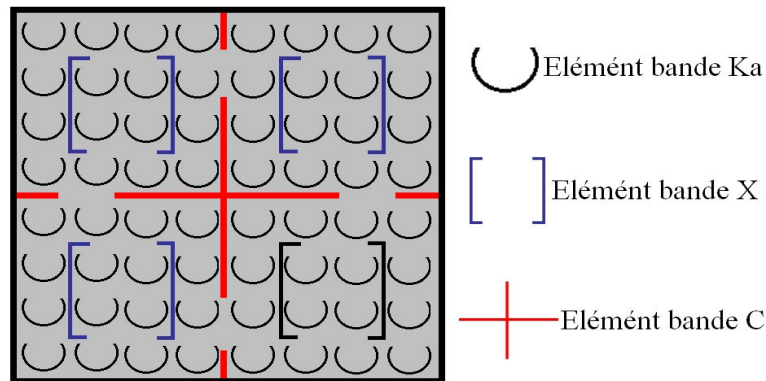


Figure 16: Cellule déphaseuse tri-bandes en polarisation circulaire

#### I.4.C) Cellules actives avec onde incidente polarisée circulairement

Cette Partie présente des cellules déphaseuses actives pour lesquelles des interrupteurs de type diodes PIN, MEMS ou des varactors sont disposés sur l'élément rayonnant. Ces solutions actives vont alors permettre de réaliser des structures dont le rayonnement peut être modifié par le contrôle électrique de la cellule.

Une des premières structures actives dans le domaine des reflectarrays permettant de réfléchir une polarisation circulaire est l'élément généralement appelé 'spiraphase' [79]-[80]. Cet élément est une spirale comportant plusieurs bras et ayant une phase commutable à l'aide de diodes PIN. La 'spiraphase' est équivalente à deux dipôles orthogonaux [79]. L'activation de l'un de ces 'dipôles' s'effectue en rendant l'une des deux diodes passante (l'autre restant bloquée). Comme le montre la Figure 17, les deux dipôles sont décalés angulairement de  $90^\circ$  l'un par rapport à l'autre. En vertu du principe de Fox, la commutation de l'un à l'autre permet donc d'obtenir un déphasage de  $180^\circ$ . Ce concept est intéressant mais il présente plusieurs limitations telles qu'un nombre d'états de phase très réduit et la difficulté de faire fonctionner la cellule sous incidence oblique.



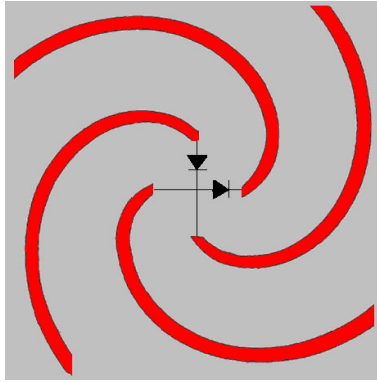


Figure 17: Cellule déphaseuse type 'spiralphase' à deux bras

Notons que beaucoup de cellules déphaseuses reconfigurables (particulièrement pour la polarisation linéaire) ont été étudiées en utilisant un contrôle dynamique à l'aide de diodes PIN [53]-[81] à [84]. En polarisation circulaire, un exemple de cellule s'appuyant sur l'utilisation de diodes PIN pour déphaser l'onde incidente polarisée circulairement est montré dans [85]. Cet élément est basé sur un réseau de huit fentes placées autour d'une fente annulaire. A chaque instant, une seule fente n'est pas court-circuitée. Ainsi le motif est considéré comme subissant une rotation si l'on modifie l'état des diodes. Cette structure permet d'atteindre 8 états de phases différents.

Un autre type d'interrupteur, sans doute celui le plus étudié à l'heure actuelle pour les cellules déphaseuses à reflectarray, est le MEMS (MicroElectroMechanical Systems). Plusieurs topologies de cellules déphaseuses actives utilisant ces commutateurs ont été étudiées (particulièrement pour la polarisation linéaire) et validées expérimentalement [86] à [92]. Pour la polarisation circulaire, une topologie étudiée dans [2] et dans [55], consiste en un élément rayonnant composé de 6 dipôles pouvant être actionnés à l'aide de MEMS [93]. Le principe est montré sur la Figure 18. L'onde incidente polarisée circulairement est alors réfléchiée avec la même hélicité et déphasée en fonction du dipôle activé (et donc de son angle de rotation).

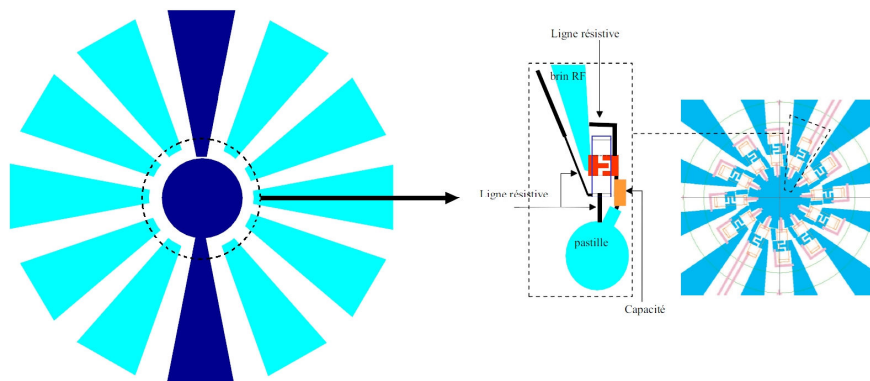


Figure 18: Cellule déphaseuse composée de 6 dipôles avec des commutateurs de type MEMS

Il existe aussi des cellules déphaseuses actives utilisant des MEMS pour réaliser des cellules fonctionnant en multi bandes comme montré dans [94]. Dans ce cas, deux anneaux rayonnants optimisés dans deux bandes de fréquence différentes utilisent des commutateurs type MEMS afin de faire tourner l'élément et donc de déphaser l'onde incidente polarisée circulairement.

Dans les structures précédentes, les composants de contrôle (diode PIN ou MEMS) étaient utilisés en interrupteurs. Les cellules résultantes présentaient donc une variation discrète de la phase, caractérisée par un nombre d'états limité. On s'intéresse maintenant à une autre famille de cellules reconfigurables. Il s'agit cette fois de contrôler la phase de manière continue, à l'aide de diodes varactors. Une cellule utilisant ce contrôle est proposée dans [95]. Elle est composée d'une fente annulaire court-circuitée. La phase réfléchie varie alors de manière continue en fonction de la valeur de la capacité de la diode. Une telle cellule offre des meilleures performances en termes de flexibilité et de bande passante. Comme montré dans [96], il est aussi possible de réaliser une cellule active à base de charges réactives en utilisant un anneau métallique placé au dessus d'un plan de masse. L'anneau métallique comprend 4 gaps chargés par des éléments localisés. Le fonctionnement est basé sur le même principe que l'élément type spiraphase [79]. Les éléments localisés présentent chacun une réactance différente ce qui permet de contrôler le coefficient de réflexion sur une large bande passante (17% autour de 32 GHz).

## **I.5) Conclusion**

Ce chapitre a présenté les caractéristiques générales des antennes à réseau réflecteur ainsi que différentes cellules déphaseuses permettant de réfléchir l'onde incidente polarisée circulairement (ce qui sera le cas dans cette étude). Le principe d'une antenne à réseau réflecteur a été rappelé afin d'insister sur le fait que cette antenne offre des performances attrayantes pour les applications spatiales, notamment au niveau du poids, de l'encombrement et de la simplicité de fabrication. Ensuite, les caractéristiques générales des cellules déphaseuses des antennes reflectarray ont été expliquées avant de détailler les techniques les plus connues. La technique la plus adaptée au cahier des charges est la technique de rotation de l'élément rayonnant qui permet de déphaser une onde à polarisation circulaire avec une gamme de phase très bonne. Cette technique est la plus séduisante car les éléments sont identiques et résonnent à la même fréquence. Cette similarité apporte une bande passante plus

large. Par la suite, des solutions de contrôle dynamique ont été présentées. L'utilisation d'interrupteurs de types diode PIN ou MEMS semble la plus appropriée à l'heure actuelle. Ces solutions présentent l'intérêt d'être facilement intégrables sur des éléments rayonnants pour reflectarrays.

Pour résumer, aucune solution n'a encore été proposée à ce jour pour traiter les deux polarisations circulaire de façon complètement indépendante et à la même fréquence. Le chapitre suivant va proposer une solution novatrice pour répondre au cahier des charges. Elle est basée sur le concept de surface sélective en polarisation circulaire, afin de séparer et de réfléchir indépendamment les deux orientations de la polarisation circulaire.

# **II) Chapitre 2 : Etude en simulation d'une nouvelle surface sélective en polarisation circulaire en bande X**

## **II.1) Introduction**

L'objectif de cette étude est de concevoir une cellule déphaseuse active permettant une réflexion indépendante et simultanée des polarisations circulaires droite et gauche, avec une résolution de phase de 2 bits, dans la bande [8-8,4] GHz. En effet, dans cette étude, la source primaire émet simultanément les polarisations circulaires droite (RHCP) et gauche (LHCP) en direction du réseau réflecteur et celui-ci doit pouvoir les re-rayonner indépendamment dans deux directions différentes.

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, il existe de nombreuses solutions pour réaliser des réseaux réflecteurs en polarisation circulaire, certaines étant même applicables en bipolarisation. Toutefois, aucune solution n'a été proposée à ce jour pour traiter les deux polarisations circulaires de façon complètement indépendante et à la même fréquence. Ce chapitre propose une solution novatrice basée sur le concept de surface sélective en polarisation circulaire, afin de séparer et de réfléchir indépendamment les deux orientations de la polarisation circulaire.

Dans un premier temps, ce chapitre va expliquer le concept proposé. Ensuite, la conception de la cellule et sa mise en œuvre technologique seront présentées. La possibilité de combiner différents motifs élémentaires afin d'avoir une cellule qui permette une reconfigurabilité en phase avec une résolution de 2 bits sera étudiée. Pour finir, la cellule optimisée sera présentée et ses performances seront évaluées en simulation, à titre de validation préliminaire.

## II.2) Concept proposé pour la bipolarisation circulaire

### II.2.A) Principe du concept préconisé : surface sélective en polarisation circulaire

La solution choisie repose sur le concept de Surface Sélective en Polarisation Circulaire (CPSS en anglais pour Circularly Polarized Selective Surface) [97] à [99]. Comme son nom l'indique, une CPSS est une surface qui reflète complètement une onde polarisée circulairement (gauche par exemple ; on parle alors de Left-CPSS) tout en transmettant complètement la polarisation circulaire orthogonale (droite dans notre exemple). La Figure 19 illustre ce principe en comparant le cas d'un plan de masse (Figure 19a) et d'une Left-CPSS (Figure 19b).

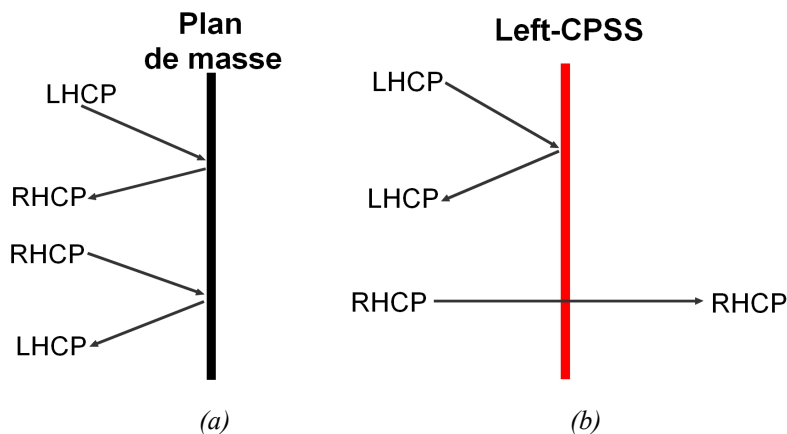


Figure 19 : Principe d'une réflexion sur (a) : un plan métallique (b) : une Left-CPSS

Dans le cas du plan de masse (Figure 19a), les deux sens de la polarisation sont réfléchis avec une hélicité inversée. Dans le cas de la Left-CPSS (Figure 19b), l'onde LHCP est réfléchie avec la même hélicité, et l'onde RHCP est transmise. Cette structure permet donc d'envisager indépendamment le traitement de la réflexion des deux polarisations circulaires, comme requis dans notre application: comme on le verra par la suite, il suffira de la doter d'un mécanisme de déphasage pour assurer le contrôle de la réflexion en LHCP. Quant à la RHCP, elle sera ultérieurement gérée par une seconde structure, placée en aval de la CPSS.

Avant d'entrer dans ces détails, rappelons qu'il existe différents types de CPSS : des surfaces 'réciproques symétriques', des surfaces 'réciproques non symétriques', des surfaces 'non réciproques symétriques' et des surfaces 'non réciproques non symétriques'. Dans cette étude, on s'intéresse à des 'surfaces réciproques et symétriques' [98] afin que la polarisation transmise à travers la CPSS puisse la retraverser de la même manière par la suite (après

réflexion sur la seconde structure placée en aval). Différentes topologies de CPSS existent [100]-[102] mais beaucoup s'avèrent difficilement transposables en cellule de reflectarray car trop encombrantes ou inadaptées ('non réciproques' ou 'non symétrique') à notre application.

La structure de base, qui nous intéresse, dite cellule de Pierrot [98]-[99], que nous nommerons « manivelle », est composée à la base d'une paire de brins horizontaux, reliés par un brin vertical. En effet, elle est donc composée d'un fil coudé de longueur totale  $\lambda$  présentant deux bras à  $90^\circ$  de taille  $3\lambda/8$  séparés de  $\lambda/4$ . La représentation de cette cellule et de la distribution des courants associés est donnée sur la Figure 20 pour une configuration type Left-CPSS. Chaque brin horizontal est adapté pour recevoir une des deux composantes linéaires du champ polarisé circulairement. Le brin vertical joue le rôle de ligne de transmission pour relier ces deux brins. Son dimensionnement joue un rôle essentiel pour la recombinaison des différentes composantes du champ. Chaque composante induit des courants sur le fil complet (ou manivelle), et selon la configuration de ces derniers, un sens de polarisation circulaire est réfléchi alors que l'autre est transmis.

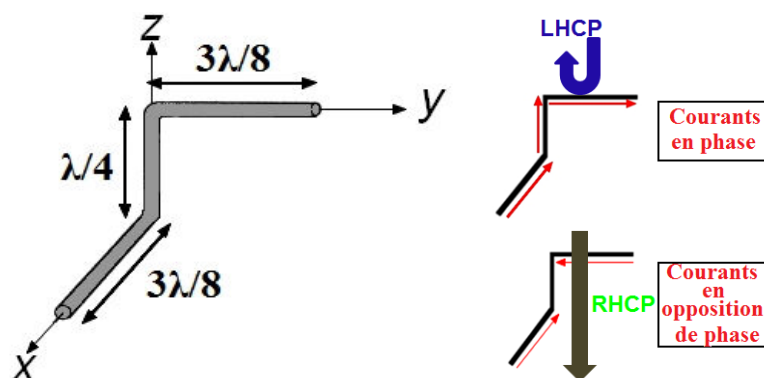


Figure 20 : Représentation d'un élément Left-CPSS (cellule de Pierrot) et de la distribution des courants

Si une onde incidente à polarisation circulaire gauche éclaire cette structure, les courants induits sur les deux bras horizontaux se recombinaient de manière constructive et il y a donc re-rayonnement. En effet, considérons une propagation selon l'axe  $(0,z)$  vers les  $z$  négatifs. Supposons qu'à l'instant  $t$ , le champ électrique incident au niveau du brin supérieur soit orienté selon  $y$ , dans le sens des  $y$  positifs (Figure 20). Pour une onde incidente en polarisation circulaire gauche, au même instant, le champ électrique incident au niveau du brin inférieur est orienté selon  $x$ , dans le sens des  $x$  négatifs. Au final, les courants induits dans les deux brins horizontaux sont donc dans le même sens et la manivelle peut résonner. Par suite, l'onde incidente se réfléchit sur la structure. Notons que l'onde réfléchie possède la même hélicité (gauche) que l'onde incidente.

Au contraire, si l'onde est polarisée à droite, les courants induits se recombinaient de manière destructive et la manivelle ne résonne plus. L'onde traverse alors la surface sans être affectée (structure transparente). Cette topologie peut évidemment être adaptée en technologie imprimée comme le montre la Figure 21. Dans ce cas, les brins horizontaux sont remplacés par des rubans métalliques et le brin vertical correspond à une connexion au travers du substrat (un trou métallisé par exemple).

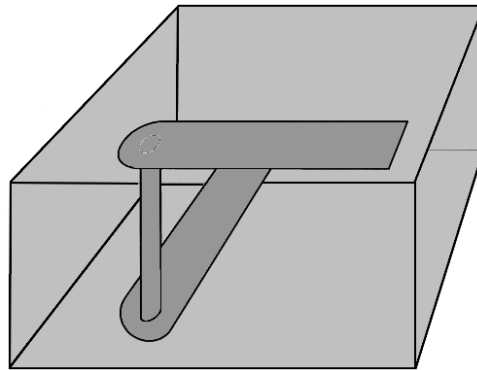


Figure 21 : Exemple de CPSS en technologie imprimée

## **II.2.B) Mise en œuvre du concept dans une structure à deux couches**

Le réseau proposé sera composé de deux « couches » comme le montre la Figure 22. La première « couche » est composée d'une surface sélective en polarisation circulaire gauche (Left-CPSS). Cette structure doit ici permettre de réfléchir la polarisation circulaire gauche avec un déphasage sur 2 bits et de transmettre la polarisation circulaire droite vers une seconde couche, traitant la polarisation circulaire droite. La seconde « couche », placée sous la CPSS, utilisera pour ce faire une topologie classique de cellule déphaseuse en polarisation circulaire (comme dans [103] par exemple). L'objectif sera de réfléchir la polarisation circulaire droite, également avec un déphasage de 2 bits, sans changement d'hélicité.

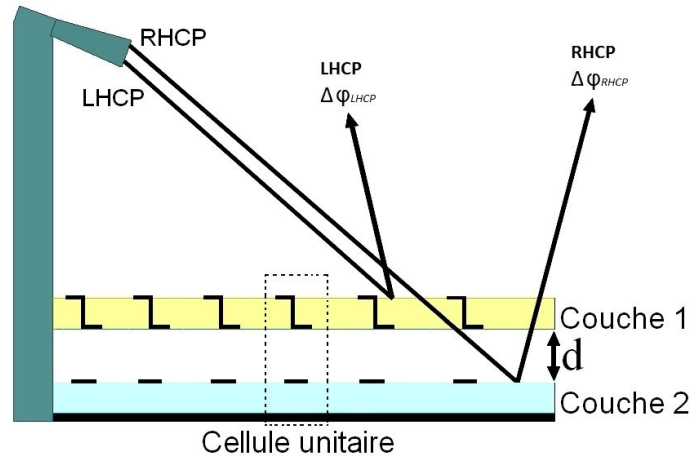


Figure 22: Représentation schématique de l'antenne à réseau réflecteur en bipolarisation circulaire.

A partir de ces éléments, il est donc possible de concevoir un réseau réflecteur reconfigurable qui pourra renvoyer et déphaser une onde incidente en polarisation circulaire gauche indépendamment d'une onde incidente en polarisation circulaire droite.

Dans la suite, les différentes étapes de la mise en œuvre de ce principe vont être présentées. D'abord, il va falloir étudier, dimensionner et réaliser une cellule unitaire type CPSS permettant, en bande  $X$ , de déphaser correctement l'onde LHCP incidente et de transmettre avec une phase stable l'onde RHCP, en prenant en compte la capacité à fonctionner en actif. Ensuite, une étude consistera à étudier et à réaliser la cellule complète passive (les deux couches imbriquées) pour ensuite dans un nouvel approfondissement, réaliser un réseau de cellules à états figés et par la suite, d'étudier la faisabilité de mettre en place des éléments localisés pour rendre reconfigurable la cellule. Ce chapitre se focalise sur la première phase.

### II.3) Dimensionnement préliminaire de la cellule CPSS

Dans cette partie, l'objectif est de pré-dimensionner la cellule unitaire CPSS basée sur la topologie de Pierrot qui servira dans la première couche du réseau. Dans le réseau final, la cellule globale (constituée des deux couches LHCP et RHCP) sera placée dans une cavité métallique carrée afin de réduire les couplages mutuels, comme cela est fait dans [27]. Cet aménagement permet également d'améliorer un défaut intrinsèque de la topologie de Pierrot, à savoir la sensibilité à l'incidence [99].



### II.3.A) Caractérisation initiale de la cellule en guide

Dans un premier temps, une cellule de Pierrot ‘simple’ est dimensionnée dans la bande visée, [8-8,4 GHz]. Elle sera d’abord étudiée dans un guide carré représentatif de la cavité afin de faciliter la caractérisation. Le passage du guide de caractérisation à la cavité réelle sera abordé ultérieurement (Chapitre 6) lorsqu’il s’agira d’étudier la cellule dans son véritable environnement réseau.

Compte tenu de la bande de l’application, le guide choisi est carré et possède un côté de longueur  $a=22,88\text{mm}$ , afin de pouvoir propager correctement les deux modes orthogonaux nécessaires à la génération de la polarisation circulaire. En effet, dans ce cas, la fréquence de coupure des modes  $TE_{10}$  et  $TE_{01}$  est de 6,55 GHz. En général, afin de s’assurer du bon fonctionnement du guide, on utilise une tolérance de 20% sur cette fréquence de coupure, ce qui donne 7,9 GHz. Avec ces dimensions, le mode supérieur ( $TE_{11}$ ) n’apparaîtra qu’à la fréquence de 9,3 GHz, ce qui garantit une marge suffisante par rapport au haut de la bande. La longueur d’onde guidée dans le guide est définie par:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{4a^2}}} \quad (1)$$

A la fréquence centrale (8,2 GHz)  $\lambda_0$  vaut 36,58mm, ce qui donne une longueur d’onde guidée  $\lambda_g$  de 60,88mm. Il faut maintenant dimensionner les brins horizontaux en fonction de  $\lambda_0$  et, le brin vertical en fonction de la longueur d’onde guidée  $\lambda_g$ . On suppose pour l’instant des brins en cuivre de section carrée, placés dans le vide. Dans l’immédiat, l’idée est de valider le fonctionnement de base de la cellule et de quantifier ses performances en réflexion et en transmission.

La simulation électromagnétique est réalisée à l’aide du logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS © Ansys. Le modèle de simulation général est présenté sur la Figure 23, il montre la cellule (placée dans un guide d’onde métallique carré) à caractériser en réflexion et en transmission. Celui-ci permet ici de calculer les paramètres  $S$  (en réflexion et en transmission) pour les deux modes  $TE_{10}$  et  $TE_{01}$ . Les coefficients ainsi obtenus sont post-traités sous le logiciel Matlab afin d’extraire les performances en polarisation circulaire. Les divers coefficients de réflexion et de transmission en polarisation circulaire, décrits en détails dans l’Annexe 1, s’expriment sur les équations 2 et 3 où  $\Gamma_{\text{LHCP-LHCP}}$  mesure par exemple la réflexion en LHCP pour une onde incidente en LHCP.

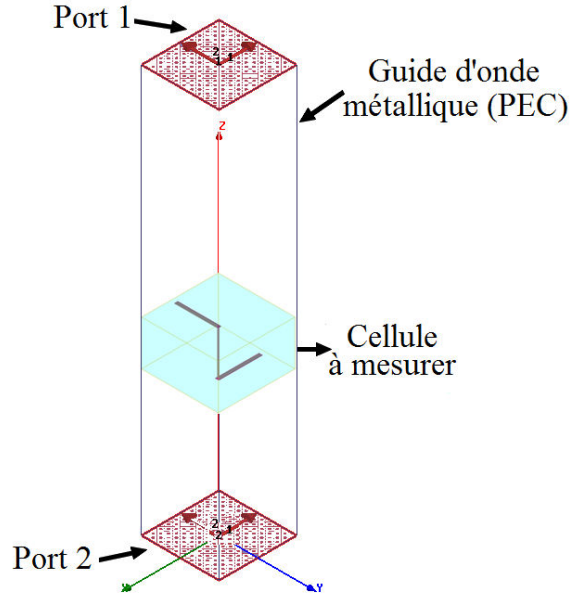


Figure 23 : Modèle de simulation permettant la caractérisation des cellules en réflexion et en transmission

Les dimensions optimisées de la cellule de Pierrot initiale sont données sur la Figure 24 pour une configuration dans l'air ou planaire afin d'anticiper sa future réalisation. La Figure 25 et la Figure 26 présentent les modules des coefficients  $\Gamma_{LHCP-LHCP}$ ,  $\Gamma_{RHCP-RHCP}$ ,  $T_{LHCP-LHCP}$  et  $T_{RHCP-RHCP}$  de la CPSS dans sa configuration planaire (le détail du calcul est présenté en Annexe 1).

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{RHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} + j\Gamma_{xy}) + j(\Gamma_{yx} + j\Gamma_{yy})] \\
 \Gamma_{RHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} - j\Gamma_{xy}) + j(\Gamma_{yx} - j\Gamma_{yy})] \\
 \Gamma_{LHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} + j\Gamma_{xy}) - j(\Gamma_{yx} + j\Gamma_{yy})] \\
 \Gamma_{LHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} - j\Gamma_{xy}) - j(\Gamma_{yx} - j\Gamma_{yy})]
 \end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned}
 T_{RHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(T_{xx} + jT_{xy}) - j(T_{yx} + jT_{yy})] \\
 T_{RHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(T_{xx} - jT_{xy}) - j(T_{yx} - jT_{yy})] \\
 T_{LHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(T_{xx} + jT_{xy}) + j(T_{yx} + jT_{yy})] \\
 T_{LHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(T_{xx} - jT_{xy}) + j(T_{yx} - jT_{yy})]
 \end{aligned} \tag{3}$$

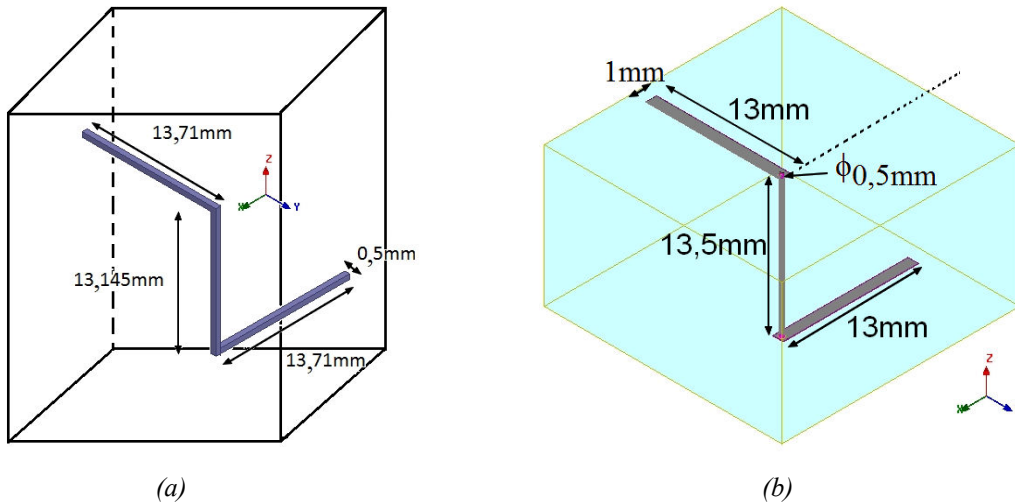


Figure 24: Représentation de la CPSS. (a) Optimisée dans l'air. (b) Optimisée dans une configuration planaire

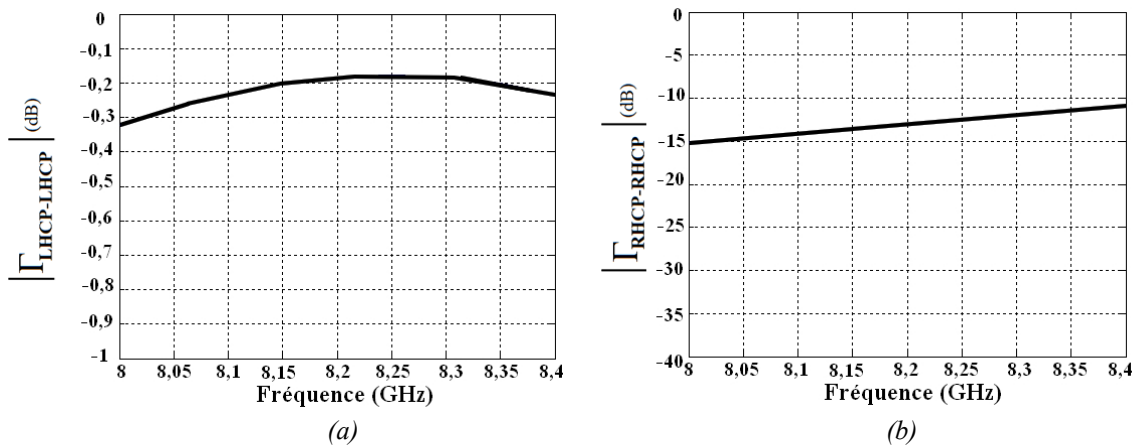


Figure 25 : Coefficient de réflexion sur la CPSS : (a) : LHCP incidente, (b) : RHCP incidente

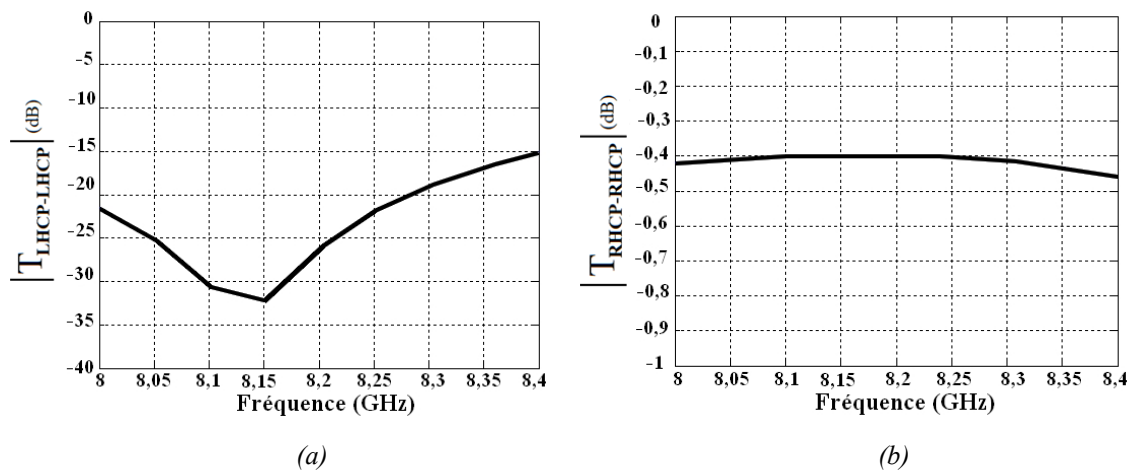


Figure 26 : Coefficient de transmission sur la CPSS : (a) : LHCP incidente, (b) : RHCP incidente

Ces figures montrent un  $|\Gamma_{\text{LHCP-LHCP}}|_{\text{dB}} > -0,3\text{dB}$  pour une onde LHCP incidente et un  $|\Gamma_{\text{RHCP-RHCP}}|_{\text{dB}} > -0,5\text{dB}$  pour une onde RHCP incidente et ceci sur toute la bande de fréquence. De plus,  $\Gamma_{\text{RHCP-RHCP}} \approx -13\text{ dB}$  et  $T_{\text{LHCP-LHCP}} \approx -25\text{dB}$ . Ces résultats prouvent le bon fonctionnement de la surface sélective. Il est important de noter que les pertes en réflexion et

en transmission sont exclusivement des pertes par conversion de polarisation (les pertes dans les matériaux ne sont pas encore prises en compte à ce stade).

Dans l'objectif de créer une cellule permettant de contrôler la phase de l'onde LHCP réfléchi, le principe de rotation du motif, présenté dans le Chapitre 1 va maintenant être appliqué. On rappelle que, pour une onde LHCP, une rotation de  $\psi$  de la manivelle produit un déphasage de  $-2\psi$ . Ici, comme montré sur la Figure 27, la structure a été simulée dans une configuration planaire en fonction de l'angle de rotation  $\psi$  de la manivelle. La phase du coefficient de réflexion LHCP ( $\angle_{\text{LHCP-LHCP}}$ ) est représentée en fonction de l'angle de rotation de la structure (de  $-90^\circ$  à  $+90^\circ$ ) à 8,2 GHz sur la Figure 28.

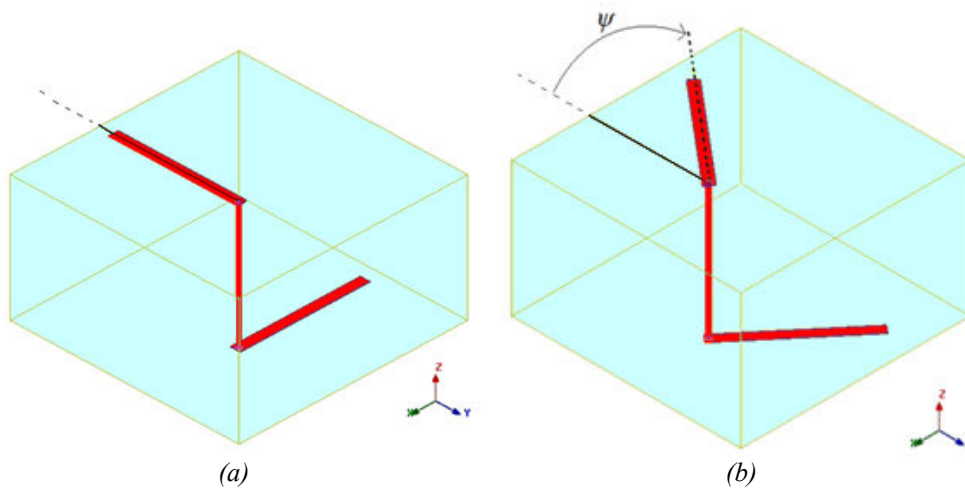


Figure 27 : Visualisation de la manivelle tournée de (a) :  $0^\circ$  (b) :  $-40^\circ$

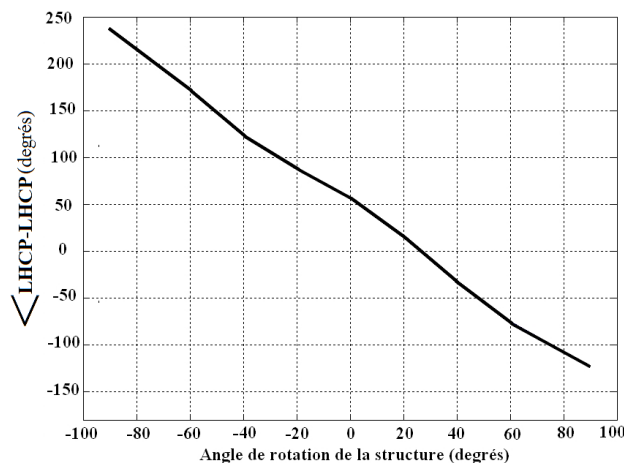


Figure 28 : Phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de l'angle de rotation de la CPSS à 8,2 GHz

On vérifie que le principe de rotation fonctionne parfaitement bien que la structure ne permette pas une invariance en rotation complète puisque la cellule est située dans un guide carré.

### **II.3.B) Etude de la possibilité de combiner différents motifs associés à des rotations différentes**

Avant d'entrer dans les détails de l'implantation technologique, on étudie ici la possibilité de combiner 4 motifs (4 brins horizontaux sur chaque face de la cellule) à des angles de rotation différents correspondant aux 4 états de phase requis pour notre application. La Figure 29 illustre la topologie générale de la cellule avec 4 brins horizontaux sur chaque face du substrat. Chaque état de la cellule (correspondant à une rotation particulière de la manivelle) permettra de réfléchir une phase LHCP différente. Dans l'idéal, afin d'obtenir quatre états de phase séparés de  $90^\circ$ , les angles de rotation doivent être de  $0^\circ$  (état 1: phase de  $0^\circ$ ),  $-45^\circ$  (état 2: phase de  $+90^\circ$ ),  $+90^\circ$  (état 3: phase de  $+180^\circ$ ), et  $-135^\circ$  (état 4: phase de  $+270^\circ$ ).

En fonction de l'état choisi, deux brins horizontaux sont reliés au brin vertical ; ils sont alors appelés manivelle active. Les brins déconnectés, autrement dit ceux qui sont désactivés lorsque l'angle de rotation choisi ne les implique pas sont appelés brins parasites. Dans cette partie, la cellule fonctionne avec des états figés, c'est-à-dire que la connexion et la déconnexion des brins s'effectue à l'aide de courts circuits et circuits ouverts idéaux.

Comme on l'a vu au paragraphe précédent, chaque brin imprimé mesure environ 13,54mm. Le guide carré mesure 22,88mm de côté. De ce fait, il est évident que la section du guide est trop petite pour accueillir 4 brins rectilignes. Par conséquent, il faut « méandrer » certains brins afin qu'ils puissent être mis en place dans le guide (notons que lorsque l'orientation d'un brin se rapproche de la diagonale, il n'est pas nécessaire de le « méandrer » car la longueur disponible est alors plus grande). La Figure 30 montre la structure optimisée d'un brin « méandré ». Ses performances en réflexion et en transmission sont montrées Figure 31.

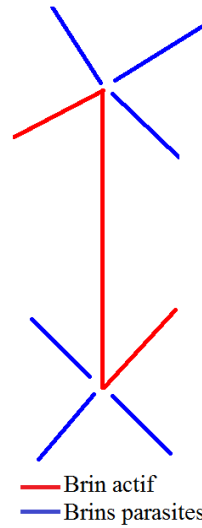


Figure 29 : Structure avec brins parasites

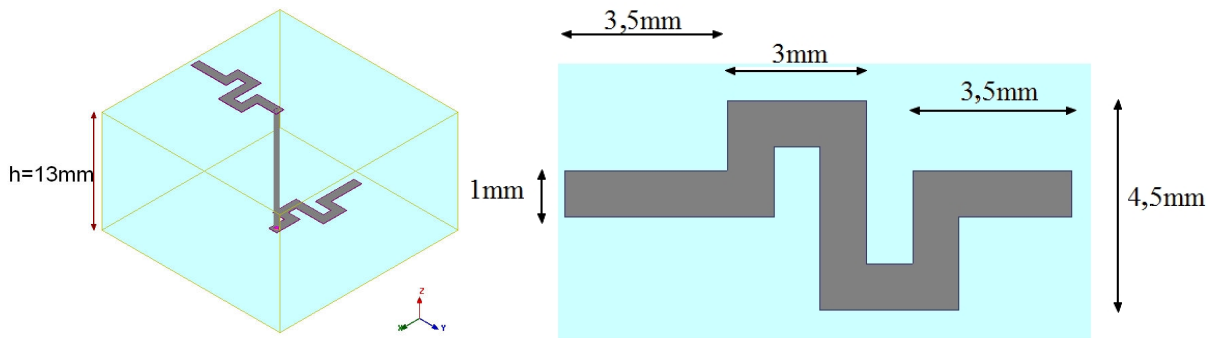


Figure 30: Visualisation de la structure avec les brins horizontaux « méandrés »

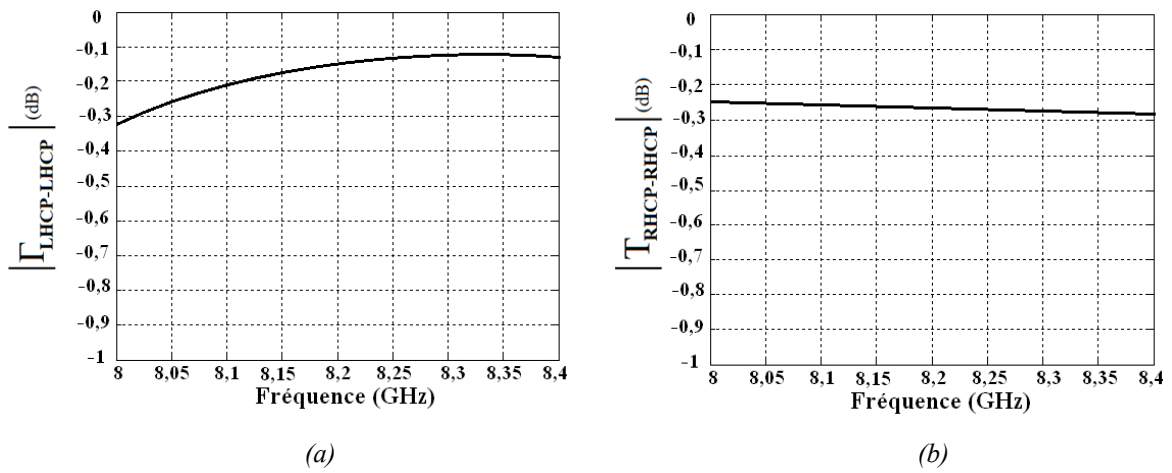


Figure 31 : (a) Module du coefficient de réflexion LHCP. (b) Module du coefficient de transmission RHCP

La CPSS fonctionne toujours très bien avec des brins « méandrés ».

L'étape suivante consiste à quantifier la perturbation engendrée par les brins parasites dans la structure complète à plusieurs brins. Autrement dit, on évalue l'influence des brins qui ne participent pas à la réalisation d'un état de phase donné. Ces brins doivent, dans l'idéal,

être transparents à l'onde incidente. Le comportement en réflexion et en transmission est représenté sur le Tableau 2 pour un brin parasite seul coupé ou non en son milieu.

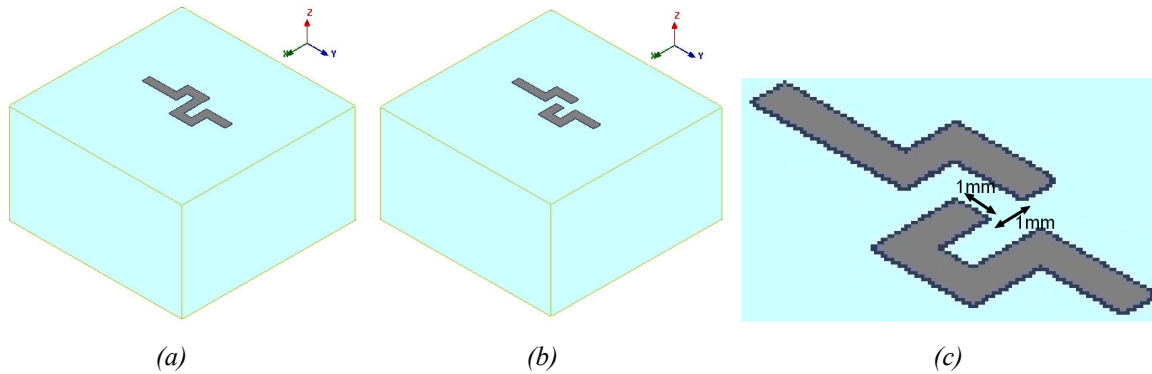


Figure 32 : (a) Visualisation d'un brin « méandré » seul non coupé. (b) Visualisation d'un brin « méandré » seul coupé. (c) Dimensions de la coupure sur le brin

	Brin non coupé	Brin coupé
$\Gamma_{LHCP-LHCP}$ (8,2 GHz)	<b>-8 dB</b>	<b>-18 dB</b>
$T_{RHCP-RHCP}$ (8,2 GHz)	<b>-0,8 dB</b>	<b>-0,012</b>

Tableau 2: Performances en réflexion et en transmission à 8,2 GHz en fonction du brin parasite

Ces résultats montrent que, sans précaution particulière, ce brin parasite réfléchit une partie de l'onde incidente. La coupure pratiquée en son centre s'avère donc indispensable pour améliorer sa transparence. Maintenant que l'on sait comment mettre en œuvre les différents motifs, on va décrire la procédure d'optimisation et de choisir un empilement diélectrique fonctionnel et réaliste.

## II.4) Procédure d'optimisation et performances obtenues

### II.4.A) Implantation technologique préconisée

Le choix du diélectrique séparant les 2 niveaux métalliques (hauteur  $h$  sur la Figure 30) est primordial dans le dimensionnement d'une cellule déphaseuse. Il est d'autant plus important ici que la cellule fonctionne aussi en transmission (pour la RHCP). En effet, l'onde incidente RHCP risque d'être partiellement réfléchi (réflexion parasite) par le bloc de diélectrique, en particulier si celui-ci a une permittivité élevée.

Les coefficients de réflexion et de transmission de la cellule sont montrés sur la Figure 33 en fonction de la permittivité relative du substrat diélectrique, pour une onde incidente

respectivement polarisée LHCP et RHCP. Pour réaliser cette étude sur la permittivité, la longueur totale du motif résonnant a été ré-optimisée pour chaque permittivité.

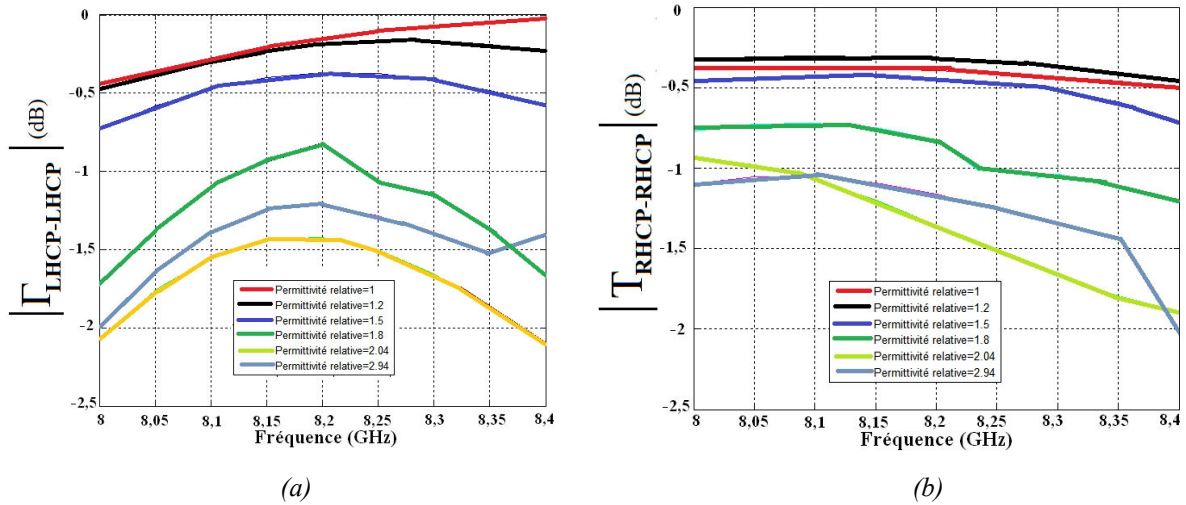


Figure 33: (a) Coefficient de réflexion LHCP. (b) Coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence et de la permittivité du substrat

Les résultats confirment que les surfaces sélectives en polarisation circulaire peuvent être mises en œuvre sur du diélectrique à condition que la permittivité relative du substrat soit relativement faible. Avec une permittivité relative inférieure à 1,5, l'onde LHCP (dans le cas d'une CPSS) est réfléchiée avec des pertes inférieures à 1 dB sur toute la bande de fréquence et l'onde RHCP est aussi très bien transmise. Dans le cas d'une permittivité relative forte ( $>1,8$ ), les pertes en réflexion et en transmission sont de l'ordre de 1,5 dB. Pour que les cellules soient les plus performantes possibles, il faudrait donc un substrat ayant une permittivité relative proche de 1.

L'empilement diélectrique choisi est montré sur la Figure 34. Il utilise une mousse à faible permittivité « en sandwich » entre deux fines couches de substrat permettant de déposer des couches métalliques (en cuivre). La mousse est de type Rohacell 51 HF ( $\epsilon_r=1,066$  ;  $tg_d=0,0015$ ). Le substrat diélectrique, de type Rogers RT/Duroid 6002 ( $\epsilon_r=2,94$  ;  $tg_d=0,0012$ ), est collé à la mousse à l'aide d'un fil de colle 3M 9485 ( $\epsilon_r=4$ ) d'épaisseur 100 $\mu\text{m}$ . Le trou métallisé utilisé a un diamètre de 0,8mm (brin vertical).



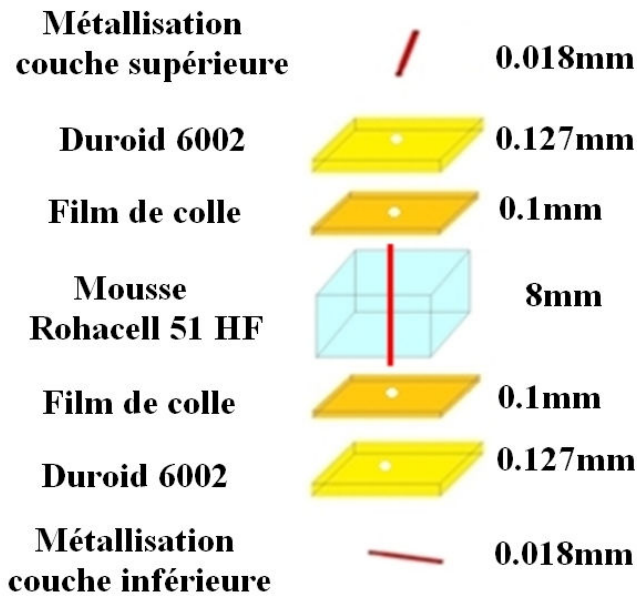


Figure 34 : Implantation diélectrique

#### II.4.B) Optimisation de la surface sélective en polarisation circulaire à états figés

Dans cette partie, la cellule fonctionne avec des états figés donc une seule configuration (angle de rotation) est activée à la fois (parmi les 4 états possibles). On utilise donc comme précédemment des commutateurs idéaux, autrement dit, des courts-circuits et des circuits ouverts idéaux pour la connexion et la déconnexion des différents brins en fonction de l'angle de rotation.

On montrera par la suite la nécessité d'utiliser deux coupleurs orthomodes (OMT) pour caractériser la cellule en guide d'ondes. Compte tenu de la bande des OMT choisis, la bande passante visée a été transposée légèrement vers les hautes fréquences. La fréquence centrale utilisée sera donc désormais de 8,5 GHz au lieu de 8,2 GHz. Après optimisation (la procédure d'optimisation et l'étude de sensibilité sont décrites par la suite) sur la taille des brins, l'épaisseur de mousse permettant d'obtenir les meilleures performances est de 8mm. La Figure 35 permet de visualiser les 4 états optimisés de la cellule à états figés en fonction de la manivelle activée. Afin d'obtenir quatre états de phase séparés de 90°, les angles de rotation valent respectivement 0° (état 1: phase de 0°), -48° (état 2: phase de +90°), +90° (état 3: phase de +180°), et -132° (état 4: phase de +270°). Les brins à -45° et à -135° ne sont pas « méandrés » comme les deux autres, de façon à réduire l'encombrement, d'éviter le couplage entre les différents brins et de simplifier l'optimisation. La Figure 36 et la Figure 37 présentent respectivement les dimensions principales de la cellule optimisée (avec seulement

deux brins pour faciliter la compréhension) et la procédure d'activation de telle ou telle configuration (illustrée dans le cas où l'état 2 est activé).

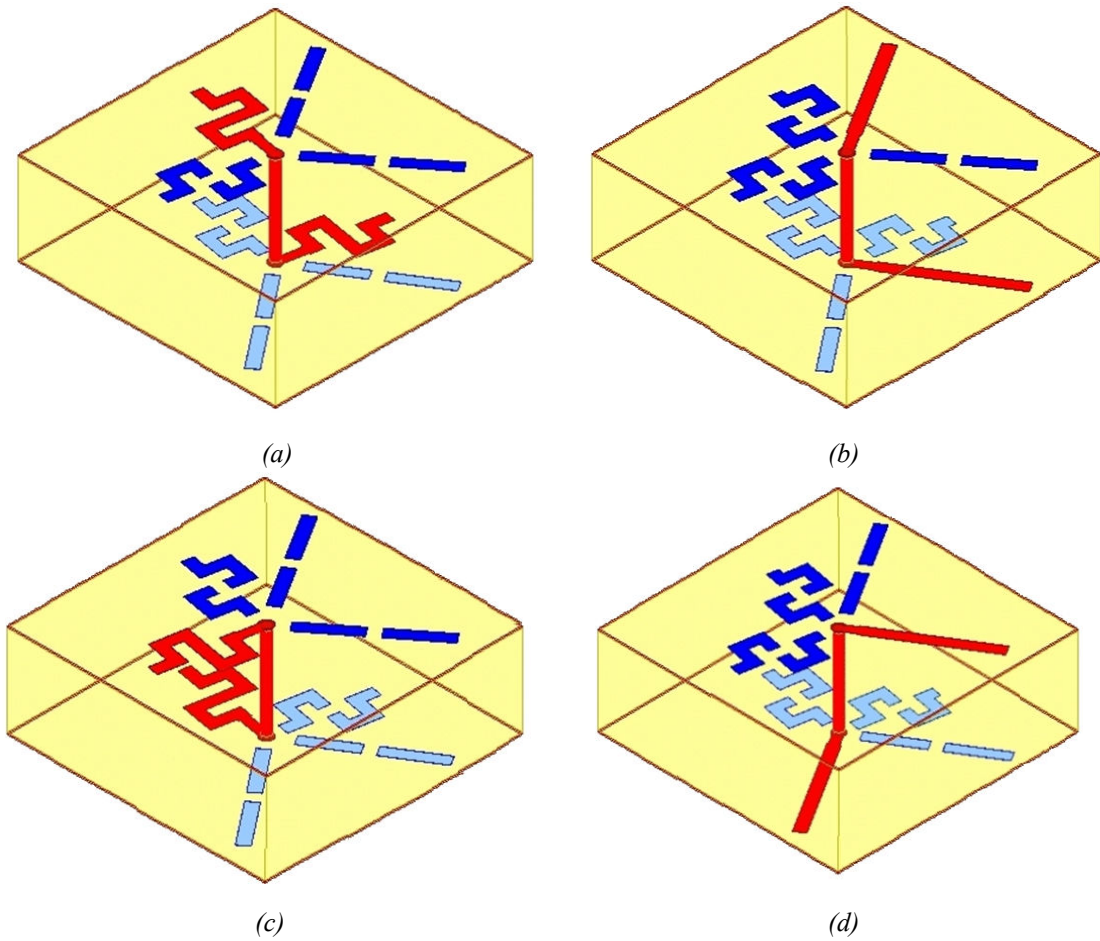


Figure 35 : CPSS à états figés. (a): Etat 1 (manivelle à 0degrés), (b): Etat 2 (manivelle à -48degrés), (c): Etat 3 (manivelle à +90degrés), (d): Etat 4 (manivelle à -132degrés).

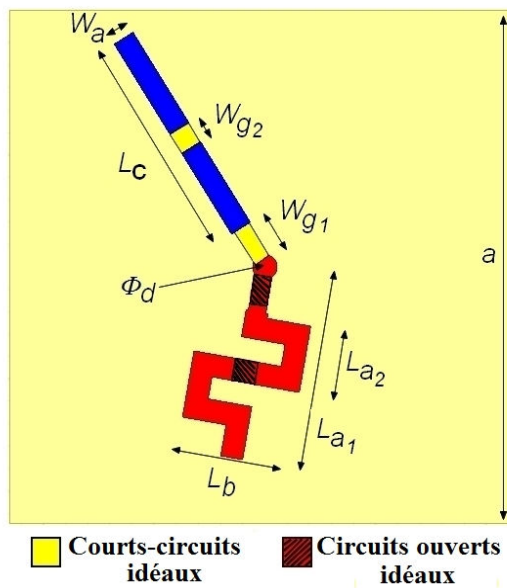


Figure 36: Dimensions principales de la CPSS optimisée dans l'état 2.  $a=22.88\text{mm}$ ,  $W_{g1}=2.1\text{mm}$ ,  $W_{g2}=1\text{mm}$ ,  $W_a=1\text{mm}$ ,  $L_b=4.75\text{mm}$ ,  $L_{a1}=8.75\text{mm}$ ,  $L_{a2}=3\text{mm}$ ,  $L_c=10\text{mm}$ ,  $\phi_d=0.8\text{mm}$ .

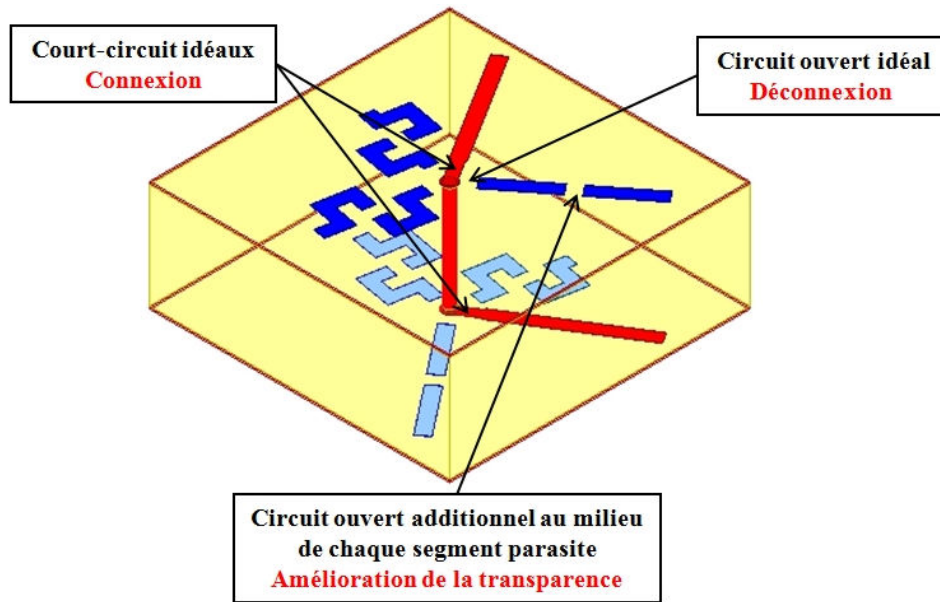


Figure 37: Visualisation de la procédure d'activation (commutateurs idéaux) dans le cas où l'état 2 est activé

L'épaisseur du substrat est primordiale : elle contrôle la façon dont les courants induits sur la structure se recombinaient. Pour réaliser une optimisation plus fine, on agit également sur la longueur des brins. On dispose ainsi de deux paramètres principaux pour optimiser la structure au niveau du module du coefficient de réflexion et de transmission : l'épaisseur du substrat (en pratique de la mousse) et la longueur des brins. Au niveau de la phase réfléchie (phase du coefficient de réflexion), on utilisera plutôt la rotation de la manivelle. On rappelle qu'il suffit de tourner la manivelle d'un angle  $\psi$  si l'on souhaite obtenir une phase de  $-2\psi$ . Dans le cas où la cellule déphase trop ou pas assez, il faut donc simplement ajouter ou enlever quelques degrés au niveau de l'angle de rotation  $\psi$ . Cette correction peut par exemple être utilisée pour compenser des petits écarts de phase résultant d'un couplage entre les brins actifs et parasites.

L'influence de ces différents paramètres est illustrée sur la Figure 38, la Figure 39, la Figure 40 et la Figure 41. Les performances en réflexion LHCP et en transmission RHCP en fonction de l'épaisseur de mousse sont présentées respectivement sur la Figure 38 et la Figure 39.

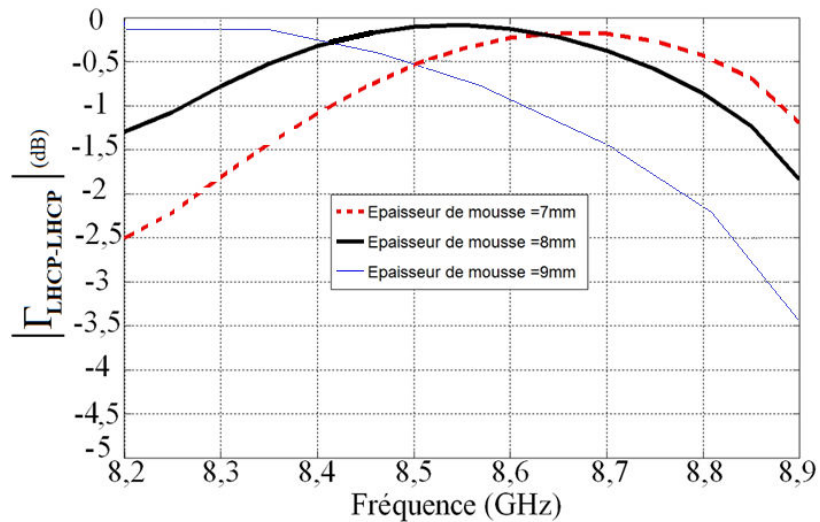


Figure 38 : Effet de l'épaisseur de la mousse (Etat 1 de la CPSS) sur le module du coefficient de réflexion

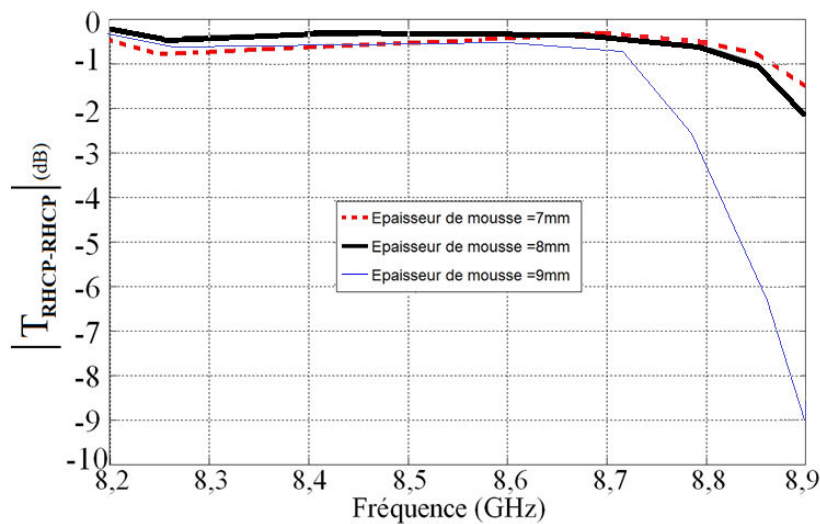


Figure 39 : Effet de l'épaisseur de la mousse (Etat 1 de la CPSS) sur le module du coefficient de transmission

Ces résultats confirment l'influence de la taille du brin vertical et donc de l'épaisseur de la mousse sur les performances en réflexion et transmission (ici en termes de module). Le fait de modifier cette épaisseur permet de décaler les performances en fréquence. Bien évidemment, il faut aussi agir sur la taille des brins horizontaux pour optimiser la structure. Ainsi, les performances du module en réflexion LHCP et en transmission RHCP en fonction de la longueur totale de la manivelle active sont présentées respectivement sur la Figure 40 et la Figure 41.

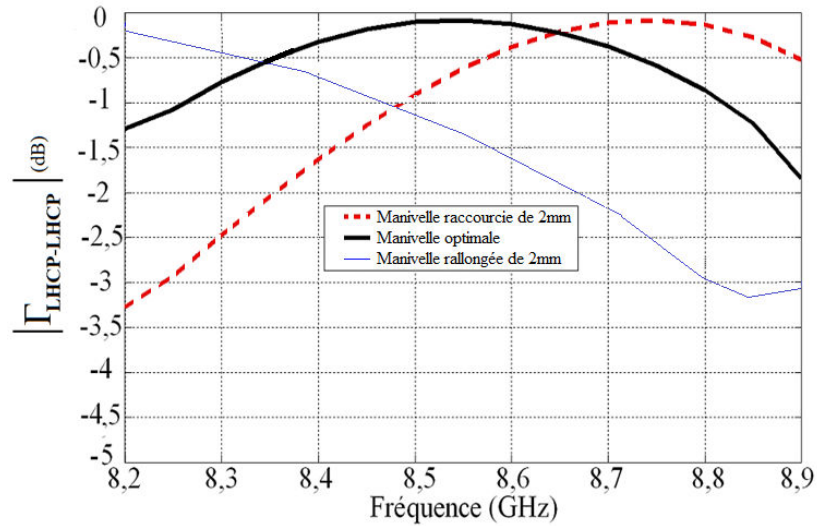


Figure 40 : Effet de la longueur de la manivelle active (Etat 1 de la CPSS) sur le module du coefficient de réflexion

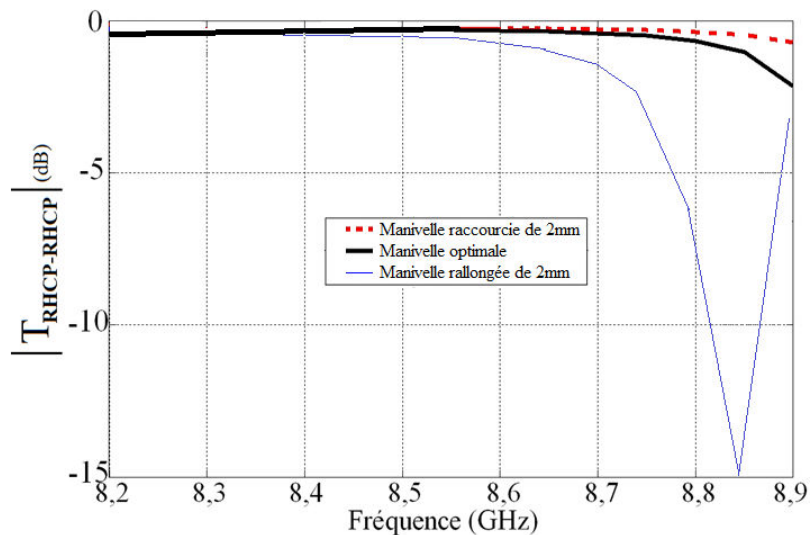


Figure 41 : Effet de la longueur de la manivelle active (Etat 1 de la CPSS) sur le module du coefficient de transmission

Les résultats ci-dessus confirment l'importance de la longueur totale de la manivelle active. Le fait de diminuer ou d'augmenter sa longueur décale le fonctionnement attendu vers une bande de fréquence respectivement plus haute ou plus basse. Il est important de remarquer que lorsque la manivelle est rallongée de 2mm, une résonance à 8,85 GHz apparaît sur la transmission RHCP, ce qui est logique car les brins horizontaux résonnent maintenant à cette fréquence particulière. Le Tableau 3 dresse un bilan de l'influence des paramètres géométriques principaux de la structure sur les performances en module et en phase. Une étude de sensibilité détaillée de cette structure est présentée en Annexe 2 en fonction des dispersions et des tolérances pouvant intervenir lors de la réalisation des prototypes.

Influence de chaque élément de la CPSS	Epaisseur du substrat	Longueur totale de la manivelle	Rotation de la manivelle
Module de la réflexion et de la transmission	+++	+++	--
Phase de la réflexion	--	--	+++
Phase de la transmission	--	--	--

Tableau 3: Influence et sensibilité de chaque élément de la CPSS

Echelles : -- : Très peu influent ; ++ Influent ;

### II.4.C) Résultats numériques en réflexion et en transmission

Dans cette partie, les résultats de la structure optimisée sont présentés. Les performances simulées sont représentées sur la Figure 42, la Figure 43, la Figure 44 et la Figure 45.

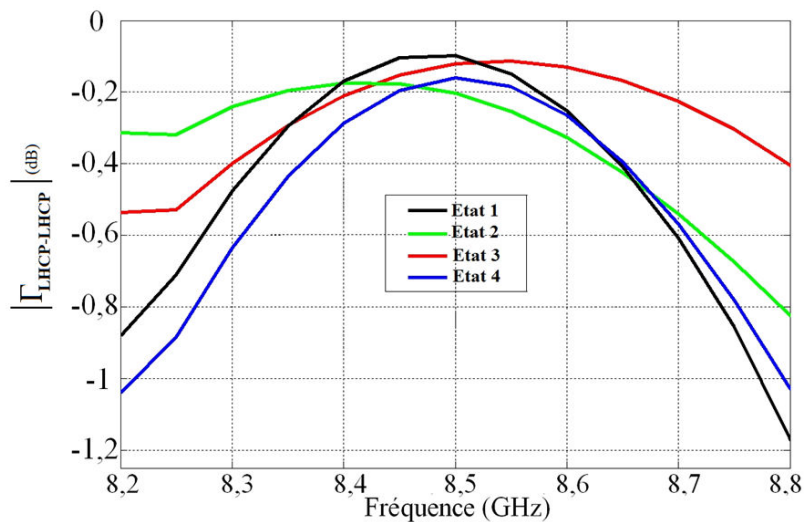


Figure 42 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

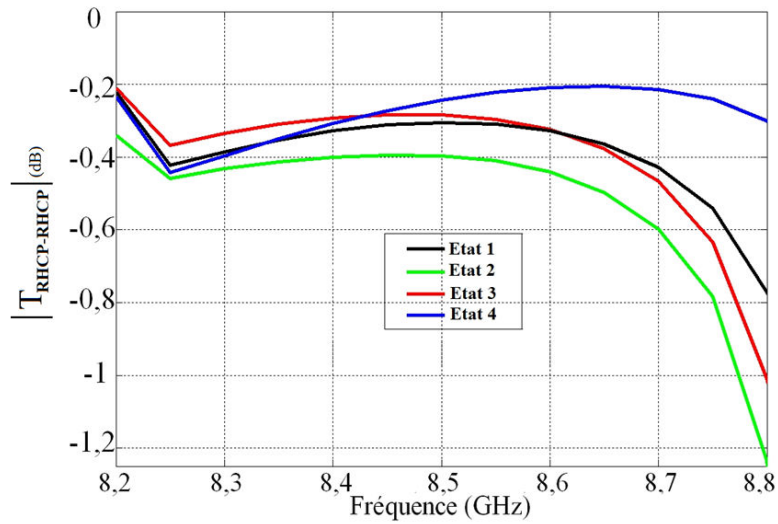


Figure 43 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

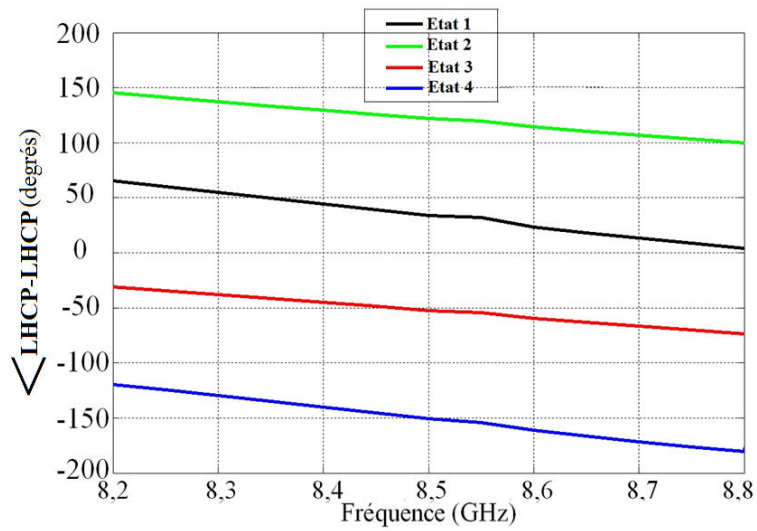


Figure 44 : Visualisation de la phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

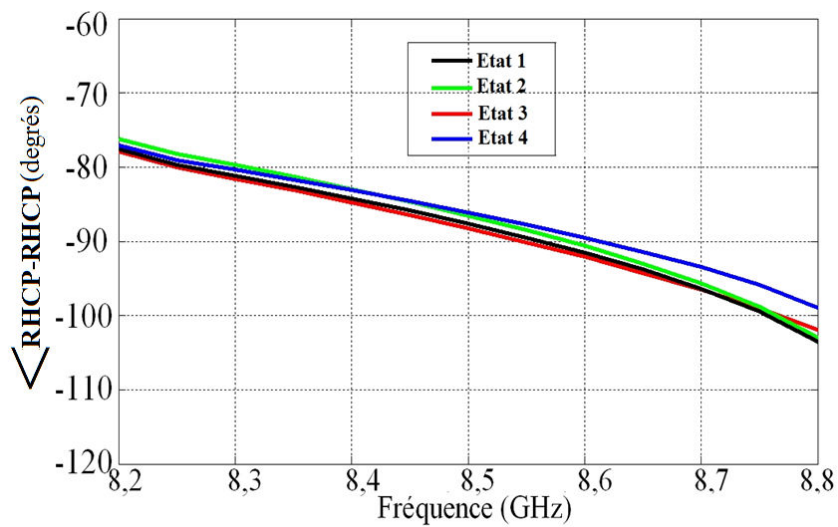


Figure 45 : Visualisation de la phase du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

Les performances obtenues en simulations sont excellentes. L'onde LHCP incidente et l'onde RHCP incidente sont respectivement réfléchies et transmises avec des pertes inférieures à 1 dB sur 550 MHz de bande passante. De plus, quatre états de phase séparés de 90 degrés sont obtenus en réflexion LHCP en fonction de l'état de la cellule. Par ailleurs, la phase RHCP transmise est très stable et donc indépendante de la rotation de la cellule.

Pour être complet, il est important de présenter aussi les coefficients de réflexion et de transmission croisés. La Figure 46 et la Figure 47 permettent d'observer les performances en polarisation croisées respectivement au niveau de la réflexion et de la transmission. A la fréquence centrale, dans l'état 1 de la cellule, seulement 10% (-20 dB) de l'onde RHCP incidente est réfléchi par la CPSS et 10% de l'onde LHCP incidente est transmise par cette dernière.

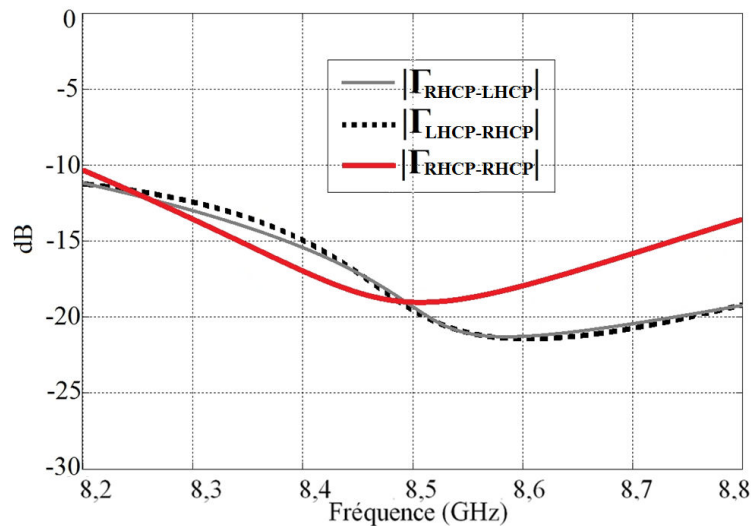


Figure 46 : Module des coefficients de réflexion non désirés sur la CPSS

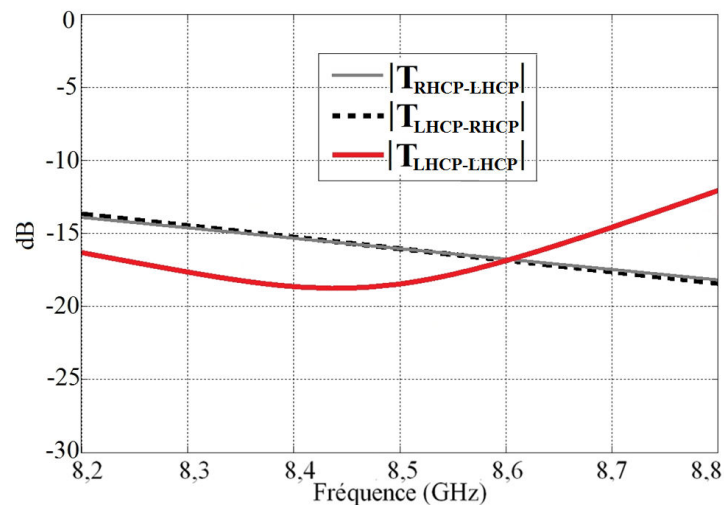


Figure 47 : Module des coefficients de transmission non désirés sur la CPSS



Le nombre de bits équivalents est représenté sur la Figure 48. Il représente les performances globales de cellule en phase réfléchie, autrement dit sa résolution de phase. L'explication et les équations décrivant le nombre de bits équivalent sont décrites en Annexe 3.

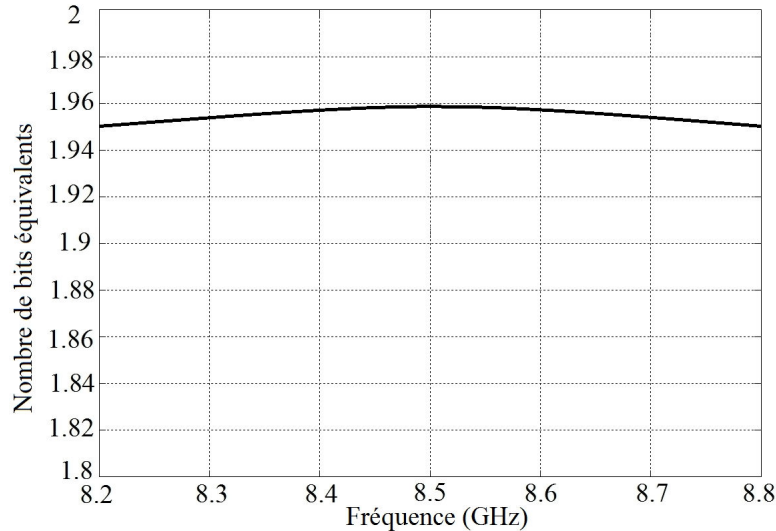


Figure 48 : Nombre de bits équivalents en fonction de la fréquence pour une onde incidente LHCP

Cette surface sélective en polarisation circulaire permet donc de réfléchir l'onde LHCP incidente et de transmettre l'onde RHCP incidente avec des pertes inférieures à 1dB sur 550 MHz. De plus, elle offre un nombre de bits équivalents LHCP voisin de 1,95 sur toute cette bande et elle transmet l'onde RHCP avec une phase stable quel que soit l'état de CPSS.

## II.5) Conclusion

Ce chapitre a d'abord défini un concept innovant de cellule déphaseuse permettant la réflexion simultanée et indépendante des deux orientations de la polarisation circulaire. Une cellule composée de deux couches a ainsi été proposée. Ce chapitre a ensuite porté sur l'étude et l'optimisation en simulation de la première couche. Elle consiste en une surface sélective en polarisation circulaire qui permet de réfléchir une orientation de la polarisation circulaire (LHCP) et de transmettre l'autre (RHCP) vers une seconde couche (qui réfléchira l'onde incidente RHCP). Cette cellule a été conçue dans une cavité métallique carrée afin de réduire les couplages mutuels dans le futur réseau réflecteur et d'améliorer sa sensibilité à l'incidence. Une mise en œuvre technologique particulière a aussi été choisie dans le cadre d'un compromis entre performances et facilité de fabrication. Par la suite, l'optimisation d'un prototype à états figés a été présentée. Les commutateurs sont remplacés dans ce chapitre par

des éléments idéaux (circuits ouverts et court-circuit). Les performances obtenues en simulations sont très bonnes, l'onde LHCP incidente et l'onde RHCP incidente sont respectivement réfléchies et transmises avec des pertes inférieures à 1 dB sur 550 MHz de bande passante. De plus, quatre états de phase séparés de 90 degrés sont obtenus en fonction de l'état de la cellule. La suite de cette étude va consister à mettre en place une procédure de caractérisation expérimentale afin d'extraire les performances réelles de cette cellule.



# **III) Chapitre 3 : Validation expérimentale de la surface sélective en polarisation circulaire en bande X**

## **III.1) Introduction**

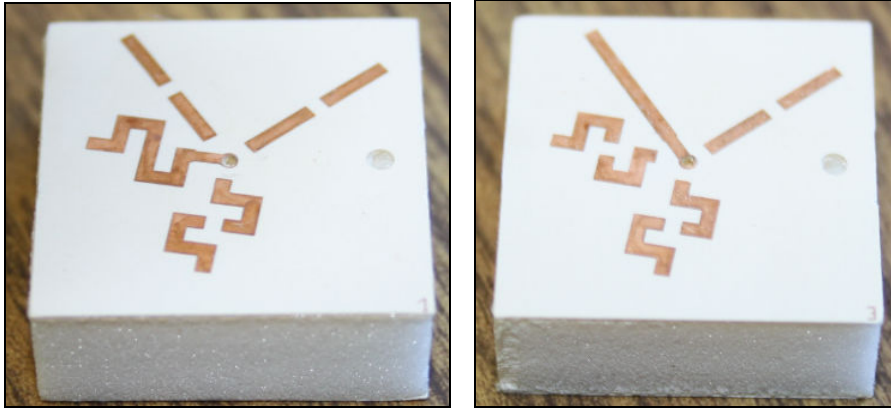
Ce chapitre a pour objectif de présenter la procédure de caractérisation et les résultats expérimentaux relatifs à la première couche de la cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire décrite précédemment en simulation. En effet, une nouvelle surface sélective en polarisation circulaire avec des capacités de reconfigurabilité a été optimisée en simulation et il est désormais primordial d'extraire ses performances expérimentalement. Une procédure particulière de mesure est décrite dans ce chapitre afin de connaître les performances réelles du dispositif de mesure et par la suite d'extraire les paramètres S intrinsèques aux prototypes en polarisation circulaire en réflexion et en transmission. De ce fait, après la description détaillée des caractéristiques particulières de l'expérimentation, les différents éléments du montage sont présentés ainsi que la problématique détaillée de la mesure. Ensuite, les différentes approximations et calculs permettant d'extraire les performances des cellules seront montrés avant de décrire les résultats expérimentaux en réflexion et en transmission.

## **III.2) Mise en place de l'expérimentation**

### **III.2.A) Réalisation des prototypes**

L'objectif de cette partie est de présenter l'expérimentation permettant d'extraire les performances réelles de la nouvelle surface sélective en polarisation circulaire validée en simulation. Les prototypes ont été réalisés comme le montre la Figure 49. Les structures ont été fabriquées chez AP-LITHOS (Chateaubourg (35)). Quatre prototypes à états figés correspondant aux 4 états de la cellule ont été réalisés. La mousse Rohacell 51 HF ( $\epsilon_r=1,066$  ;  $tg_d=0,0015$ ) a été usinée de manière à obtenir l'épaisseur de 8mm et la taille de 22,88mm\*22,88mm. Ensuite, AP-LITHOS a collé (à l'aide d'un fil de colle 3M 9485 de permittivité  $\epsilon_r=4$  et d'épaisseur 100 $\mu$ m) sur cette mousse le substrat Duroid 6002 ( $\epsilon_r=2,94$  ;

$tg_d=0,0012$ ) avec les motifs adéquats. La gravure des couches métalliques a lieu avant l'assemblage (collage) des différentes couches. Des systèmes d'alignement particuliers ont aussi été fabriqués afin d'avoir une superposition correcte des différentes couches (et donc des motifs). Il suffit ensuite de mettre en place (souder) le brin vertical de diamètre 0,8 mm entre les deux couches afin d'obtenir le prototype final de la CPSS.



(a) (b)  
Figure 49: Prototypes de CPSS. (a) : Etat 1. (b) : Etat 4.

### III.2.B) Problématique générale de l'expérimentation

La mesure est particulière car les deux composantes de la « polarisation linéaire », autrement dit les modes  $TE_{10}$  et  $TE_{01}$  du guide carré doivent être mesurées simultanément, à la fois en réflexion et en transmission (module et phase). Comme cette cellule fonctionne en polarisation circulaire, il est nécessaire d'utiliser un guide d'onde carré pour propager correctement les deux modes orthogonaux. Un guide d'onde carré possède un accès non standardisé, et il n'existe donc pas de transitions ad-hoc. De plus, il faut, lors de la mesure, être capable de séparer les deux modes propagés. Cela requiert l'utilisation d'un coupleur orthomode (OMT). Tous ces éléments nécessaires à l'expérimentation possèdent des imperfections susceptibles d'entacher les résultats d'erreurs systématiques. Il va donc falloir mettre en place une procédure particulière pour connaître les performances réelles du dispositif de mesure afin d'extraire les paramètres S intrinsèques aux prototypes testés.

### III.2.C) Description des éléments constituant la chaîne de mesure

L'objectif de cette partie est de présenter les différents éléments nécessaires à la mesure en polarisation circulaire, en réflexion et en transmission. La Figure 50 représente le synoptique général de la chaîne de mesure.

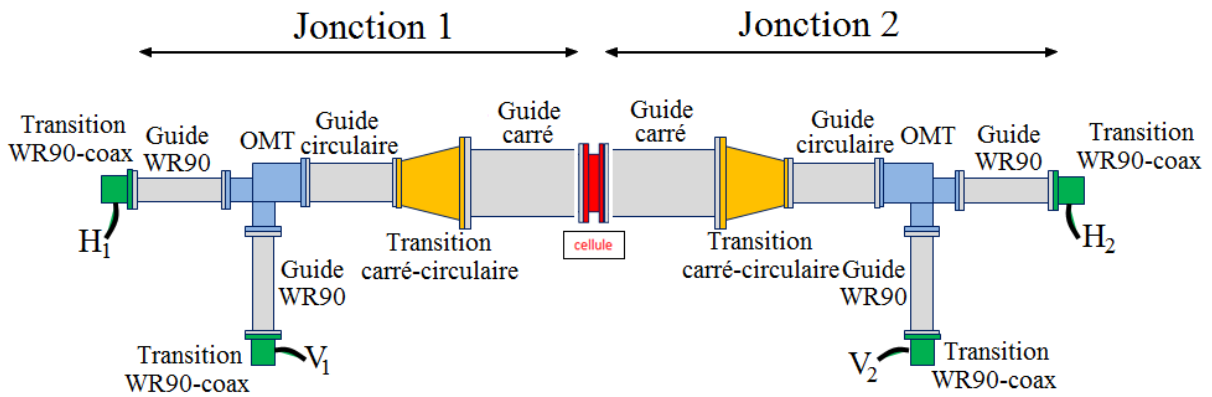


Figure 50 : Dispositif de mesure

Le point primordial est la génération d'une polarisation circulaire à partir de deux modes linéaires orthogonaux ( $H_1$  et  $V_1$ ). On utilise pour cela deux coupleurs orthomodes (OMT, *OrthoMode Transducer*). Comme présenté précédemment, la bande passante de l'OMT choisi (*Pasquali Microwave*) est de [8,2-9,5 GHz] ce qui a amené une transposition en fréquence des structures. Les performances mesurées de l'OMT sont présentées en Annexe 4. L'isolation entre les deux modes est excellente ( $\sim 55$  dB), et chaque composante est correctement propagée (95%). L'accès de sortie des OMT est un guide circulaire de diamètre 23,76mm (non standard). Il est donc nécessaire de rajouter deux transitions circulaire-carré afin que les deux modes excités puissent se propager correctement vers la cellule qui est placée dans le guide d'onde carré (cf. Figure 50). La topologie et les performances de cette transition, optimisée sous HFSS, sont présentées en Annexe 5. Le guide d'onde carré a été fabriqué en deux tronçons. La cellule est placée dans un support à section carrée assurant son maintien, entre ces deux tronçons. De plus, au niveau des 4 accès d'entrée des OMT, 4 guides d'onde rectangulaires WR90 sont réalisés et mis en place afin de garantir une propagation monomodale. Pour finir, 4 transitions WR90-coaxiales sont nécessaires afin de mesurer le système sur un analyseur de réseau 4-ports (Agilent NS230A : 300 KHz-20GHz). En résumé, le banc de mesure comprend donc deux jonctions (Jonction 1 et Jonction 2) comme le montre la Figure 50. Chaque jonction, composée d'un OMT et d'une transition circulaire-carré, devra être caractérisée afin de déterminer les performances intrinsèques à la cellule.

Les divers éléments du montage sont représentés sur la Figure 51, la Figure 52 et la Figure 53.

- **2 Coupleurs orthomodes**

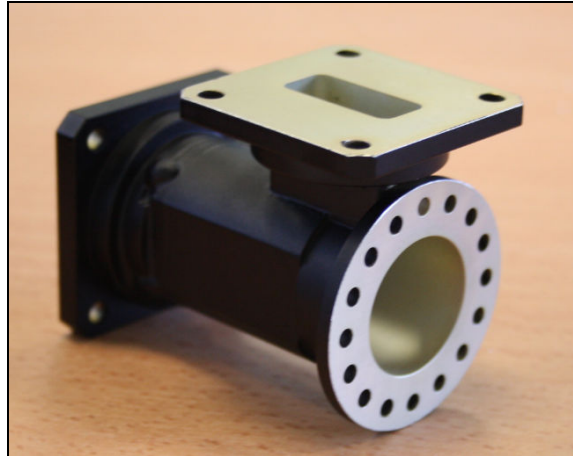


Figure 51 : Coupleur orthomode

- **2 Transitions guide d'onde circulaire-guide d'onde carré :**

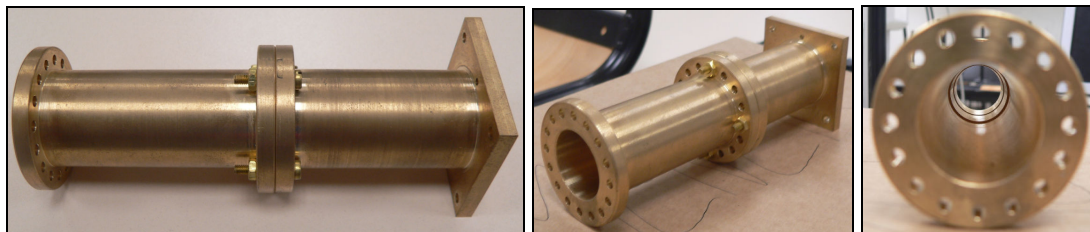


Figure 52 : Transition guide d'onde circulaire-guide d'onde carré

Ces transitions permettent de propager correctement le signal de la sortie de l'OMT (accès circulaire) vers le guide d'onde carré où se trouvent les cellules à mesurer.

- **Guide d'onde carré en deux tronçons et support de la cellule à mesurer**



Figure 53 : Guide d'onde carré réalisé en deux tronçons

Pour résumer, la Figure 54 représente une vue d'ensemble du dispositif de mesure :

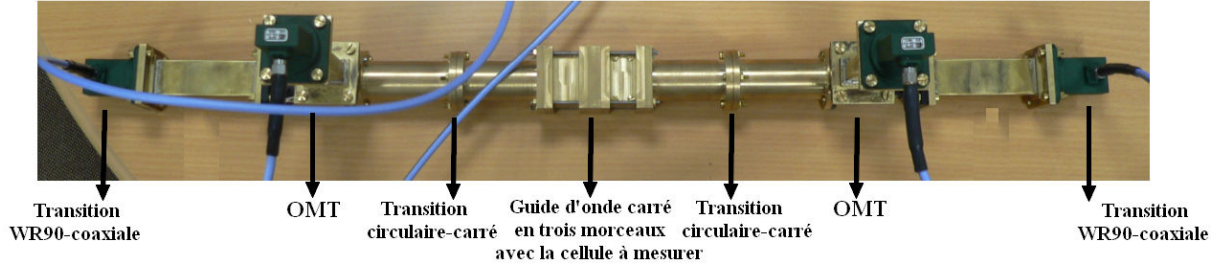


Figure 54 : Système de mesure mis en place. Le prototype à mesurer est placé au centre.

A l'aide de tous ces éléments, les paramètres  $S$  de l'ensemble pourront être mesurés, puis, à l'aide de matrices  $T$ , la matrice intrinsèque de la cellule pourra être extraite comme l'explique la partie suivante.

### III.3) Procédure de caractérisation des cellules en guide d'onde

#### III.3.A) Méthode d'extraction des paramètres $S$ de la cellule

L'équation 4 exprime la matrice  $S_{mes}$  du système à 4 ports représenté sur la Figure 50. Avant de la mesurer, il est nécessaire de calibrer l'analyseur de réseau. En effet, il est primordial de prendre en compte les perturbations apportées par les câbles et les imperfections de l'analyseur, pour obtenir une mesure correcte.

$$\begin{bmatrix} b_{H_1} \\ b_{H_2} \\ b_{V_1} \\ b_{V_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{mes_{H_1H_1}} & S_{mes_{H_1H_2}} & S_{mes_{H_1V_1}} & S_{mes_{H_1V_2}} \\ S_{mes_{H_2H_1}} & S_{mes_{H_2H_2}} & S_{mes_{H_2V_1}} & S_{mes_{H_2V_2}} \\ S_{mes_{V_1H_1}} & S_{mes_{V_1H_2}} & S_{mes_{V_1V_1}} & S_{mes_{V_1V_2}} \\ S_{mes_{V_2H_1}} & S_{mes_{V_2H_2}} & S_{mes_{V_2V_1}} & S_{mes_{V_2V_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{H_1} \\ a_{H_2} \\ a_{V_1} \\ a_{V_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

La matrice  $S_{cell}$  qui est déterminée en polarisation linéaire, est donnée par l'équation 5. Elle sera déduite par post-traitement. Il est alors possible de définir les performances en réflexion et en transmission en polarisation circulaire.

$$\begin{bmatrix} b_{H_1} \\ b_{H_2} \\ b_{V_1} \\ b_{V_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{cell_{H_1H_1}} & S_{cell_{H_1H_2}} & S_{cell_{H_1V_1}} & S_{cell_{H_1V_2}} \\ S_{cell_{H_2H_1}} & S_{cell_{H_2H_2}} & S_{cell_{H_2V_1}} & S_{cell_{H_2V_2}} \\ S_{cell_{V_1H_1}} & S_{cell_{V_1H_2}} & S_{cell_{V_1V_1}} & S_{cell_{V_1V_2}} \\ S_{cell_{V_2H_1}} & S_{cell_{V_2H_2}} & S_{cell_{V_2V_1}} & S_{cell_{V_2V_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{H_1} \\ a_{H_2} \\ a_{V_1} \\ a_{V_2} \end{bmatrix} \quad (5)$$



Pour extraire les performances des cellules en réflexion et en transmission, il est nécessaire d'extraire les paramètres intrinsèques de la cellule en les séparant des perturbations apportées par la chaîne de mesure. Une opération de « de-embedding » est alors effectuée (en utilisant les matrices  $T$ ) comme montré sur la Figure 55 et sur les équations 6 et 7.

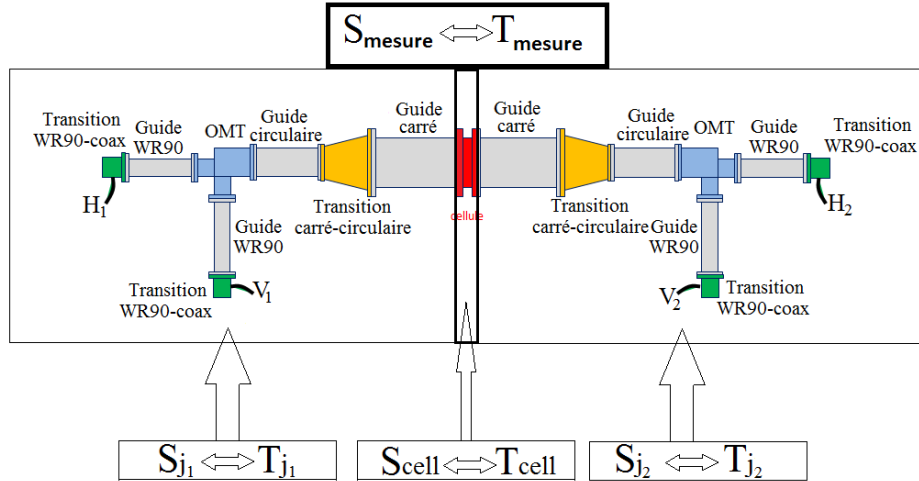


Figure 55 : Dispositif de mesure, et les matrices  $S$  et  $T$  associées

$$[T_{mes}] = [T_{j_1}] [T_{cell}] [T_{j_2}] \quad (6)$$

$$[T_{cell}] = [T_{j_1}]^{-1} [T_{mes}] [T_{j_2}]^{-1} \quad (7)$$

Ces équations montrent que les caractéristiques des deux jonctions doivent être connues (matrices de transfert  $[T_{j1}]$  et  $[T_{j2}]$ ) pour obtenir  $[T_{cell}]$ , et donc  $[S_{cell}]$ . Expérimentalement, on mesure les paramètres  $S$ . La matrice de passage *matrice  $S$ -matrice  $T$*  en 4 ports est détaillée en Annexe 6.

La Figure 56 représente une des deux jonctions avec les différents ports d'entrée et de sortie. Chaque jonction combine deux « chemins » distincts, chacun correspondant au transfert d'un des deux modes (H ou V) à travers cette jonction. Le premier chemin ( $H_1$ - $H_2$ ) correspond à la composante H, et le second tronçon ( $V_1$ - $V_2$ ) correspond à la composante V.

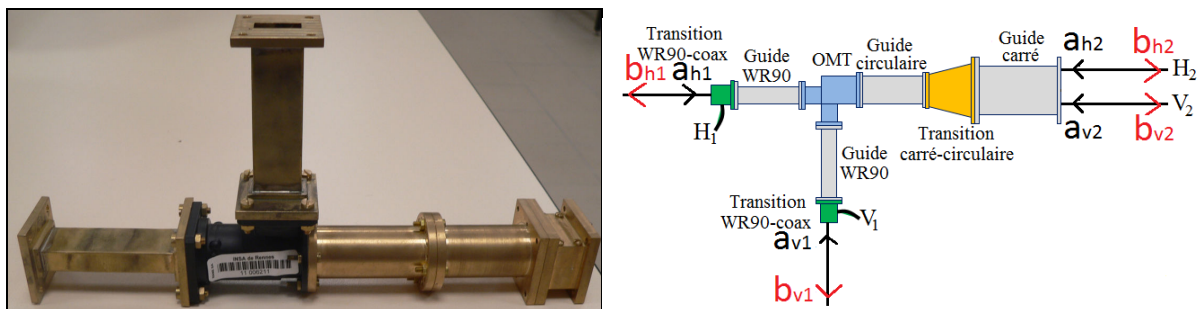


Figure 56: Une des deux jonctions

L'équation 8 représente la matrice  $S$  de la jonction, à déterminer. Elle montre qu'en théorie les deux chemins sont couplés puisqu'une onde incidente sur l'accès  $H_1$  peut générer une onde transmise  $V_2$  sur l'accès de sortie. Malheureusement, mesurer directement les paramètres  $S$  de ces deux jonctions est impossible car les accès  $H_2$  et  $V_2$  sont non standards et confondus (ils correspondent à un même port physique : le guide d'onde carré).

$$\begin{bmatrix} b_{H_1} \\ b_{H_2} \\ b_{V_1} \\ b_{V_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{j_{H_1H_1}} & S_{j_{H_1H_2}} & S_{j_{H_1V_1}} & S_{j_{H_1V_2}} \\ S_{j_{H_2H_1}} & S_{j_{H_2H_2}} & S_{j_{H_2V_1}} & S_{j_{H_2V_2}} \\ S_{j_{V_1H_1}} & S_{j_{V_1H_2}} & S_{j_{V_1V_1}} & S_{j_{V_1V_2}} \\ S_{j_{V_2H_1}} & S_{j_{V_2H_2}} & S_{j_{V_2V_1}} & S_{j_{V_2V_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{H_1} \\ a_{H_2} \\ a_{V_1} \\ a_{V_2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Nous allons donc effectuer une/des approximation(s) sur les performances des jonctions pour extraire leurs paramètres  $S$  et ensuite utiliser les matrices de transfert pour déterminer les performances intrinsèques aux cellules.

### III.3.B) Approximations permettant l'extraction des paramètres $S$ des jonctions

Le coupleur OMT et la transition circulaire-carrée présentent a priori des performances très bonnes en isolation et en transmission. Il est donc raisonnable de supposer que les coefficients de couplage entre les deux chemins sont négligeables, ce qui pourra permettre de simplifier la matrice des jonctions à déterminer. De ce fait, une mesure des deux jonctions en tête bêche ('à vide') a été effectuée pour valider ces approximations (Figure 57). Cette mesure permet d'avoir une idée des performances des jonctions, en réflexion, en isolation et en transmission en fonction de chaque entrée/sortie (pour les deux modes).

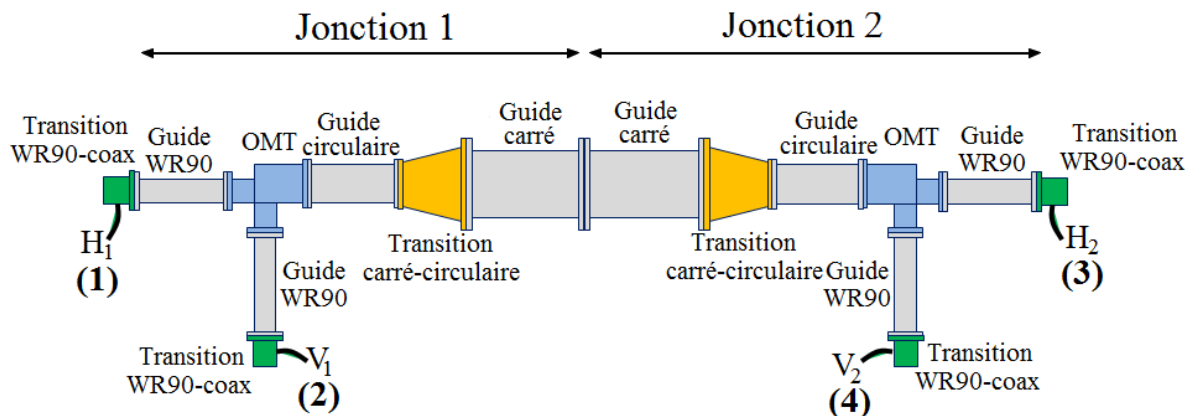


Figure 57 : Mesure 'à vide' du système complet

Nous supposons par la suite que les deux jonctions sont identiques.

- **Coefficients de réflexion**

La Figure 58 représente les coefficients de réflexion  $S_{H_1H_1}$ ,  $S_{V_1V_1}$ ,  $S_{H_2H_2}$ , et  $S_{V_2V_2}$  en entrée.

Moins de 10 % de la puissance émise est réfléchi entre 8 et 9 GHz.

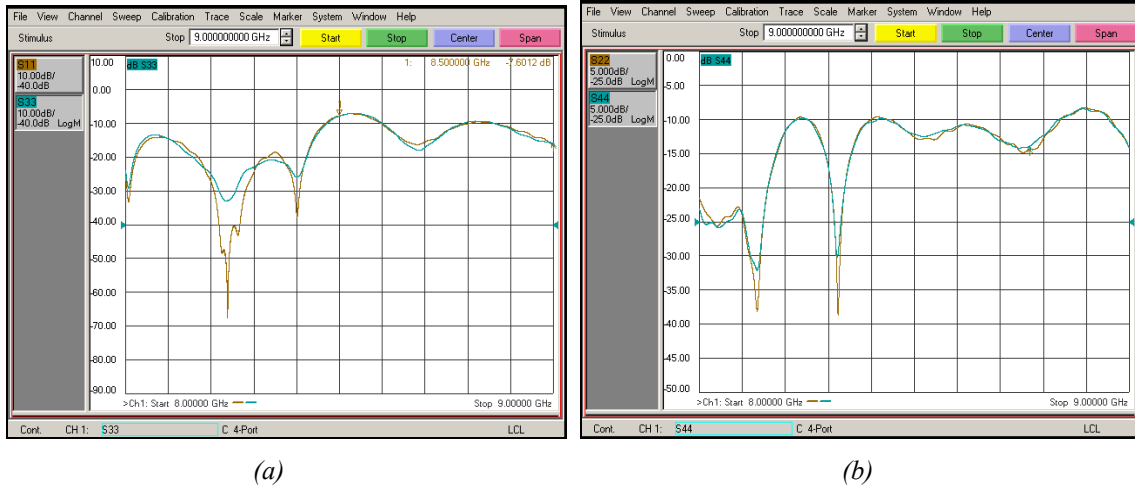


Figure 58 : Coefficient (a) :  $S_{H_1H_1}$  et  $S_{H_2H_2}$  (b)  $S_{V_1V_1}$  et  $S_{V_2V_2}$  en dB du système ‘à vide’ en fonction de la fréquence

- **Isolation**

La Figure 59 montre l’isolation entre les ports  $H_1$  et  $V_1$  ( $S_{H_1V_1}$  et  $S_{V_1H_1}$ ), et entre les ports  $H_2$  et  $V_2$  ( $S_{H_2V_2}$  et  $S_{V_2H_2}$ ). Cette dernière est très bonne : ‘50 dB’ d’isolation en moyenne est obtenue ce qui correspond à moins de 0,3% de la puissance émise sur le port  $H_1$  (et sur le port  $H_2$ ) qui se retrouve sur le port  $V_1$  (et sur le port  $V_2$ ).

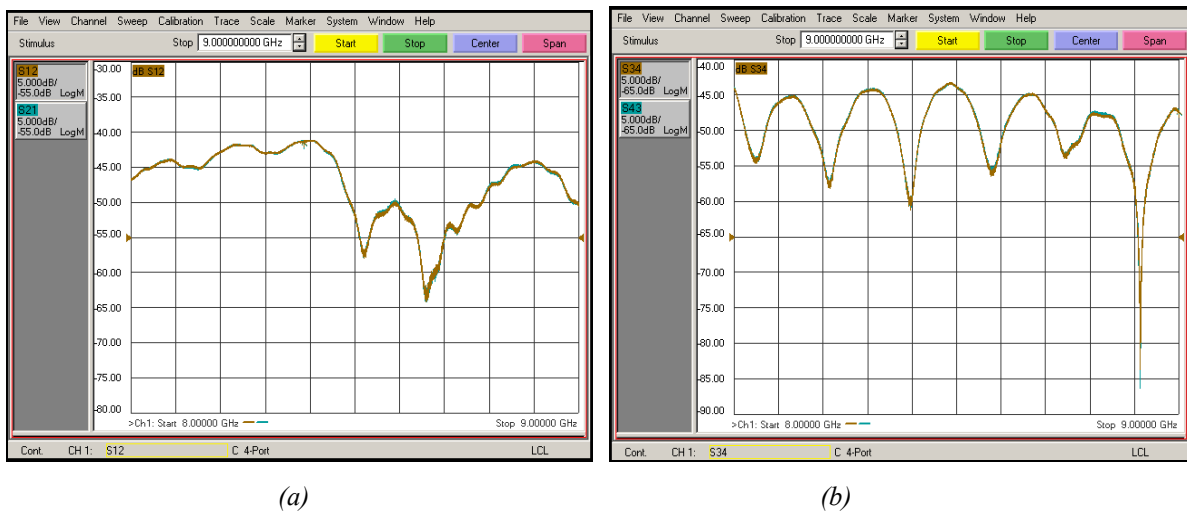


Figure 59 : Coefficient (a) :  $S_{H_1V_1}$  et  $S_{V_1H_1}$ , (b) :  $S_{H_2V_2}$  et  $S_{V_2H_2}$  en dB du système ‘à vide’ en fonction de la fréquence

○ **Coefficients de transmission**

Les coefficients de transmission ( $S_{H_1H_2}$  ou  $S_{H_2H_1}$  et  $S_{V_1V_2}$  ou  $S_{V_2V_1}$ ) à travers les deux jonctions montées tête bêche sont représentés sur la Figure 60. Des pertes moyennes de 0,6 dB sont obtenues, ce qui correspond à une transmission de l'énergie aux alentours de 90%.

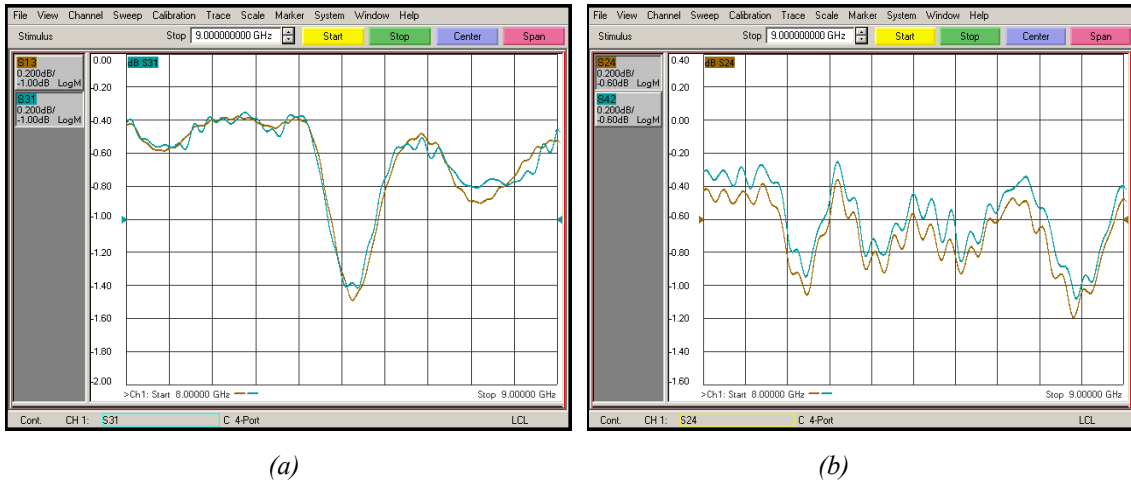


Figure 60 : Coefficient (a) :  $S_{H_1H_2}$  ou  $S_{H_2H_1}$ , (b) :  $S_{V_1V_2}$  ou  $S_{V_2V_1}$  en dB du système 'à vide' en fonction de la fréquence

○ **Coefficients de transmission des composantes croisées**

La Figure 61 permet d'observer le coefficient de transmission entre la polarisation H en entrée et la polarisation V en sortie (et inversement). Ces coefficients traduisent la conversion de polarisation due à la chaîne de mesure. Cette dernière est très faible: seulement 3% de la composante orthogonale à la composante émise, est générée.



Figure 61 : Coefficient de transmission des composantes croisées en dB du système 'à vide' en fonction de la fréquence

En résumé, les paramètres  $S$  mesurés à 8,5 GHz valent:

-  $S_{H_1V_1} = S_{V_1H_1} = -40 \text{ dB}$

- $S_{j_{H_1V_2}} = S_{j_{V_2H_1}} = -30 \text{ dB}$
- $S_{j_{V_1H_2}} = S_{j_{H_2V_1}} = -30 \text{ dB}$
- $S_{j_{H_2V_2}} = S_{j_{V_2H_2}} = -40 \text{ dB}$

On considère de plus que si l'isolation et la transmission des composantes croisées est nulle lorsque les deux jonctions sont en tête bêche, il en sera de même pour une seule jonction. Ainsi, nous effectuons les approximations suivantes.

- $S_{j_{H_1V_1}} = S_{j_{V_1H_1}} = 0$  : *Isolation parfaite en entrée de jonction*
- $S_{j_{H_1V_2}} = S_{j_{V_2H_1}} = 0$  : *Transmission nulle sur les composantes croisées :  $H_1$  en  $V_2$*
- $S_{j_{V_1H_2}} = S_{j_{H_2V_1}} = 0$  : *Transmission nulle sur les composantes croisées :  $H_2$  en  $V_1$*
- $S_{j_{H_2V_2}} = S_{j_{V_2H_2}} = 0$  : *Isolation parfaite en sortie de jonction*

La matrice de chaque jonction comprend désormais 6 paramètres inconnus (paramètres de réflexion et de transmission de ces jonctions), comme le montre l'équation 9.

$$\begin{bmatrix} b_{H_1} \\ b_{H_2} \\ b_{V_1} \\ b_{V_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{j_{H_1H_1}} & S_{j_{H_1H_2}} & 0 & 0 \\ S_{j_{H_2H_1}} & S_{j_{H_2H_2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{j_{V_1V_1}} & S_{j_{V_1V_2}} \\ 0 & 0 & S_{j_{V_2V_1}} & S_{j_{V_2V_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{H_1} \\ a_{H_2} \\ a_{V_1} \\ a_{V_2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Désormais, étant donné les approximations faites, on considère les deux modes découplés et on travaille donc seulement en deux ports. Cela facilite l'extraction des performances de chaque jonction. Comme le montre l'Annexe 7, elles pourront être déduites de la méthode des courts-circuits décalés. Cette méthode utilise trois courts-circuits placés à une distance différente de la sortie de la jonction; cela permet d'établir trois équations à trois inconnues. Comme décrit auparavant, chaque jonction présente deux « tronçons » distincts correspondant à chaque composante (H ou V) de la polarisation linéaire. En effet, comme montré sur la Figure 62, le système de mesure peut être considéré comme une mise en cascade de 2 quadripôles découplés. Il faut alors déterminer pour chaque polarisation et pour chaque tronçon de jonction les paramètres  $S_{j_{H_1-H_1}}$ ,  $S_{j_{H_1-H_2}}$ ,  $S_{j_{H_2-H_2}}$  et les paramètres  $S_{j_{V_1-V_1}}$ ,  $S_{j_{V_1-V_2}}$ ,  $S_{j_{V_2-V_2}}$  respectivement pour le tronçon  $H_1-H_2$  et pour le tronçon  $V_1-V_2$ .

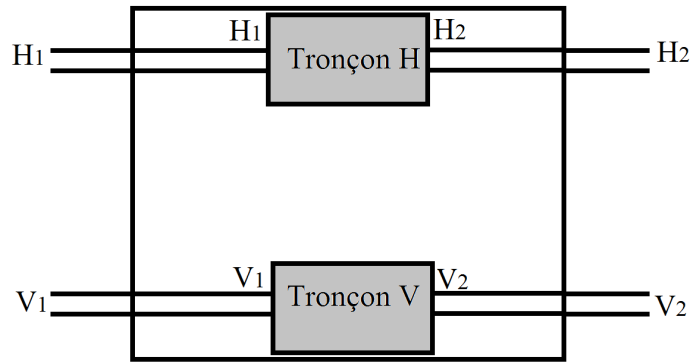


Figure 62 : Système de mesure de la jonction 1, considéré comme une mise en cascade de 2 quadripôles découplés

En conclusion, les paramètres  $S$  des jonctions peuvent désormais facilement être extraits. La Figure 63 et la Figure 64 illustrent les performances en réflexion et en transmission du tronçon  $H_1$ - $H_2$  de la jonction 1.

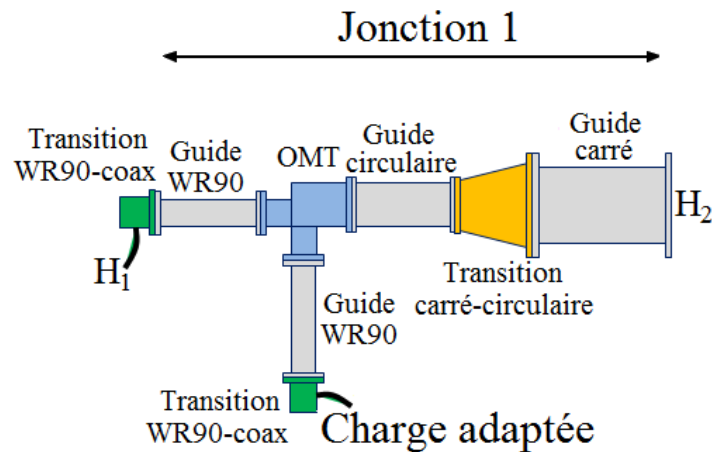


Figure 63 : Système de mesure pour le tronçon  $H_1$ - $H_2$  de la jonction 1

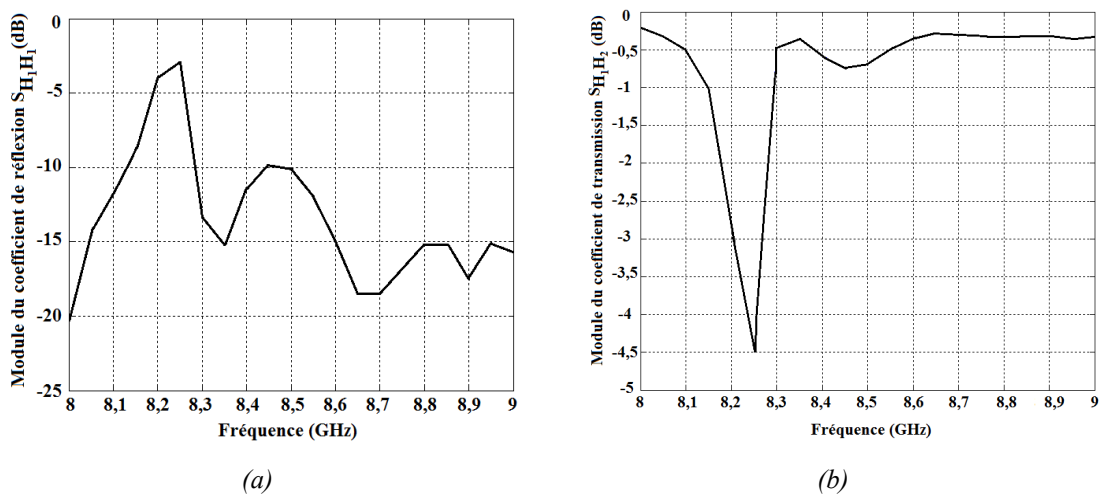


Figure 64 : Module de (a) :  $S_{H_1H_1}$ , (b) :  $S_{H_1H_2}$  du tronçon  $H_1$ - $H_2$  de la jonction 1 en dB en fonction de la fréquence

Les performances de cette jonction sont très bonnes; les pertes sont faibles entre 8 et 9 GHz, mis à part à 8,25 GHz où l'on note une forte réflexion qui est sans doute la conséquence des multiples interconnexions de guides d'onde de nature différente.

Pour résumer, la Figure 65 représente un organigramme récapitulatif de cette procédure de mesure particulière permettant d'extraire les performances des cellules en réflexion et en transmission.

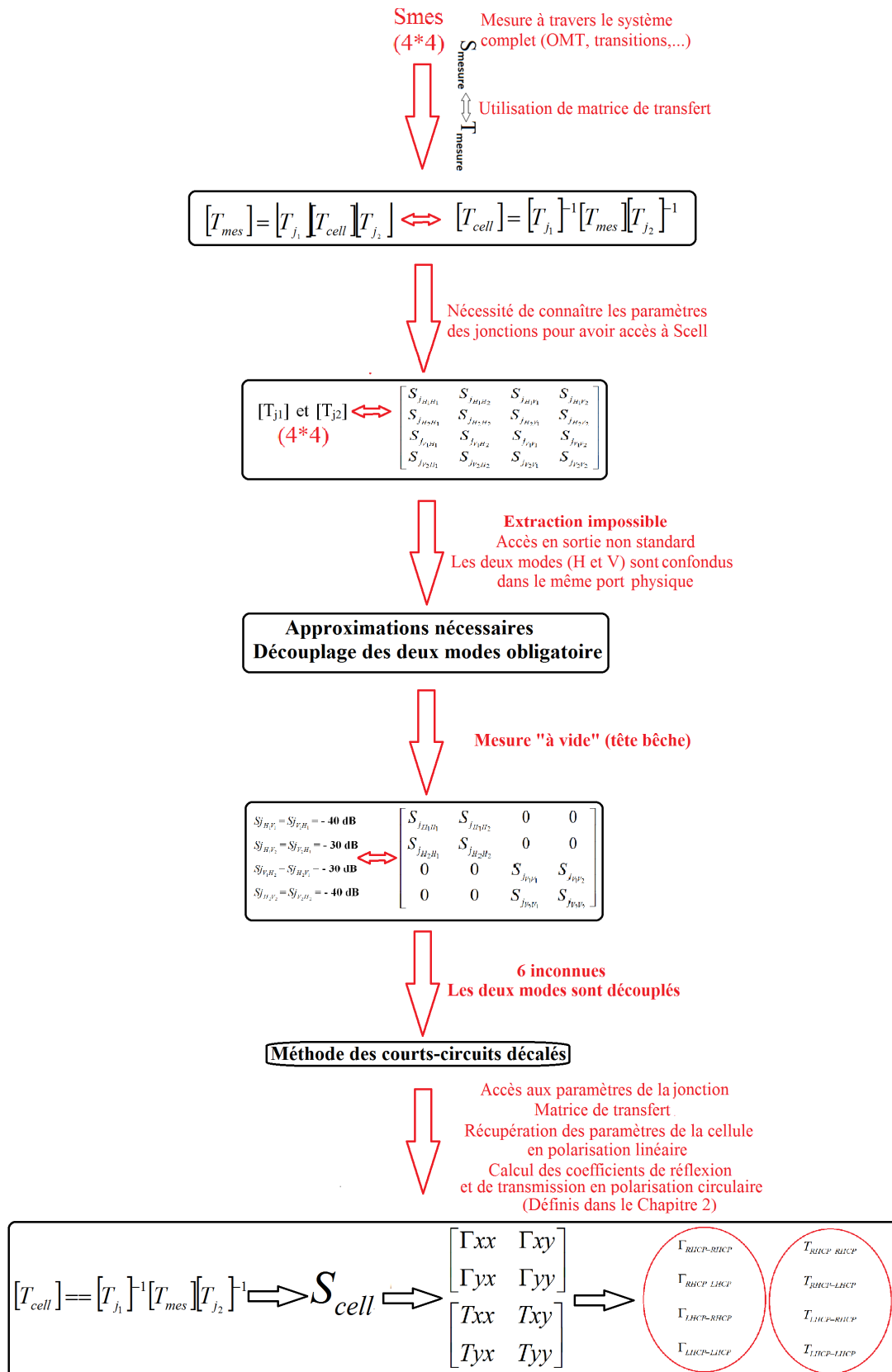


Figure 65 : Synthèse de la procédure de mesure permettant l'extraction des paramètres S de la cellule



### III.4) Résultats expérimentaux en réflexion et en transmission

La Figure 66 montre le dispositif de mesure avec l'analyseur de réseau 4 ports qui permet la mesure du système complet.

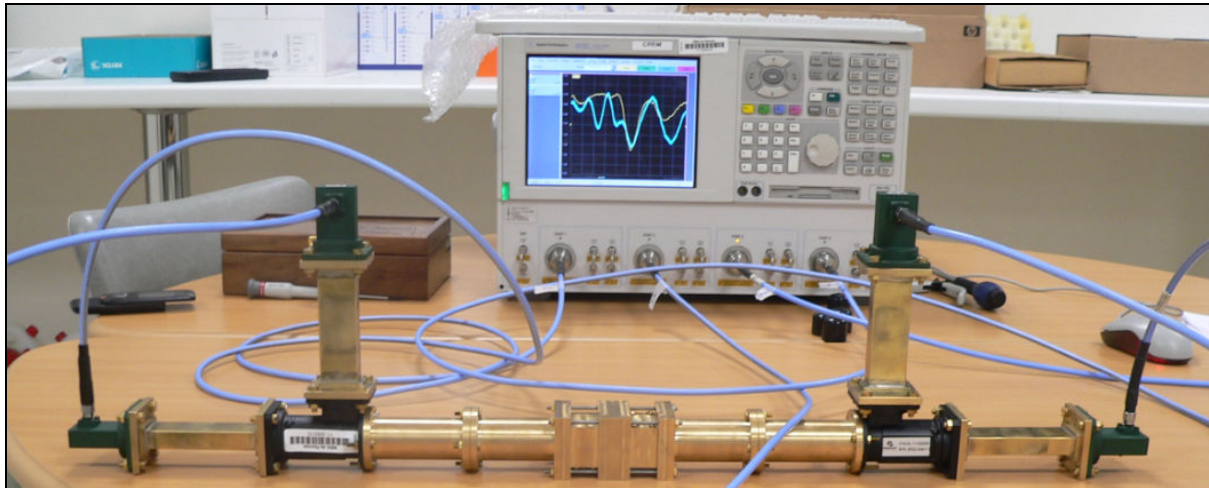


Figure 66 : Vue globale du dispositif de mesure

La Figure 67 et la Figure 68 qui représentent les performances simulées et mesurées de la CPSS dans l'état 4 respectivement en réflexion LHCP et en transmission RHCP, montrent un excellent accord entre l'expérimentation et la simulation. En effet, cette CPSS fonctionne très bien des pertes plus importantes fortes en mesures, compte tenu notamment des approximations faites dans la procédure d'extraction.

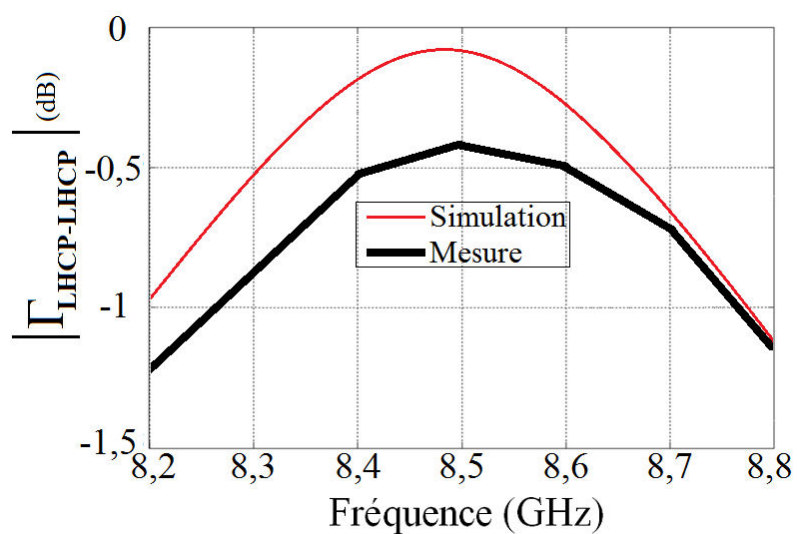


Figure 67 : Comparaison simulation/mesure du module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence de la CPSS dans l'état 4

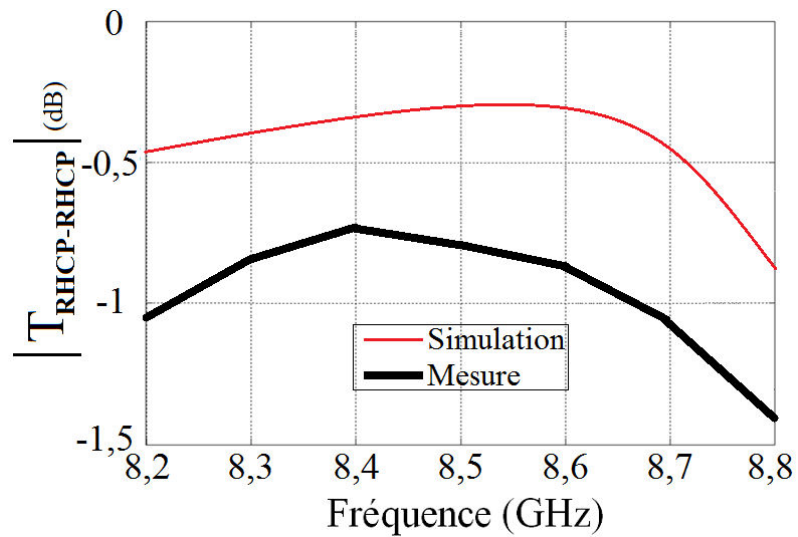


Figure 68 : Comparaison simulation/mesure du module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence de la CPSS dans l'état 4

La Figure 69, la Figure 70, la Figure 71 et la Figure 72 représentent les performances mesurées des cellules à états figés dans la bande 8,2-8,8 GHz en réflexion et en transmission (module et phase).

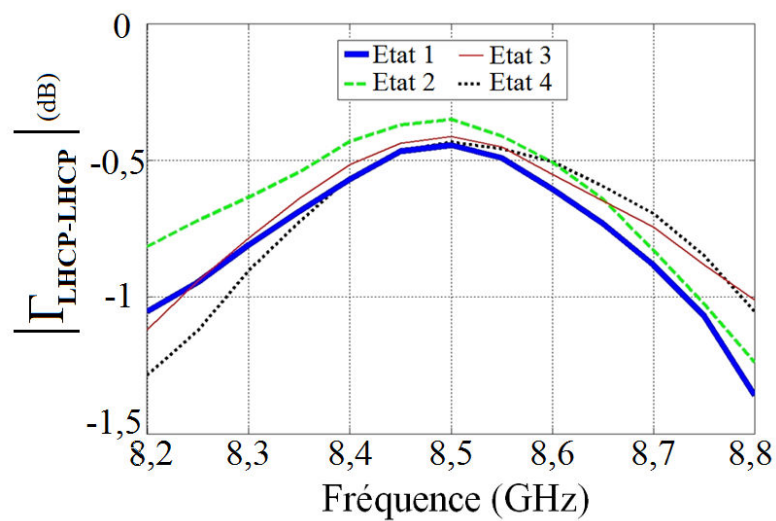


Figure 69 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

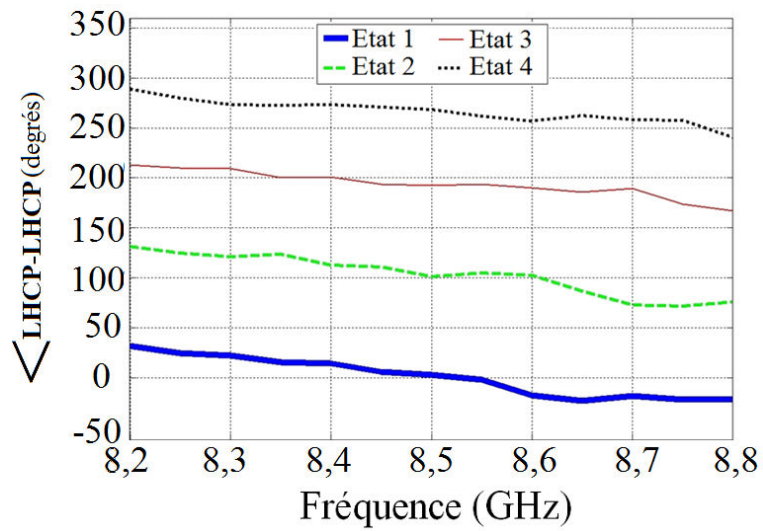


Figure 70 : Phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

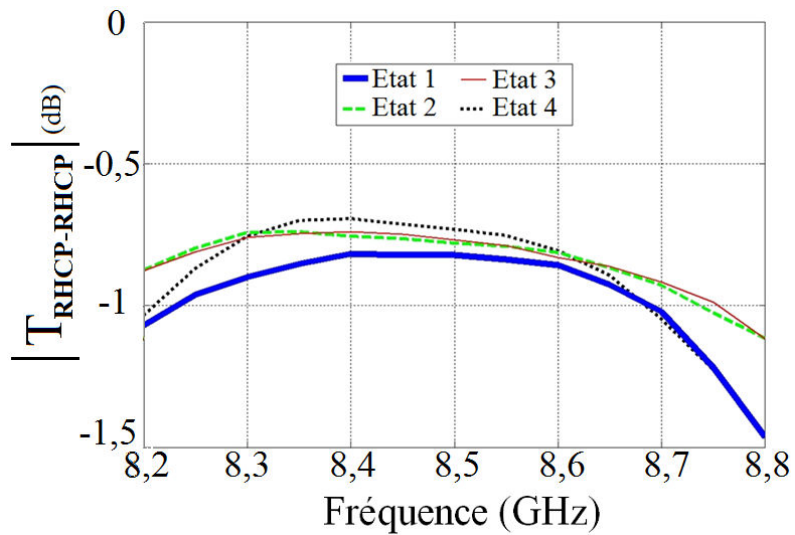


Figure 71 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

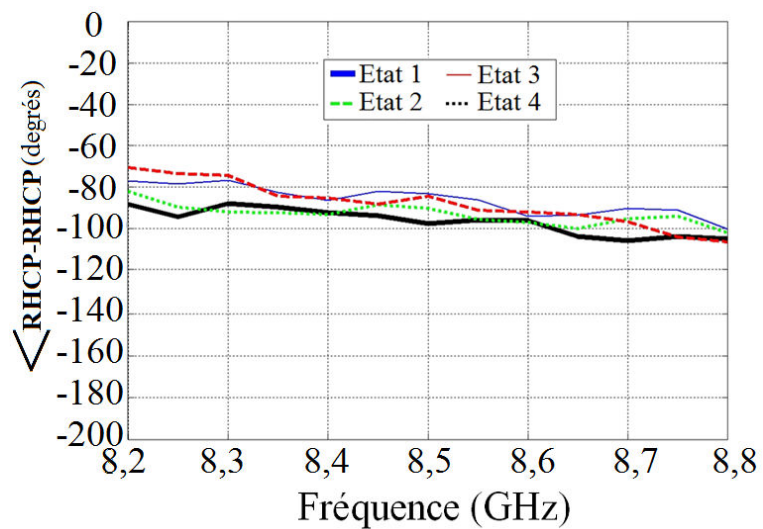


Figure 72 : Phase du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

Afin de valider les performances globales de la cellule en phase réfléchie, l'écart type de phase et le nombre de bits équivalents sont représentés, en fonction de la fréquence, sur la Figure 73 et sur la Figure 74. Les performances mesurées de cette structure 'pseudo-active' sont excellentes. La bande passante obtenue (définie pour des pertes d'insertion inférieures à 1 dB en LHCP et en RHCP) est de 550 MHz (6,5%) avec un écart type de phase et un nombre de bits équivalents respectivement inférieur et supérieur à 28 degrés et à 1,85. Sur cette plage de fréquences, les pertes en réflexion (LHCP) et en transmission (RHCP) sont inférieures à 1dB.

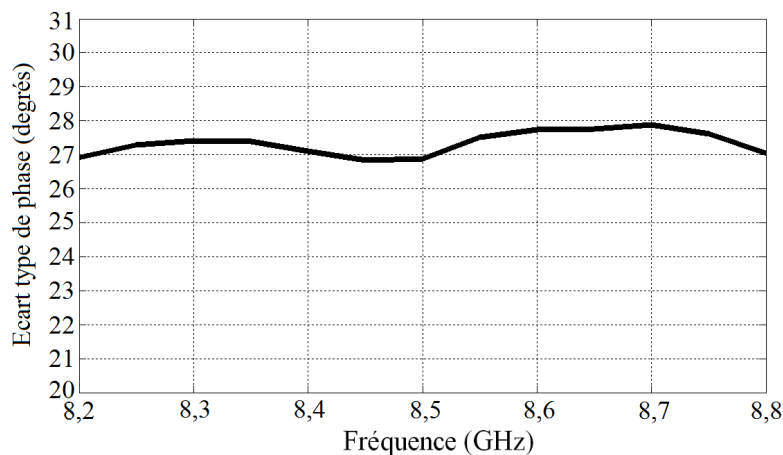


Figure 73 : Ecart type de phase mesuré du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

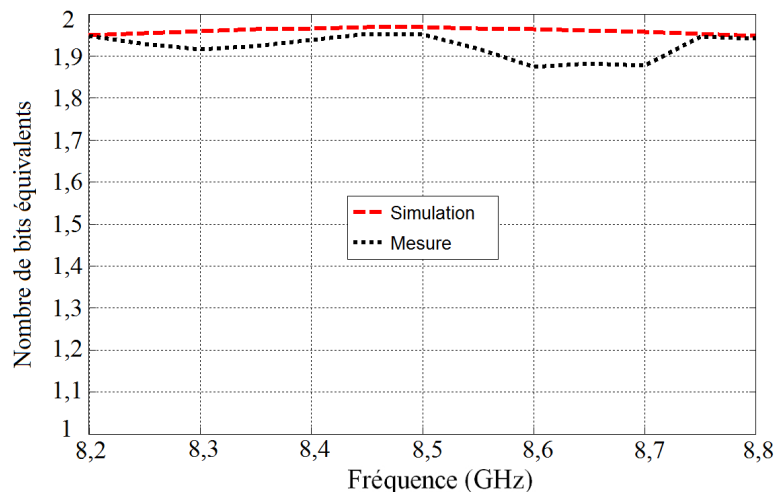


Figure 74 : Comparaison simulation/mesure du nombre de bits équivalents en fonction de la fréquence

### III.5) Conclusion

Ce chapitre a décrit une procédure expérimentale permettant d'extraire les performances des cellules déphaseuses en polarisation circulaire en réflexion et en transmission, et a présenté les résultats obtenus.

Pour démarrer, la problématique de mesure a été présentée ainsi que les différents éléments nécessaires pour le banc de mesure. A partir de la mesure du système complet en 4 ports, nous avons extrait les performances des jonctions pour en déduire celles des cellules (à l'aide de matrices de transfert). L'extraction brute des paramètres des jonctions est impossible car l'accès en sortie de chaque jonction n'est pas un port standard et les deux modes sont confondus dans ce dernier. Des approximations ont alors été faites à partir d'une mesure tête bêche pour récupérer les paramètres des jonctions (méthode des courts-circuits décalés).

Les mesures ainsi obtenues sont très satisfaisantes. La bande passante est de 550 MHz (6,5%) avec un écart type de phase et un nombre de bits équivalents respectivement inférieur et supérieur à 28 degrés et à 1,85. Sur la plage de fréquence [8,2-8,75 GHz], les pertes en réflexion (LHCP) et en transmission (RHCP) sont inférieures à 1dB.

Désormais il faut étudier et valider la seconde couche de la future cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire avant d'optimiser les deux couches ensemble.

# **IV) Chapitre 4 : Conception et performances de la cellule à états figés en bipolarisation circulaire**

## **IV.1) Introduction**

Ce chapitre a pour but de valider la cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire pour la future antenne à réseau réflecteur. Dans cette partie, la cellule est composée de ‘commutateurs idéaux’; elle sera donc à nouveau validée avec des états figés. Pour aboutir à cette cellule en bipolarisation circulaire, la couche CPSS présentée et validée expérimentalement dans le chapitre précédent est complétée par une seconde couche réfléchissant l’onde RHCP incidente transmise par la première couche.

Ce chapitre présente tout d’abord la seconde couche de la cellule en bipolarisation circulaire qui s’apparente à une cellule monopolarisation. Cette cellule est validée numériquement et expérimentalement. Puis, une procédure d’optimisation de la cellule complète en bipolarisation circulaire est présentée ainsi que les résultats numériques associés. Pour finir, la validation expérimentale de cette cellule novatrice est exposée ainsi qu’une solution permettant d’améliorer ses performances générales en bande passante.

## **IV.2) Étude numérique de la seconde couche de la cellule en bipolarisation circulaire**

### **IV.2.A) Principe général**

Pour aboutir à une cellule bipolarisation, la couche CPSS présentée précédemment doit être complétée par une seconde couche réfléchissant l’onde RHCP. Cette seconde couche s’apparente à une cellule monopolarisation circulaire. Il existe de nombreuses topologies de cellules déphaseuses répondant à ce besoin. Ici, l’idée est de choisir la structure la plus simple possible afin de faciliter l’optimisation et la réalisation. La topologie ainsi choisie est bien connue [2]-[55]. Elle prend pour point de départ un simple dipôle de taille  $\lambda/2$  placée à  $\lambda/4$  au dessus d’un plan de masse (Figure 75). Pour une telle structure, l’onde incidente polarisée

circulairement est réfléchi sans changement d'hélicité et est déphasé proportionnellement à la rotation du dipôle autour de l'axe vertical ( $0z$ ).

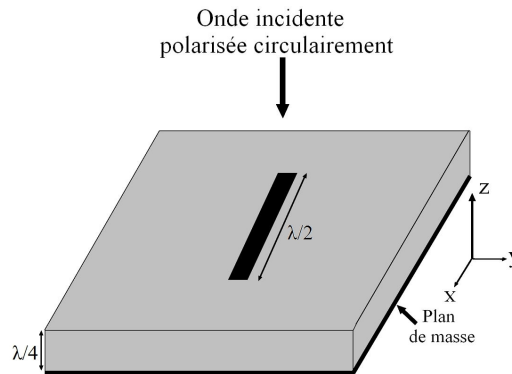


Figure 75: Cellule constituée d'un dipôle au dessus d'un plan de masse

A titre d'illustration, dans le cas de la Figure 75, la réflexion de la composante selon  $x$  du champ incident s'opère directement sur le dipôle avec un déphasage de  $180^\circ$  (réflexion sur un court-circuit). La réflexion de la composante  $y$  se fait sur le plan de masse, également avec un déphasage initial de  $180^\circ$ . Le fait de ramener le plan de référence au niveau du substrat (c'est-à-dire  $\lambda/4$  en amont), ajoute encore un déphasage de  $180^\circ$ , qui peut-être interprété comme un retournement de la composante  $y$  du champ réfléchi. Au final, les deux composantes orthogonales du champ subissent donc un déphasage de  $180^\circ$ , la composante selon  $y$  étant en plus, retournée. Comme démontré dans [55], cela équivaut à réfléchir une onde polarisée circulairement sans changer son hélicité. Tout déphasage supplémentaire de l'onde s'obtient en modifiant l'orientation du dipôle dans le plan horizontal, selon le principe de déphasage par rotation déjà évoqué.

La partie suivante montre la couche RHCP optimisée autour de 8,5GHz avec ses états figés.

#### IV.2.B) Optimisation de la cellule RHCP à états figés

L'optimisation a amené à utiliser 4 dipôles placés au-dessus d'un plan de masse avec un angle de rotation approprié afin de réfléchir l'onde RCHP incidente avec une résolution de phase de 2 bits. De la même manière que pour la première couche, plusieurs composants de commutation (deux pour chaque état) seraient nécessaires pour activer un état parmi les quatre.

L'empilement technologique est montré sur la Figure 76 : il est similaire à celui de la première couche et repose essentiellement sur un substrat de mousse afin de réduire la

réflexion parasite sur la couche diélectrique (démonstré au chapitre 2). La géométrie optimale optimisée des 4 états du dipôle est représentée sur la Figure 77. Chaque configuration est composée d'un dipôle actif (en rouge sur la Figure 77) et de trois dipôles parasites (en bleu sur la Figure 77). Chaque dipôle actif a été optimisé (longueur  $L$ ) pour réfléchir totalement la composante parallèle au champ incident tandis que la composante orthogonale est réfléchi par le plan de masse (hauteur  $h$ ). La hauteur  $h$  ne vaut pas  $\lambda/4$  (valeur théorique pour garantir que le champ réfléchi ait la même hélicité que l'onde incidente) à cause du couplage mutuel entre les dipôles. L'optimisation a été effectuée avec le logiciel Ansys-HFSS ©. Les paramètres principaux pour obtenir la géométrie optimale sont  $h$ ,  $W$  et  $L$ . Les valeurs des angles de rotation vis-à-vis de l'état 1 (déphasage de  $0^\circ$ ) sont les suivantes :  $-45^\circ$  pour l'état 2 (déphasage de  $90^\circ$ ),  $90^\circ$  pour l'état 3 (déphasage de  $180^\circ$ ) et  $-135^\circ$  pour l'état 4 (déphasage de  $270^\circ$ ).

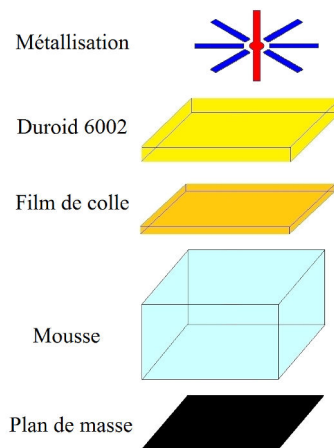
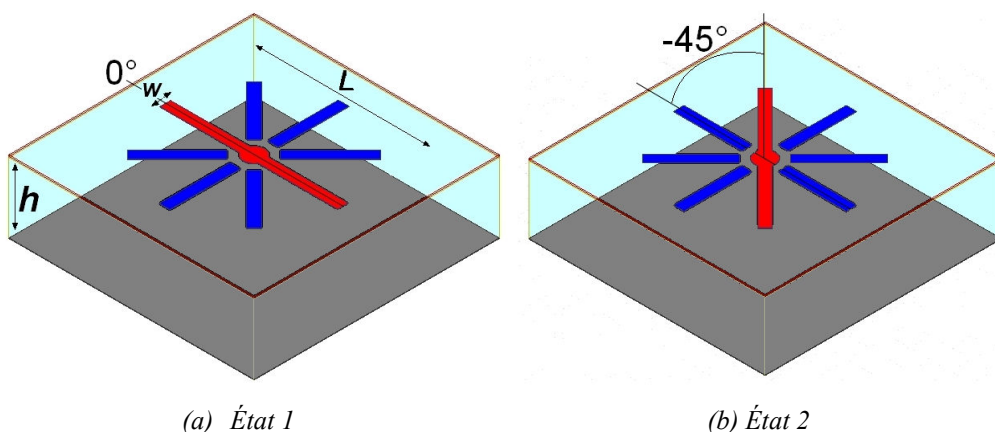


Figure 76 : Empilement diélectrique de la seconde couche





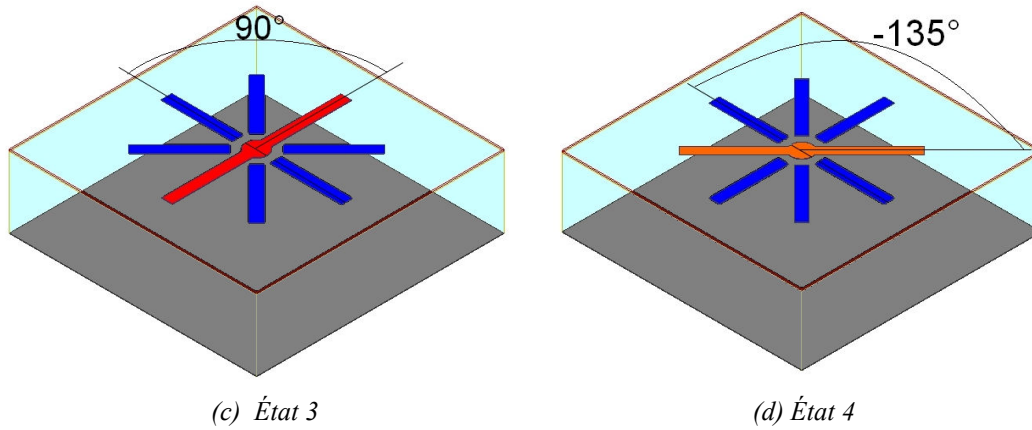


Figure 77 : Etats optimisés de la seconde couche (cellule RHCP) de la cellule unitaire.  $L=16,6\text{mm}$ ,  $w=1\text{mm}$ ,  $h=6,5\text{mm}$ .

A terme, les circuits ouverts et les courts-circuits permettant de faire tourner le dipôle sur ses 4 états pourraient être remplacés par des interrupteurs (de type diodes PIN ou MEMS).

### IV.2.C) Résultats numériques

Les performances de la cellule RHCP à états figés en réflexion LHCP et RHCP (module et phase), sont montrées sur la Figure 78, la Figure 79, la Figure 80 et la Figure 81. De plus, l'écart type de phase et le nombre de bits équivalents, critères permettant d'évaluer les performances en phase de la cellule déphaseuse, sont représentés respectivement sur la Figure 82 et la Figure 83 pour une onde incidente RHCP.

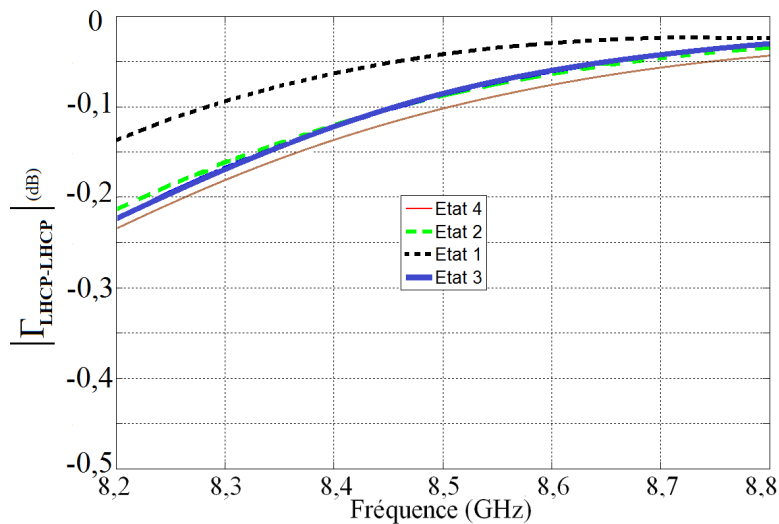


Figure 78 : Module du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

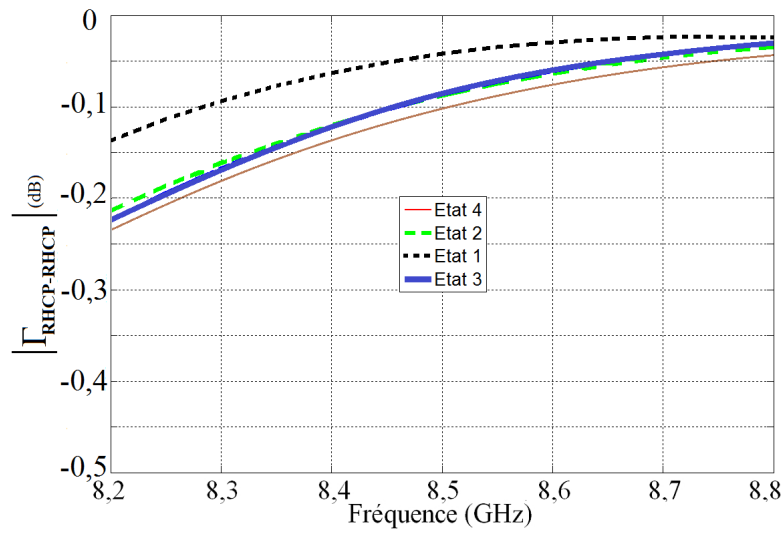


Figure 79 : Module du coefficient de réflexion RHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

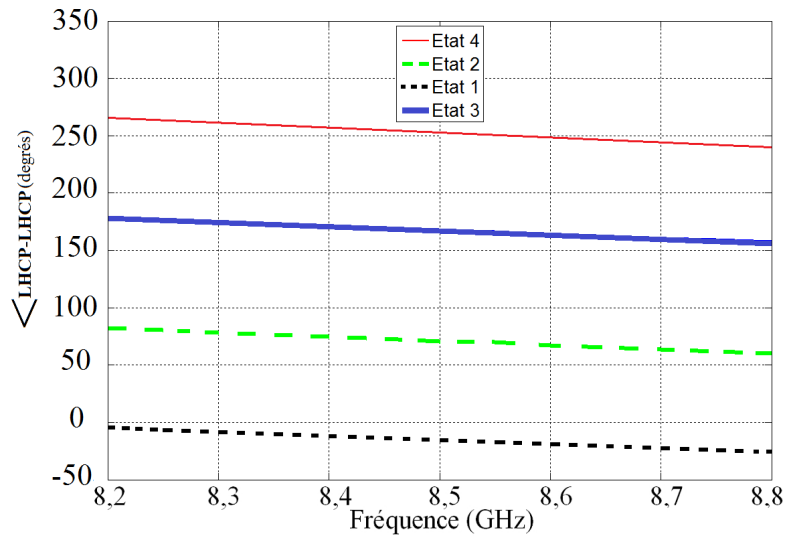


Figure 80 : Phase du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

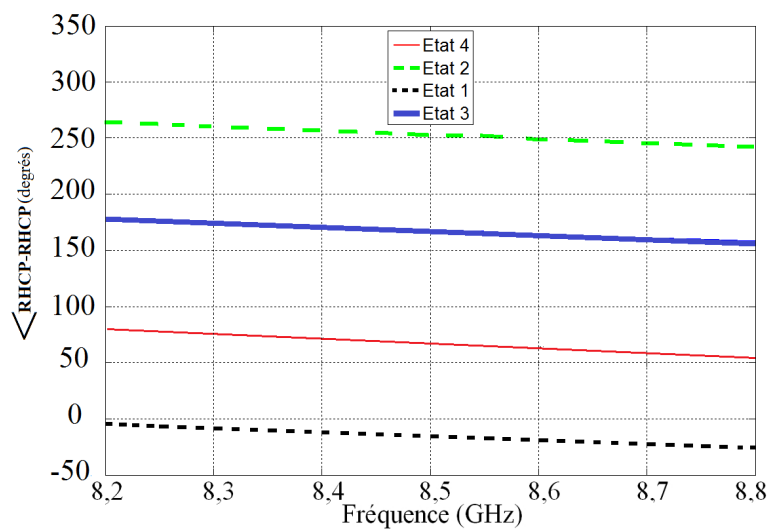


Figure 81 : Phase du coefficient de réflexion RHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

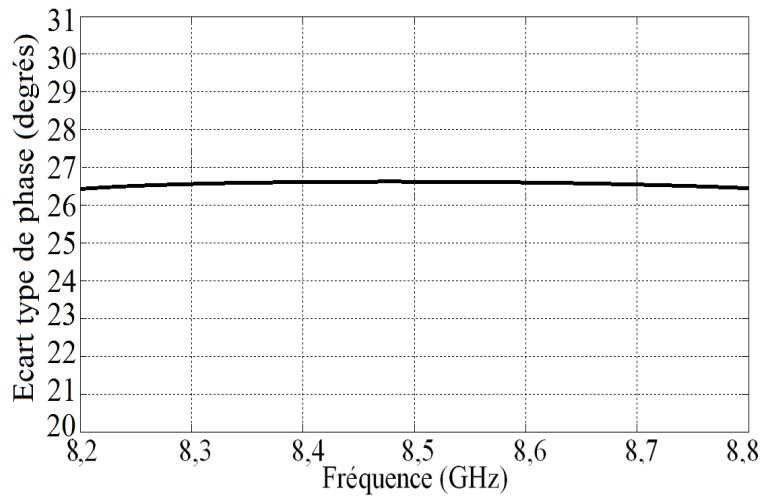


Figure 82 : Ecart type de phase en fonction de la fréquence pour une onde incidente RHCP

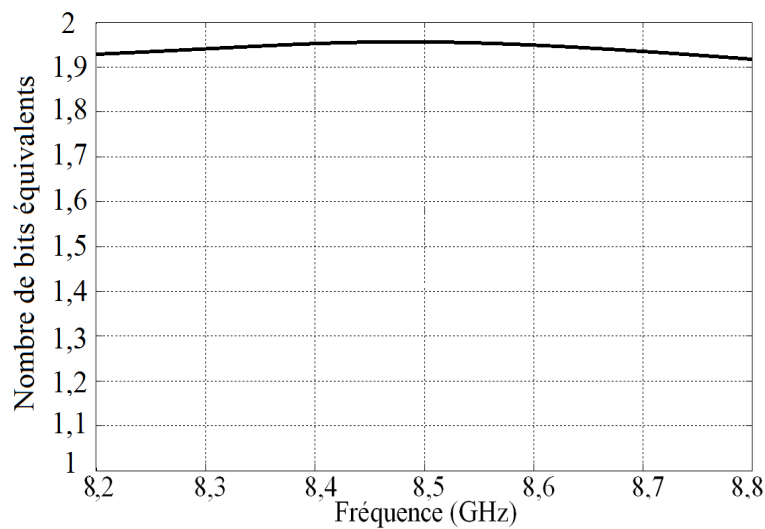


Figure 83 : Nombre de bits équivalents en fonction de la fréquence pour une onde incidente RHCP

Pour conclure, cette cellule RHCP à états figés permet de réfléchir correctement l'onde RHCP incidente sur 600 MHz de bande passante (entre 8,2 et 8,8 GHz). Sur cette bande, les pertes d'insertion sont inférieures à 0,2 dB et le nombre de bits équivalents avoisine 1,95. Evidemment, cette cellule réfléchirait une onde LHCP avec le même module et une loi de phase opposée. Toutefois, on rappelle que cette cellule est placée sous la couche CPSS (couche 1) et que celle-ci ne laisse passer que la polarisation circulaire droite (idéalement). Dès lors, la réponse à une excitation en polarisation circulaire gauche ne présente pas de réel intérêt.

Dans la suite, nous validons expérimentalement cette seconde couche avant d'optimiser la cellule complète permettant un fonctionnement en bipolarisation circulaire.

## IV.3) Validation expérimentale de la seconde couche de la cellule en bipolarisation circulaire

### IV.3.A) Caractérisation expérimentale du dipôle

Afin de valider expérimentalement les performances obtenues en simulation, une nouvelle série de maquettes a été réalisée (AP-LITHOS à Chateaubourg (35)). La Figure 84 représente les prototypes de la cellule RHCP, seconde couche de la future cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire. La Figure 85 montre le dispositif de mesure qui comprend maintenant une seule jonction. Les seules performances utiles ici concernent la réflexion.

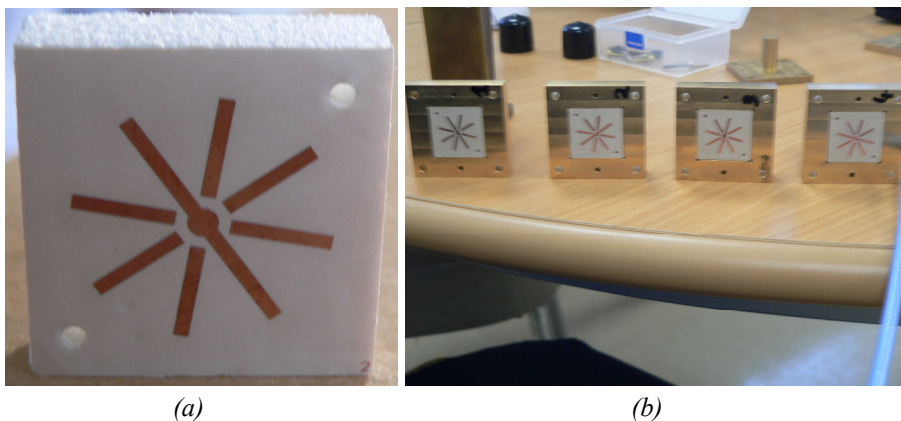


Figure 84 : Prototypes de la cellule RHCP (étoile de dipôle) réalisés chez AP-LITHOS. (a) Cellule RHCP seule : Etat 2 (b) 4 prototypes de la cellule RHCP avec les différents supports (plan de masse)

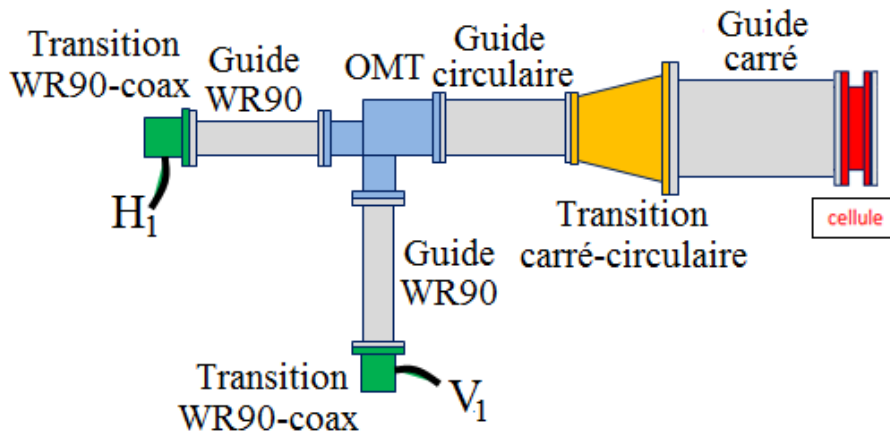


Figure 85 : Dispositif de mesure permettant de mesurer les performances des dipôles en réflexion

Les résultats expérimentaux de cette cellule RHCP ont été extraits en utilisant la même méthode de calcul que celle décrite dans le Chapitre 3. Par ailleurs, un nouveau post-traitement est proposé en Annexe 8. Il permet de déterminer la matrice de réparation  $[S_C]$  d'une cellule à 2 accès à partir d'une jonction de matrice en 4 ports dont la matrice  $T$  est connue (à l'aide de la méthode des courts-circuits décalés).

### IV.3.B) Performances expérimentales de la cellule RHCP à états figés :

Les résultats expérimentaux de la cellule RHCP à états figés sont représentés sur la Figure 86, la Figure 87, la Figure 88, la Figure 89 et la Figure 90.

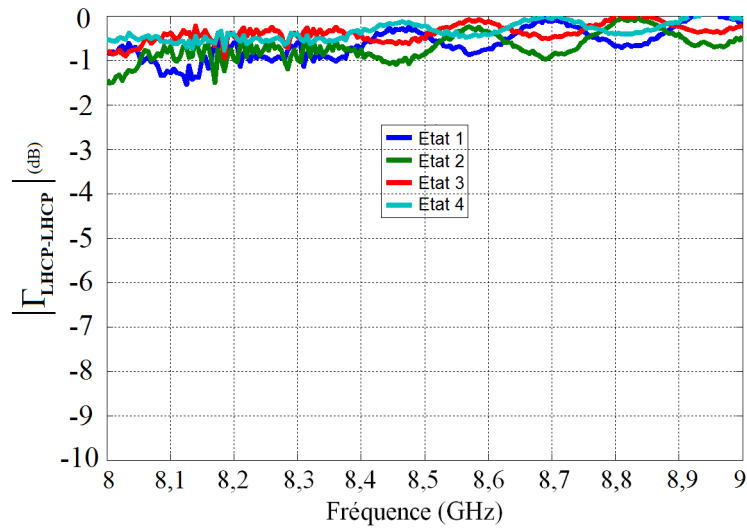


Figure 86 : Module du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

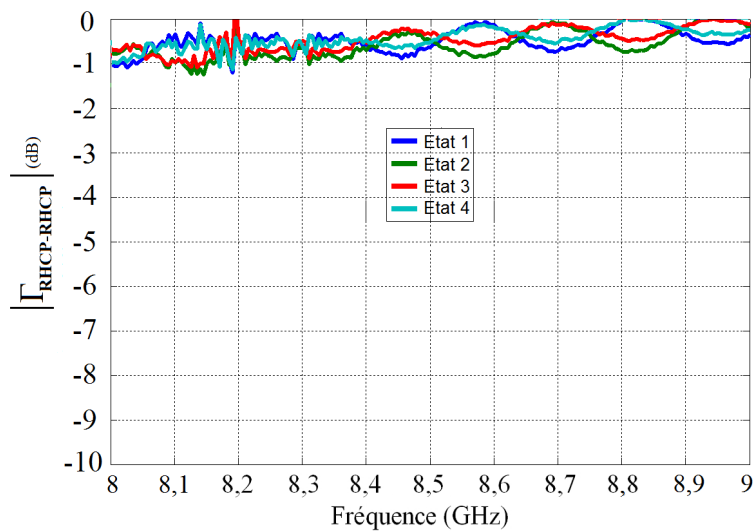


Figure 87 : Module du coefficient de réflexion RHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

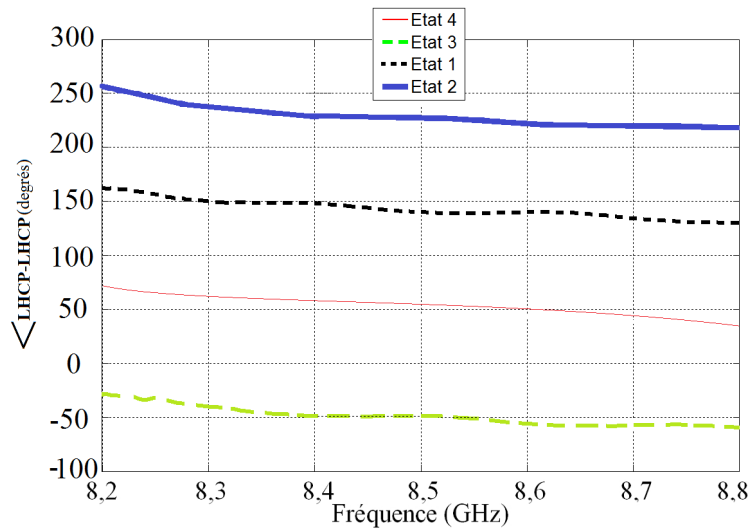


Figure 88 : Phase du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

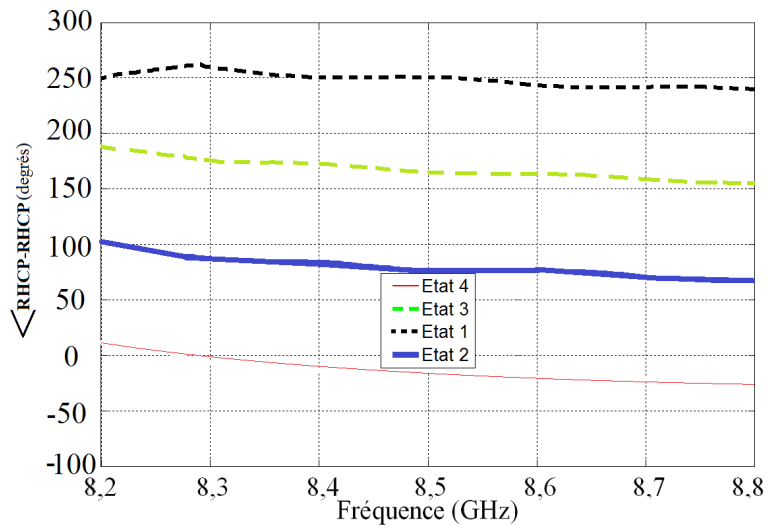


Figure 89 : Phase du coefficient de réflexion RHCP sur la cellule RHCP en fonction de la fréquence

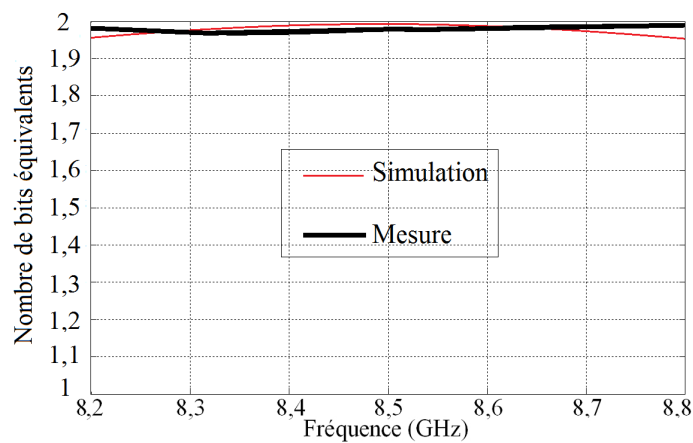


Figure 90 : Nombre de bits équivalents pour une onde incidente RHCP.

Les performances expérimentales de la cellule RHCP sont satisfaisantes; elles sont en accord avec les résultats numériques. En effet, l'onde RHCP est correctement réfléchi avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB sur 600 MHz de bande (autour de 8,5 GHz). De plus,

quatre états de phases séparés de  $90^\circ$  sont obtenus avec la même dispersion fréquentielle. De ce fait, le nombre de bits équivalent mesuré est excellent, sa valeur expérimentale est autour de 1,95 bits.

Ci-dessous nous étudions en simulation les deux couches simultanément afin de valider ce concept de cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire.

## IV.4) Procédure d'optimisation de la cellule en bipolarisation circulaire et résultats numériques

### IV.4.A) Procédé d'optimisation

Dans cette partie, la couche CPSS validée antérieurement est assemblée avec la seconde couche (cellule RHCP composée d'une étoile de dipôles) pour aboutir à la cellule finale. La cellule complète est représentée sur la Figure 91 dans sa première configuration (CPSS et cellule RHCP dans l'état 1).

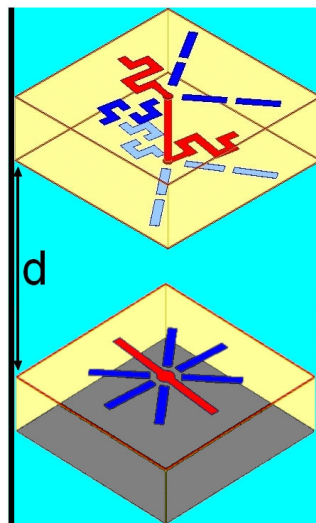


Figure 91 : Représentation de la cellule complète

La cellule unitaire ainsi obtenue constituera la brique de base du futur réseau réflecteur en bipolarisation circulaire. Les 16 configurations de la cellule complète sont données dans le Tableau 4.

<b>Configuration</b>	<b>Couche 1 (CPSS) dans l'état i (1&lt;i&lt;4)</b>	<b>Couche 2 (Dipôle) dans l'état j (1&lt;j&lt;4)</b>	<b>Phase LHCP prévue à 8,5 GHz</b>	<b>Phase RHCP prévue à 8,5 GHz</b>
<b>1</b>	État 1 (0°)	État 1 (0°)	0°	0°
<b>2</b>	État 1 (0°)	État 2 (-45°)	0°	90°
<b>3</b>	État 1 (0°)	État 3 (90°)	0°	180°
<b>4</b>	État 1 (0°)	État 4 (-135°)	0°	270°
<b>5</b>	État 2 (-45°)	État 1 (0°)	90°	0°
<b>6</b>	État 2 (-45°)	État 2 (-45°)	90°	90°
<b>7</b>	État 2 (-45°)	État 3 (90°)	90°	180°
<b>8</b>	État 2 (-45°)	État 4 (-135°)	90°	270°
<b>9</b>	État 3 (90°)	État 1 (0°)	180°	0°
<b>10</b>	État 3 (90°)	État 2 (-45°)	180°	90°
<b>11</b>	État 3 (90°)	État 3 (90°)	180°	180°
<b>12</b>	État 3 (90°)	État 4 (-135°)	180°	270°
<b>13</b>	État 4 (-135°)	État 1 (0°)	270°	0°
<b>14</b>	État 4 (-135°)	État 2 (-45°)	270°	90°
<b>15</b>	État 4 (-135°)	État 3 (90°)	270°	180°
<b>16</b>	État 4 (-135°)	État 4 (-135°)	270°	270°

Tableau 4 : Caractéristiques des 16 configurations de la cellule complète

Les simulations numériques montrent que la distance  $d$  séparant les deux couches (Figure 91) joue un rôle primordial et doit être optimisée. En effet, un problème prévisible est apparu durant l'optimisation de la cellule complète. La CPSS réfléchit environ 90% de l'onde incidente LHCP et transmet vers la cellule RHCP 90% de l'onde incidente RHCP. Du coup, 10% de l'onde incidente LHCP est transmise vers la cellule RHCP et 10 % de l'onde RHCP est réfléchi par la CPSS. Bien que minoritaires, ces 10% d'ondes « non-contrôlées » viennent inévitablement perturber le fonctionnement idéal de la cellule en se recombinaison avec les ondes majoritaires, parfaitement contrôlées. Le paramètre  $d$  conditionne directement la façon dont cette recombinaison s'opère. Les recombinaisons peuvent être 'constructives' ou 'destructives'. En effet, si chaque fraction d'ondes minoritaires et majoritaires se retrouve en phase, les performances globales en réflexion seront meilleures. Si ces dernières sont destructives, des 'résonances' ou 'pic de pertes' vont apparaître dans la bande passante car les différentes fractions d'ondes s'additionneront alors en opposition de phase. La procédure d'optimisation est d'autant plus complexe que la valeur de  $d$  doit être ajustée simultanément pour les 16 configurations. L'optimisation de  $d$  porte uniquement sur les pertes en réflexion



car les simulations ont montré que la phase réfléchiée était relativement robuste vis-à-vis de ce paramètre. En sachant que, dans chaque configuration, les phases LHCP et RHCP varient sur une large gamme ( $90^\circ$  d'écart entre chaque configuration), il est complexe de trouver une distance permettant de réfléchir les deux ondes LHCP et RHCP convenablement pour chaque configuration.

Une première étude a amené à décaler angulairement les dipôles de la seconde couche de façon à ce qu'ils ne soient pas colinéaires avec les brins de la couche CPSS. Comme le montre la Figure 92, un décalage de 30 degrés (autour de l'axe vertical) permet d'éviter les configurations propices au couplage entre couches.

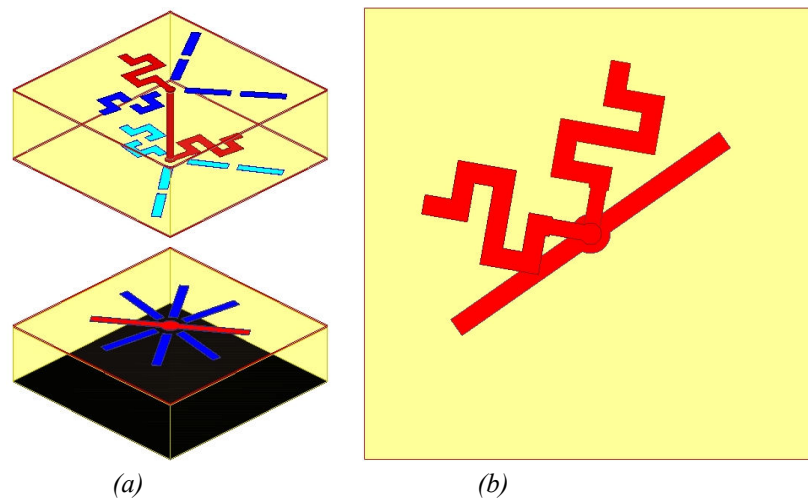


Figure 92 : Nouvelle configuration de la cellule complète. (a) Vue générale. (b) Vue de dessus des deux couches avec le brin actif uniquement (cellule RHCP tournée de 30 degrés)

La Figure 93 illustre la stratégie d'optimisation de la distance  $d$  pour les différentes configurations de la cellule complète. L'optimisation a été réalisée avec le logiciel Agilent-ADS © en cascading les paramètres  $S$  des deux couches, extraits du logiciel HFSS.

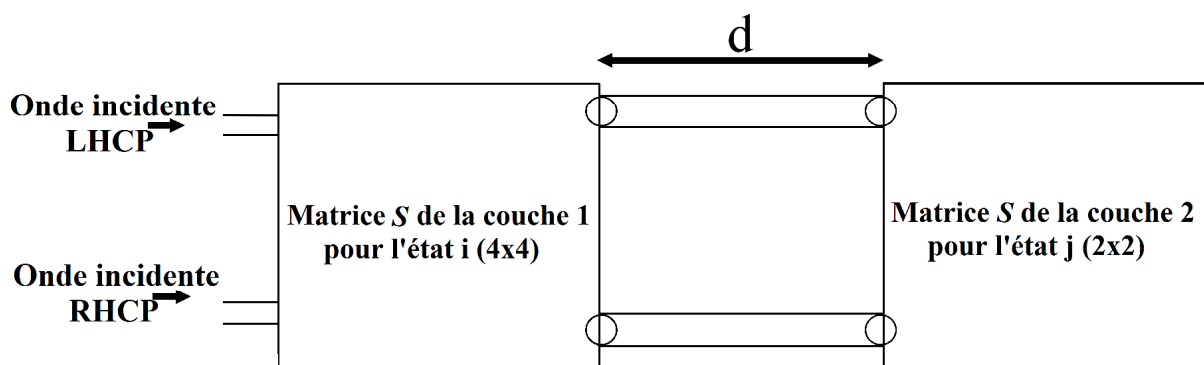
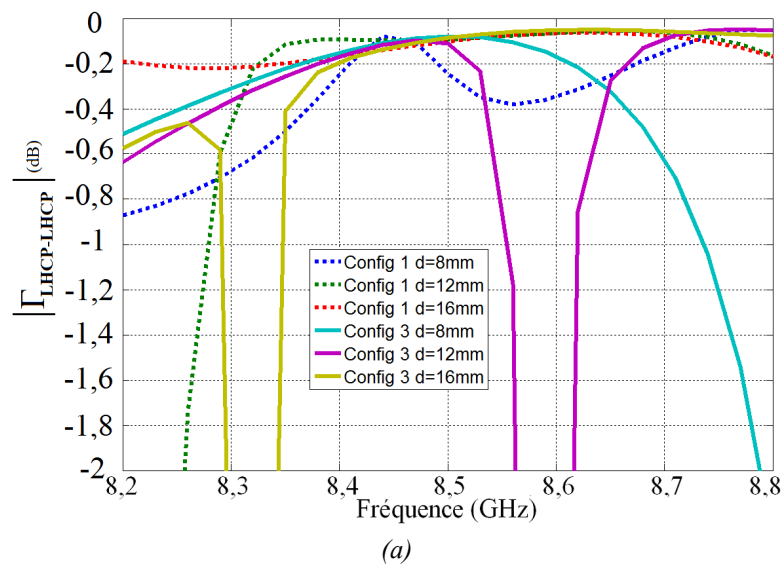


Figure 93 : Illustration de la stratégie mise en place pour l'optimisation de la distance  $d$  séparant les deux couches de la cellule complète

L'idée a donc été d'extraire, à partir des données simulées, les paramètres  $S$  de la CPSS et de la cellule RHCP sous HFSS afin de réaliser par la suite des simulations circuits sous ADS. Evidemment, le gain en temps de calcul par rapport à une simulation électromagnétique complète est alors considérable. Cette importante étude paramétrique a été réalisée en cherchant à maximiser le nombre de configurations vérifiant les performances minimales requises (pertes en réflexion LHCP et RHCP inférieures à 1 dB) pour garantir une bonne réflexion pour les deux polarisations.

Pour faciliter l'optimisation et afin de mieux contrôler les recombinaisons, on notera qu'il est préférable que la phase de l'onde RHCP réfléchi varie le plus lentement possible. Cela justifie a posteriori le fait que l'empilement diélectrique choisi pour la couche 2 soit à base de matériaux à faible permittivité (essentiellement une couche de mousse), comme c'était d'ailleurs déjà le cas pour la couche CPSS.

Pour illustrer la complexité de l'optimisation, le module des coefficients de réflexion pour deux configurations distinctes (configurations 1 et 3) sont représentés sur la Figure 94 en LHCP (Figure 94.a) et en RHCP (Figure 94.b) pour différentes distances  $d$ .



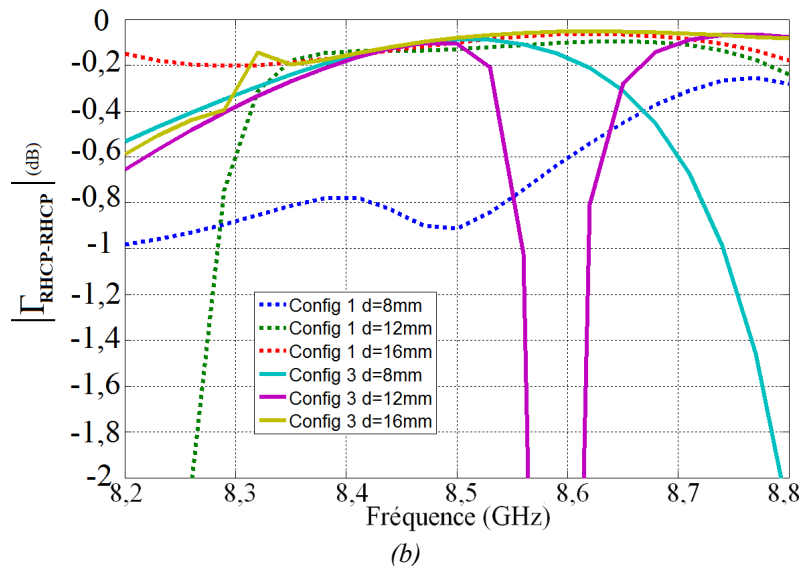


Figure 94 : Module du coefficient de réflexion pour les configurations 1 et 3 de la cellule complète en fonction de la distance  $d$  entre les deux couches. (a) LHCP. (b) RHCP.

Comme le montre cette figure, lorsqu'une distance  $d$  permet d'obtenir une réflexion satisfaisante pour une configuration, des résonances ou 'pics de pertes' dues à des recombinaisons destructrices apparaissent sur une autre configuration (par exemple en début de bande passante). Ainsi, si l'on modifie légèrement cette distance afin de décaler cette résonance hors de la bande, une nouvelle résonance issue d'une autre configuration est susceptible d'apparaître (par exemple en fin de bande passante).

Il est important de souligner qu'une solution existe pour décaler ces résonances sans jouer sur la distance. Elle consiste à ajouter un « commutateur » supplémentaire sur chaque dipôle afin de modifier la phase réfléchiée par ce dernier lorsqu'il est dans l'état où une résonance apparaît. Le fait d'activer ce commutateur permet de rallonger ou de raccourcir le dipôle et ainsi de décaler la résonance gênante vers le bas ou vers le haut de la bande passante. La solution proposée ici est d'agrandir le dipôle actif de 3mm à l'aide d'un commutateur supplémentaire. La Figure 95 montre le dipôle dans sa configuration initiale avec les deux commutateurs (dans l'état ON pour activer les deux brins du dipôle au plot central) et la Figure 96 représente le dipôle avec un commutateur supplémentaire qui permet de rajouter, si ce dernier est activé, une longueur de 3 mm.

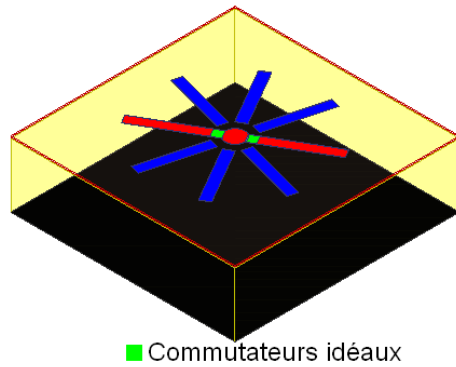


Figure 95 : Cellule RHCP dans sa configuration initiale

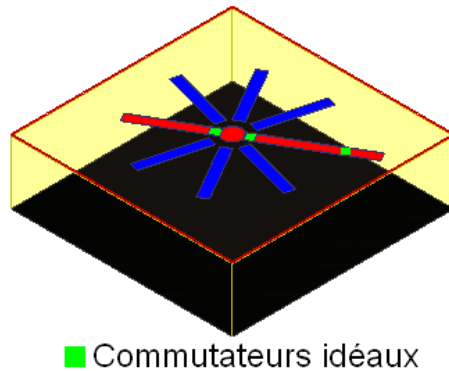


Figure 96 : Cellule RHCP avec un commutateur supplémentaire sur le brin actif

Pour valider ce concept, plaçons nous dans un cas test représentatif afin d’obtenir une résonance en milieu de bande: il s’agit de la configuration 4 avec une distance  $d$  de 35mm. La Figure 97 et la Figure 98 représentent le module des coefficients de réflexion respectivement en LHCP et en RHCP pour le dipôle initial et pour celui rallongé de 3 mm.

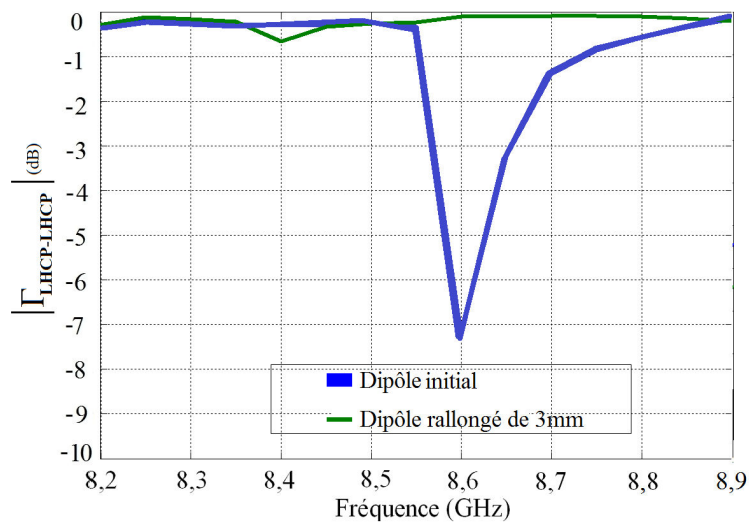


Figure 97 : Module du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule complète pour les 2 longueurs de dipôle

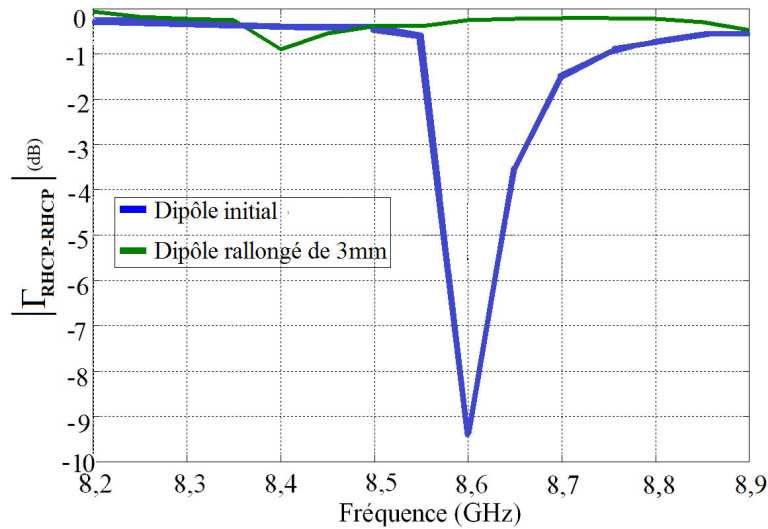


Figure 98 : Module du coefficient de réflexion RHCP sur la cellule complète pour les 2 longueurs de dipôle

La résonance a été quasiment supprimée; ceci suggère que si une étude conséquente était réalisée, la bande passante pourrait aisément être augmentée à l'aide de ce contrôle supplémentaire des résonances. L'objectif de nos travaux étant avant tout de valider le principe de base de notre antenne à réseau réflecteur en bipolarisation circulaire, cette solution n'a pas été étudiée en détails, faute de temps.

La distance optimale déduite du processus d'optimisation décrit auparavant vaut  $d=15\text{mm}$ . Les résultats correspondant sont décrits ci-après.

#### IV.4.B) Résultats numériques de la cellule en bipolarisation circulaire

Les performances en module des coefficients de réflexion LHCP et RHCP sur la cellule complète pour une distance  $d=15\text{mm}$  entre la CPSS et la cellule RHCP sont montrées respectivement sur la Figure 99 et la Figure 100 pour les 16 configurations.

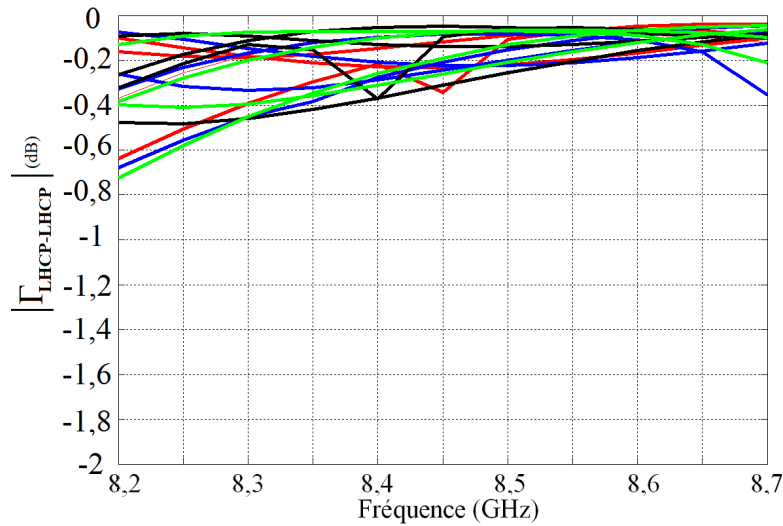


Figure 99: Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

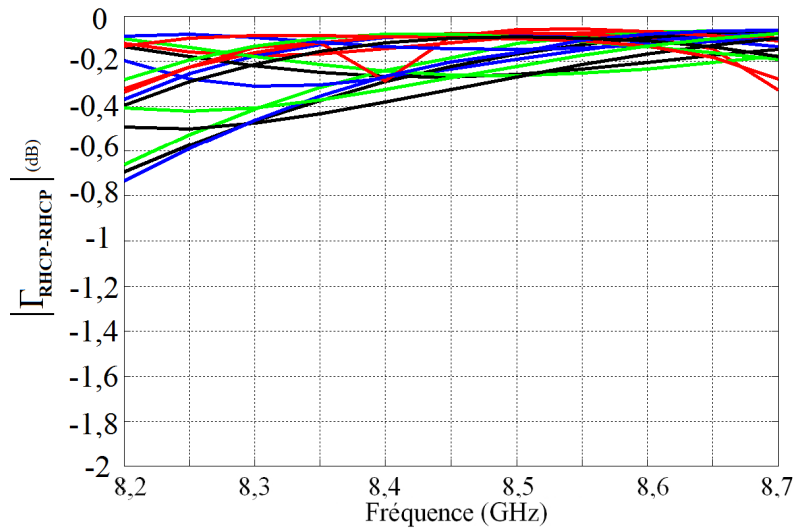


Figure 100 : Module du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

Les ondes LHCP et RHCP incidentes sont correctement réfléchies avec des pertes inférieures à 0,7 dB (pertes moyennes=0,35 dB) sur 500 MHz de bande entre 8,2 et 8,7 GHz (6%). On vérifie a posteriori les phases réfléchies pour valider le fonctionnement de cette cellule en bipolarisation circulaire. Les phases du coefficient de réflexion LHCP et RHCP sont montrées en fonction de la fréquence respectivement sur la Figure 101 et la Figure 102 pour les 16 configurations de la cellule complète.

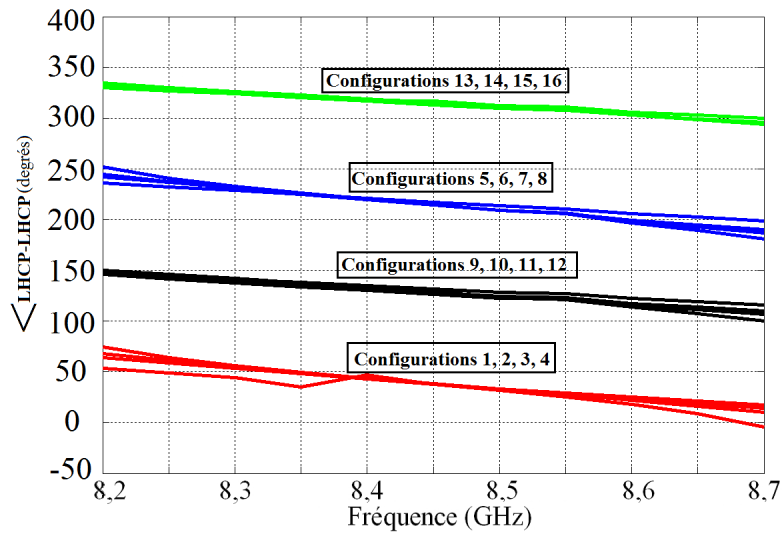


Figure 101 : Phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

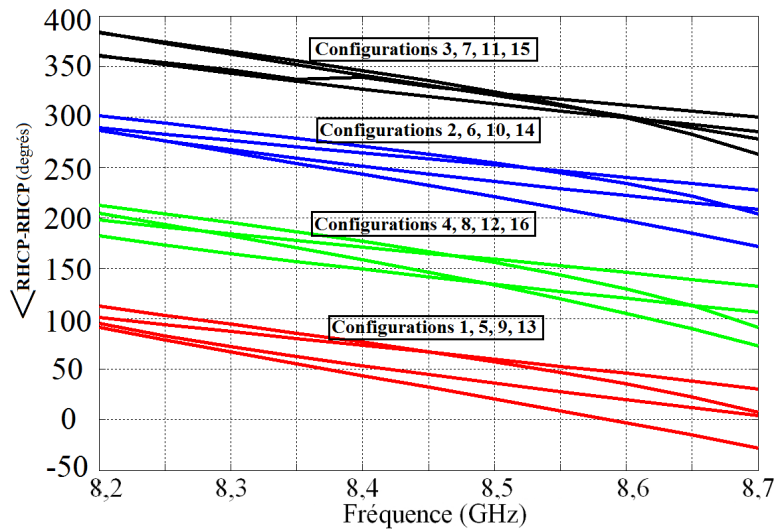


Figure 102 : Phase du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

Quatre états de phase uniformément séparés de  $90^\circ$  entre 0 et  $360^\circ$  sont obtenus en réflexion LHCP et RHCP. De plus, logiquement, lorsque la CPSS reste dans le même état, la phase LHCP réfléchie reste très stable en fonction de la fréquence quel que soit l'état du dipôle (Figure 101), et inversement (Figure 102). On remarque cependant que la phase RHCP réfléchie est moins stable que la phase LHCP car l'onde correspondante doit traverser deux fois la CPSS. Le Tableau 5 et le Tableau 6 dressent le bilan des performances numériques de la cellule en bipolarisation circulaire en fonction des différentes configurations, respectivement pour une onde incidente LHCP et RHCP.

Configurations	Pertes maximales en réflexion LHCP à 8,5 GHz	Nombre de bits équivalents à 8,5 GHz pour une onde incidente LHCP
<b>1, 5, 9, 13</b> Cellule RHCP : Etat 1 et la CPSS tourne	0,2 dB	1,96
<b>2, 6, 10, 14</b> Cellule RHCP : Etat 2 et la CPSS tourne	0,3 dB	1,95
<b>3, 7, 11, 15</b> Cellule RHCP : Etat 3 et la CPSS tourne	0,4 dB	1,94
<b>4, 8, 12, 16</b> Cellule RHCP : Etat 4 et la CPSS tourne	0,3 dB	1,96

Tableau 5 : Bilan des performances numériques de la cellule complète pour une onde incidente LHCP

Configurations	Pertes maximales en réflexion RHCP à 8,5 GHz	Nombre de bits équivalents à 8,5 GHz pour une onde incidente RHCP
<b>1, 2, 3, 4</b> CPSS figée : Etat 1 et le dipôle tourne	0,15 dB	1,9
<b>5, 6, 7, 8</b> CPSS figée : Etat 2 et le dipôle tourne	0,3 dB	1,93
<b>9, 10, 11, 12</b> CPSS figée : Etat 3 et le dipôle tourne	0,4 dB	1,92
<b>13, 14, 15, 16</b> CPSS figée : Etat 4 et le dipôle tourne	0,4 dB	1,94

Tableau 6 : Bilan des performances numériques de la cellule complète pour une onde incidente RHCP

## IV.5) Caractérisation expérimentale de la cellule en bipolarisation circulaire

### IV.5.A) Résultats expérimentaux préliminaires

Pour déterminer, en réflexion, les résultats expérimentaux de la cellule complète, le procédé de mesure utilisé est le même que pour la mesure de la cellule RHCP (méthode des courts-circuits décalés, connaissance de la matrice de la jonction, matrice de transfert). Afin de valider expérimentalement les performances de la cellule complète obtenues en simulation, il suffit désormais d'assembler les deux couches (CPSS et cellule RHCP) avec le guide d'onde vide qui correspond à la distance  $d$  entre les deux éléments. Des vis et des pions de centrage sont utilisés pour assurer l'assemblage de la cellule complète. La Figure 103



représente une configuration de la cellule complète (configuration 9). Les performances expérimentales des 16 configurations de la cellule complète sont représentées sur la Figure 104, la Figure 105, la Figure 106 et la Figure 107.

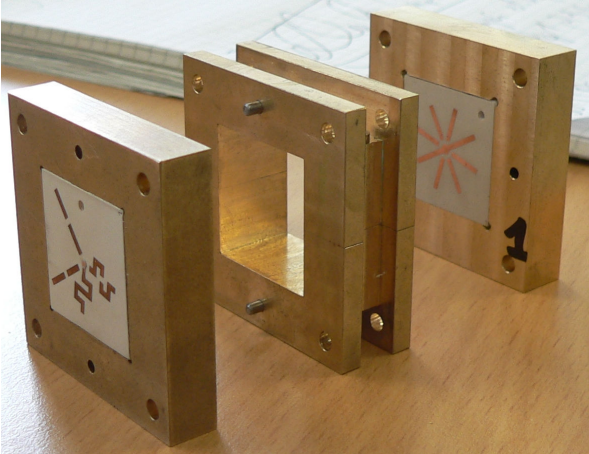


Figure 103 : Vue éclatée de la cellule complète

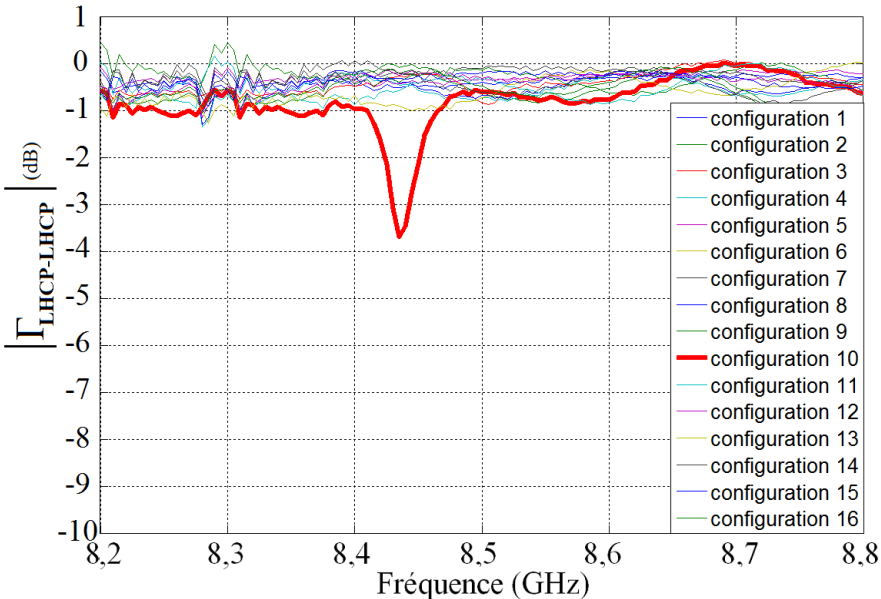


Figure 104 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

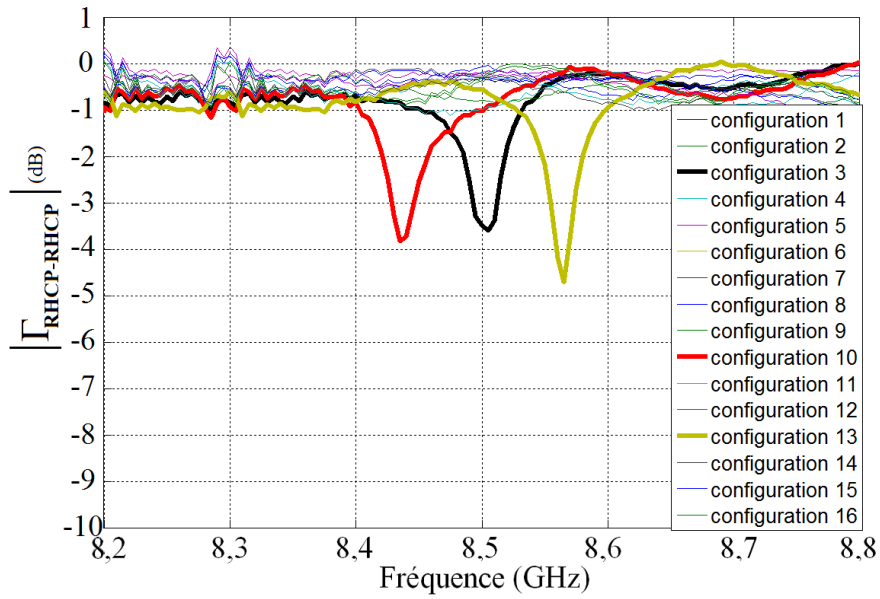


Figure 105 : Module du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

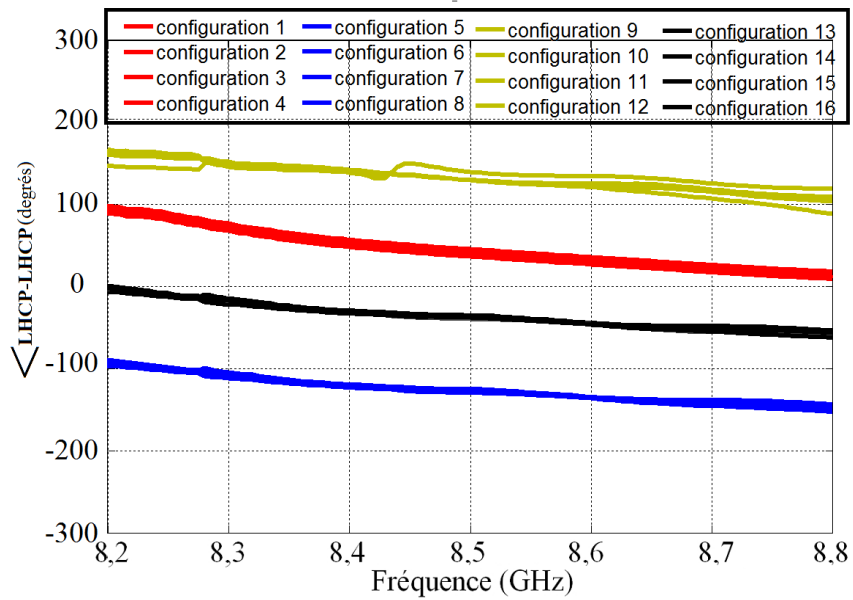


Figure 106 : Phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

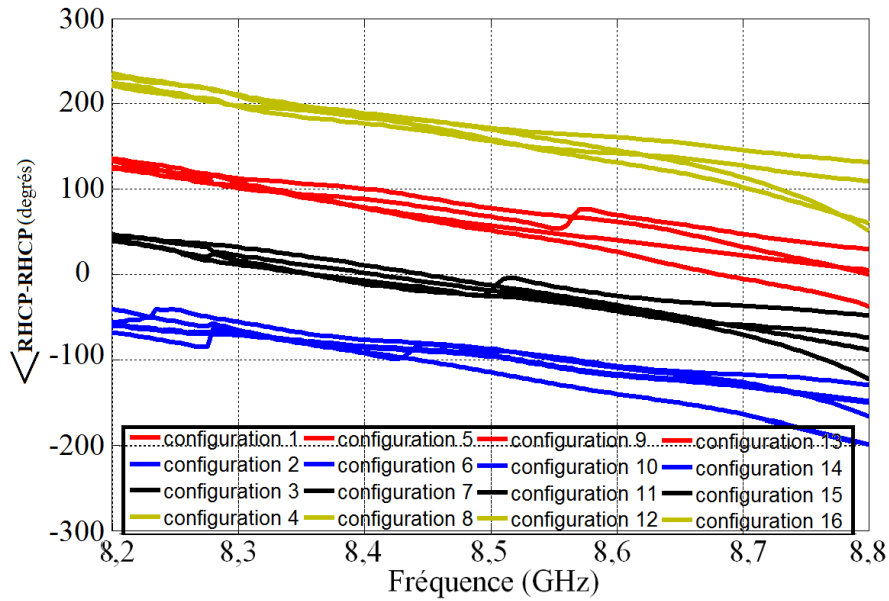


Figure 107 : Phase du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète

Le fonctionnement de la cellule en bipolarisation circulaire est satisfaisant, et les résultats en phase sont en excellent accord avec les simulations. En effet, quatre états de phases séparées de  $90^\circ$  sont obtenus avec la même dispersion fréquentielle pour les deux polarisations en fonction de l'état des deux couches. De plus, logiquement, lorsque la CPSS reste dans le même état, la phase LHCP réfléchi reste très stable en fonction de la fréquence, quel que soit l'état du dipôle. De la même manière, la phase RHCP réfléchi reste stable en fonction de la fréquence quel que soit l'état de la CPSS. Malheureusement, dans 3 états, des 'pics de pertes' apparaissent. Cela est la conséquence (comme expliqué dans l'optimisation de la cellule complète) d'une mauvaise recombinaison des ondes dans certaines configurations, autrement dit de la fraction de l'onde incidente LHCP transmise vers la seconde couche et de la fraction de l'onde incidente RHCP réfléchi par la première couche. L'optimisation de la cellule complète a été réalisée à partir des données simulées des deux couches; il n'est donc pas surprenant de voir apparaître quelques résonances dans la bande passante en sachant que la phase réfléchi expérimentalement par la CPSS n'est pas exactement celle simulée.

La suite du travail consiste à retrouver ces résonances par rétro-simulation (à partir des données expérimentales des deux couches) puis à ré-optimiser l'assemblage, là encore en partant des données mesurées plutôt que simulées. Pour cela les paramètres  $S$  mesurés de la CPSS (en réflexion et en transmission) et de la cellule RHCP (en réflexion uniquement) seront mis en cascade sous ADS.

## IV.5.B) Ré-optimisation de la cellule complète et performances expérimentales

Une nouvelle optimisation a été réalisée à partir des données mesurées en utilisant la mise en cascade des deux couches, comme expliqué ci-dessus. Pour ce faire, les performances de chaque configuration de la cellule complète ont été extraites en fonction de la distance  $d$  afin de déterminer la bande passante intrinsèque dans l'objectif de trouver la meilleure configuration possible. Pour rappel, la bande passante est définie comme la plage de fréquence sur laquelle les pertes d'insertion en réflexion LHCP et RHCP sont inférieures à 1dB pour les 16 configurations. La Figure 108 représente l'évolution de la bande passante de la cellule complète pour plusieurs distances séparant les deux couches. La distance  $d$  optimale ainsi trouvée est de **20mm**.

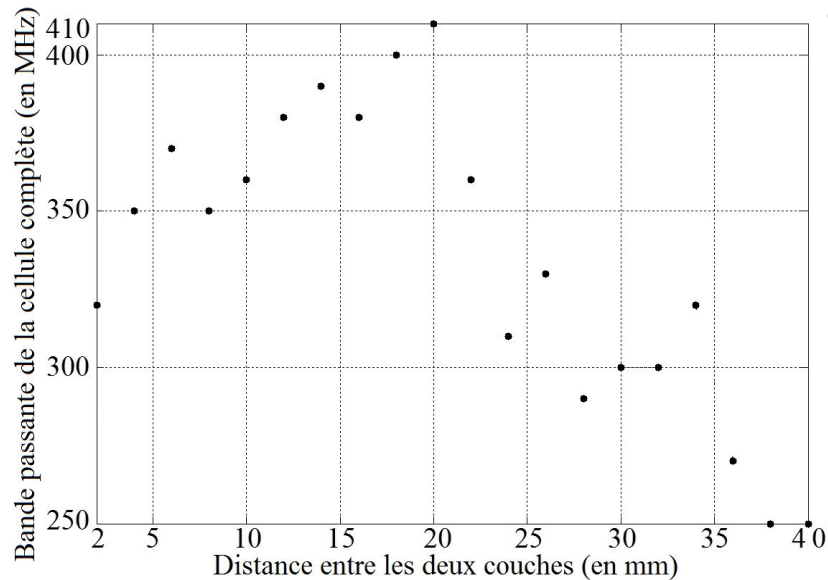


Figure 108 : Bande passante de la cellule complète en fonction de la distance  $d$ .

De nouvelles mesures de la cellule complète ont donc été réalisées en utilisant cette distance de 20mm. Les modules des coefficients de réflexion mesurés pour les 16 configurations sont représentés en LHCP et en RHCP respectivement sur la Figure 109 et la Figure 110.

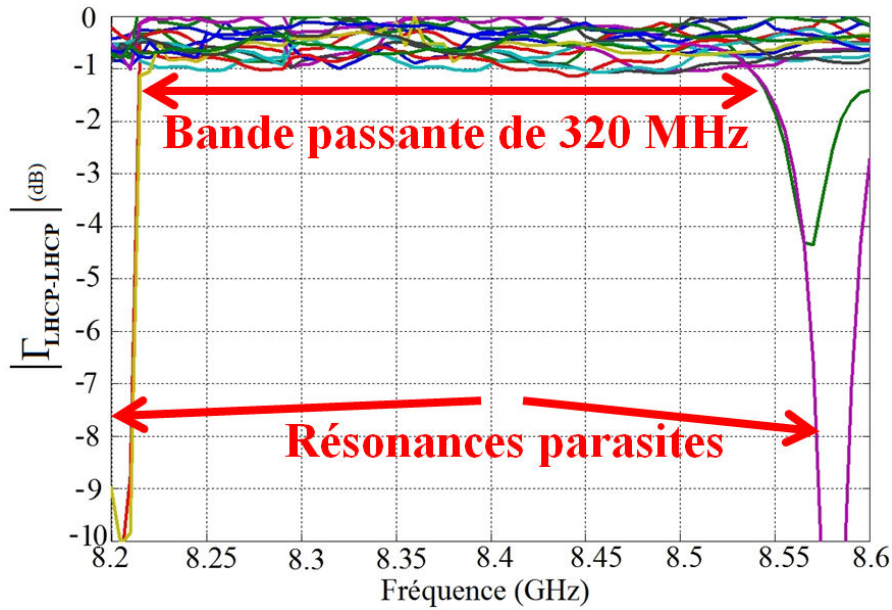


Figure 109 : Module du coefficient de réflexion LHCP mesuré pour les 16 configurations de la cellule complète en fonction de la fréquence.

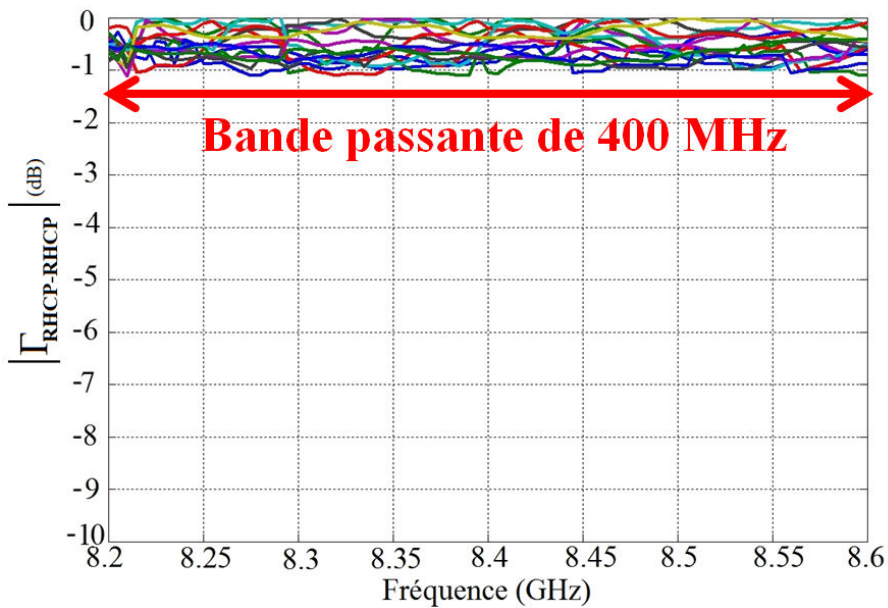


Figure 110 : Module du coefficient de réflexion RHCP mesuré pour les 16 configurations de la cellule complète en fonction de la fréquence.

Ces figures démontrent que la cellule complète offre des performances satisfaisantes sur une bande passante de 320 MHz (entre 8,22 et 8,54 GHz) pour des pertes d'insertion inférieures à 1 dB pour les deux polarisations. Comme montré sur la Figure 109, la bande passante est limitée par des résonances qui apparaissent pour quelques configurations (par exemple à 8,21 GHz pour la configuration 13, et à 8,58 GHz pour la configuration 12). Il est important de rappeler (même si ce n'est pas l'objectif ici) qu'une solution utilisant un commutateur supplémentaire existe pour décaler les résonances gênantes et à terme, augmenter la bande passante. Les coefficients de réflexion en polarisation croisée ont aussi

été mesurés et sont donnés Figure 111 pour les deux configurations les plus critiques (configurations 12 and 13). La polarisation croisée est satisfaisante : sa réjection est supérieure à 15 dB entre 8,21 et 8,58 GHz.

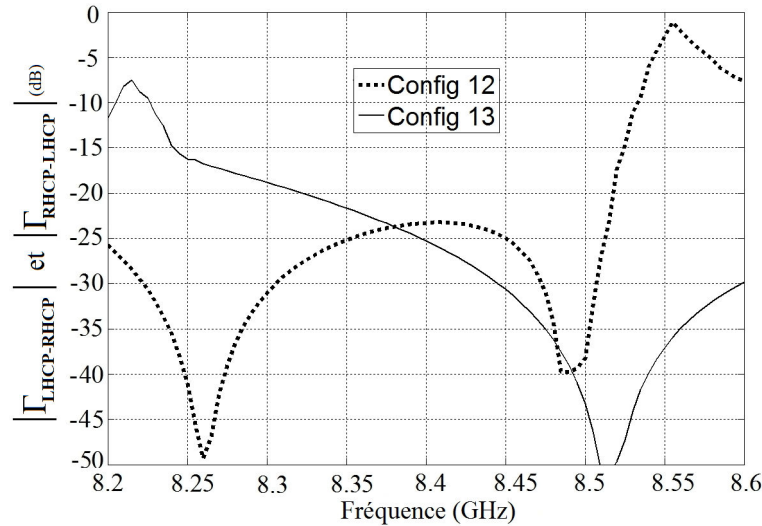


Figure 111 : Valeurs expérimentales des coefficients de réflexion croisés pour une onde incidente LHCP et RHCP dans les deux cas les plus critiques.

La Figure 112 et la Figure 113 représentent la phase réfléchie expérimentale de la cellule complète respectivement en LHCP et en RHCP. Quatre états de phases séparés de  $90^\circ$  sont obtenus avec la même dispersion fréquentielle en LHCP et en RHCP, respectivement pour les 4 états de la première et de la seconde couche. Comme décrit précédemment, lorsque la CPSS reste dans le même état, la phase LHCP réfléchie reste très stable en fonction de la fréquence, quel que soit l'état du dipôle, et inversement.

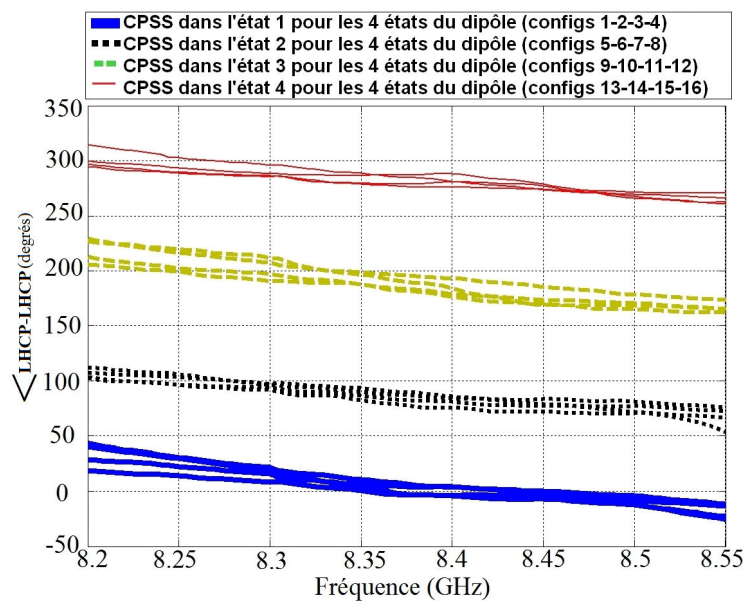


Figure 112 : Phase du coefficient de réflexion LHCP mesurée pour les 16 configurations de la cellule complète en fonction de la fréquence.

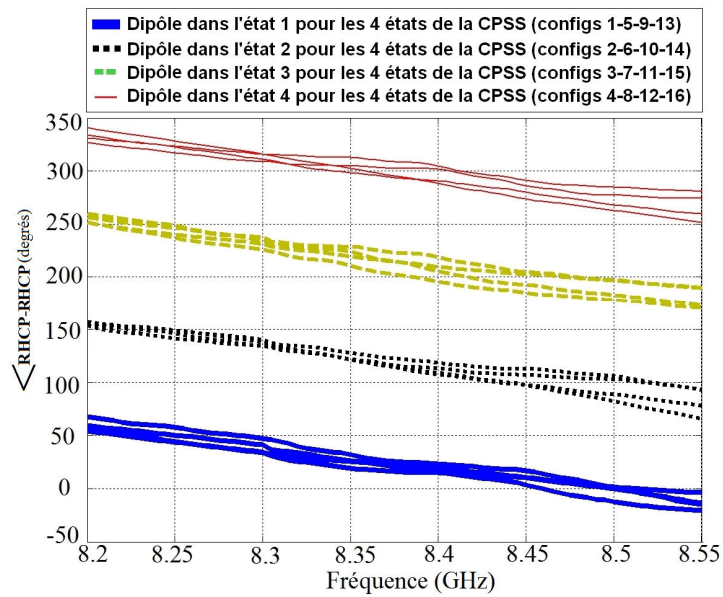


Figure 113 : Phase du coefficient de réflexion RHCP mesurée pour les 16 configurations de la cellule complète en fonction de la fréquence.

Le nombre de bits équivalents simulé et mesuré est donné sur les Figure 114 et Figure 115 pour une illumination respectivement LHCP et RHCP. Ces résultats montrent que la cellule unitaire proposée offre une résolution de phase meilleure que 1,92 bits sur la bande [8,2-8,55GHz], pour les deux orientations de la polarisation circulaire.

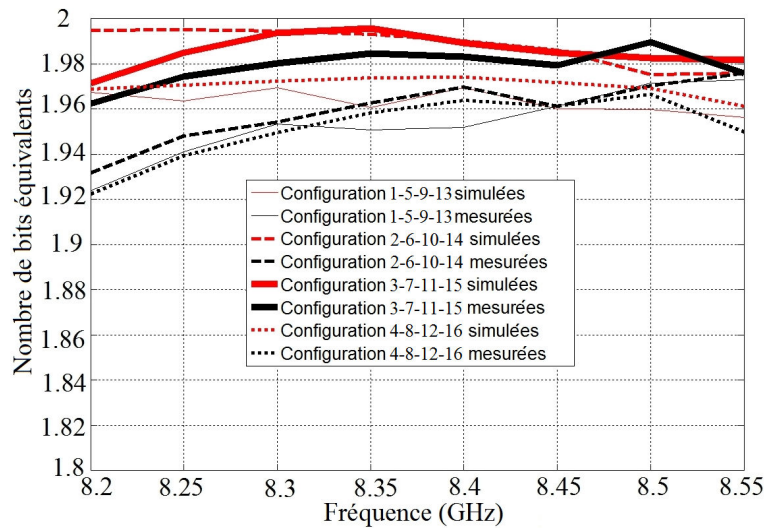


Figure 114 : Nombre de bits équivalents simulé et mesuré pour une onde incidente LHCP

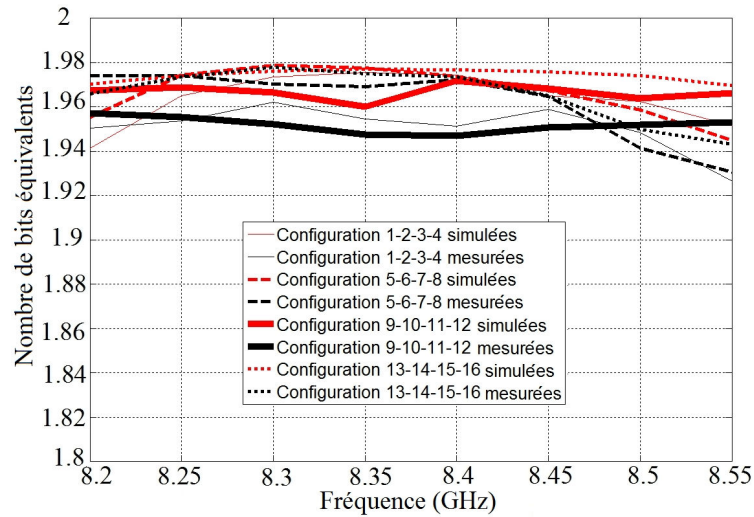


Figure 115 : Nombre de bits équivalents simulé et mesuré pour une onde incidente RHCP

Le Tableau 7 et le Tableau 8 dressent le bilan des performances expérimentales de la cellule en bipolarisation circulaire en fonction des différentes configurations, respectivement pour une onde incidente LHCP et RHCP.

Configurations	Pertes maximales en réflexion LHCP à 8,375 GHz	Nombre de bits équivalents à 8,375 GHz pour une onde incidente LHCP
<b>1, 5, 9, 13</b> Cellule RHCP : Etat 1 et la CPSS tourne	0,8 dB	1,962
<b>2, 6, 10, 14</b> Cellule RHCP : Etat 2 et la CPSS tourne	0,7 dB	1,97
<b>3, 7, 11, 15</b> Cellule RHCP : Etat 3 et la CPSS tourne	0,85 dB	1,98
<b>4, 8, 12, 16</b> Cellule RHCP : Etat 4 et la CPSS tourne	0,75 dB	1,96

Tableau 7 : Bilan des performances expérimentales de la cellule complète pour une onde incidente LHCP



Configurations	Pertes maximales en réflexion RHCP à 8,375 GHz	Nombre de bits équivalents à 8,375 GHz pour une onde incidente RHCP
1, 2, 3, 4 CPSS figée : Etat 1 et le dipôle tourne	0,92 dB	1,95
5, 6, 7, 8 CPSS figée : Etat 2 et le dipôle tourne	0,8 dB	1,97
9, 10, 11, 12 CPSS figée : Etat 3 et le dipôle tourne	0,7 dB	1,94
13, 14, 15, 16 CPSS figée : Etat 4 et le dipôle tourne	0,72 dB	1,97

Tableau 8: Bilan des performances expérimentales de la cellule complète pour une onde incidente RHCP

## IV.6) Conclusion

Une cellule déphaseuse a été proposée pour une antenne à réseau réflecteur en bipolarisation circulaire. Une validation expérimentale complète a été menée. Les performances obtenues montrent qu'il est possible de réfléchir les deux ondes incidentes avec une résolution de phase proche de 2 bits et des pertes inférieures à 1 dB sur 320 MHz de bande autour de 8,4 GHz. Il s'agit à notre connaissance de la première cellule déphaseuse pour réseau réflecteur qui permet de gérer indépendamment et simultanément les deux orientations de la polarisation circulaire à la même fréquence tout en offrant des capacités de reconfigurabilité. Une solution a été proposée afin d'améliorer la bande passante. Cette solution nécessite d'utiliser des commutateurs supplémentaires.

Pour rendre reconfigurable cette cellule en bipolarisation circulaire, une étude numérique poussée sur la mise en place de commutateurs de type diodes PIN ou MEMS est effectuée dans la suite.

# V) Chapitre 5 : Etude de faisabilité d'une cellule CPSS reconfigurable

## V.1) Introduction

Au chapitre précédent, nous avons montré que la cellule à états figés proposée permettait de remplir le rôle d'un déphaseur 2-bit (en bipolarisation circulaire indépendante) sur une bande passante d'environ 4% (autour de 8,37 GHz). Les simulations réalisées utilisaient des commutateurs idéaux : les commutateurs dans l'état passant étaient remplacés par des courts-circuits et les commutateurs dans l'état bloqué par des circuits-ouverts. Or, pour des applications réelles d'antenne à réseau réflecteur reconfigurable, des composants actifs doivent être intégrés dans la cellule et commandés, sans affecter le fonctionnement de celle-ci.

L'objectif de ce chapitre est donc d'étudier la faisabilité d'une cellule active en bande  $X$  fonctionnant sur le même principe que la cellule à états figés présentée précédemment. L'originalité principale de notre cellule concerne la surface sélective en polarisation circulaire (CPSS) à plusieurs états. De ce fait, cette étude sur la reconfigurabilité va porter uniquement sur cette couche. La faisabilité d'une couche RHCP active a déjà été démontrée, par exemple dans [55]. Afin d'appréhender les phénomènes résultant de l'insertion de commutateurs dans la cellule, une analyse détaillée est faite ici en envisageant deux technologies de commutateurs (diodes PIN ou MEMS) et en intégrant leurs caractéristiques principales, dans les simulations. Dans un premier temps, une analyse sur l'effet de la résistance série des commutateurs à l'état passant va permettre d'évaluer globalement les pertes apportées. Afin de minimiser celles-ci, une modification de la cellule sera proposée, consistant à réduire drastiquement le nombre de commutateurs. Pour finir, le routage des lignes de commande sera abordé. L'ensemble de ces études permettra d'établir des recommandations sur les choix technologiques à opérer pour aboutir à une cellule active. Faut de temps, une telle cellule n'a pas pu être réalisée dans le cadre de ce mémoire. La priorité a en effet été donnée à la validation du concept à l'échelle d'un réseau, comme cela sera présenté dans le chapitre 6.

## V.2) Etude de l'effet de la résistance série

Dans ce contexte, le commutateur peut être défini comme un simple interrupteur permettant de bloquer ou de laisser passer le courant électrique. Dans un souci de simplicité, comme montré sur la Figure 116, son schéma électrique équivalent est approximé. En effet, lorsqu'il se trouve à l'état passant, il est considéré équivalent à une résistance série et lorsqu'il est dans l'état bloqué, à une capacité parasite.

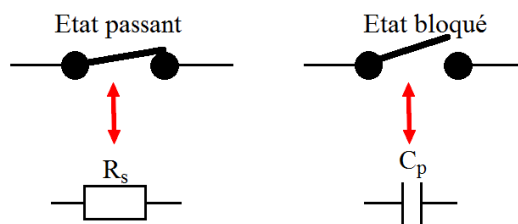


Figure 116 : Schéma équivalent simplifié d'un commutateur

L'objectif de cette partie est d'étudier l'influence des résistances séries des commutateurs (diodes PIN ou MEMS), lorsqu'ils sont à l'état passant. La Figure 117 montre la cellule Left-CPSS dans l'état 1 avec les 2 résistances séries du brin activé (2 résistances séries sont aussi présentes sur le brin activé de la face inférieure).

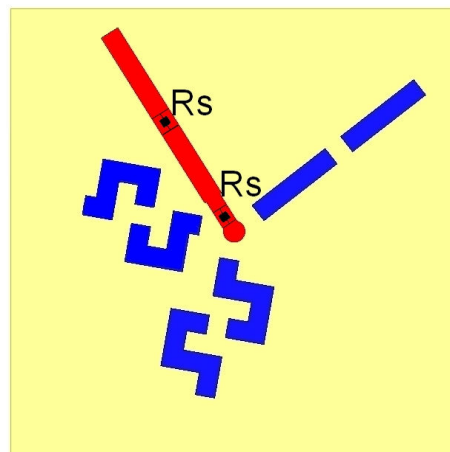


Figure 117 : Cellule CPSS dans l'état 1 avec prise en compte des résistances en série

La Figure 118 et la Figure 119 montrent les performances simulées de la Left-CPSS respectivement en réflexion LHCP et en transmission RHCP en fonction de la valeur des 4 résistances séries ( $R_s$  varie ici de  $0,5\Omega$  à  $5\Omega$ ).

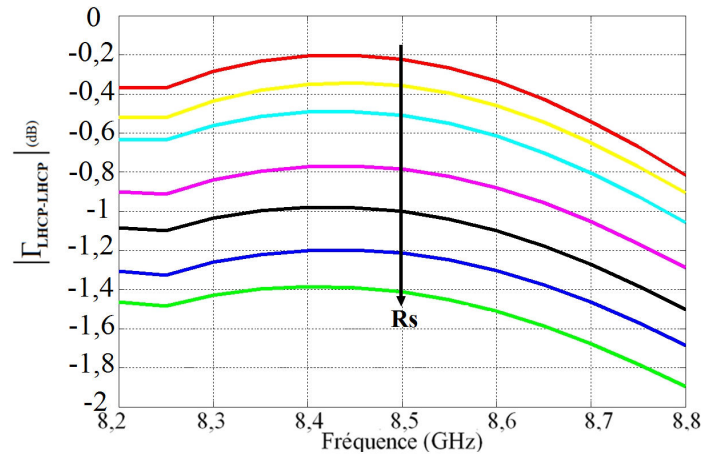


Figure 118: Performance de la cellule CPSS en réflexion LHCP en fonction de la valeur de la résistance série

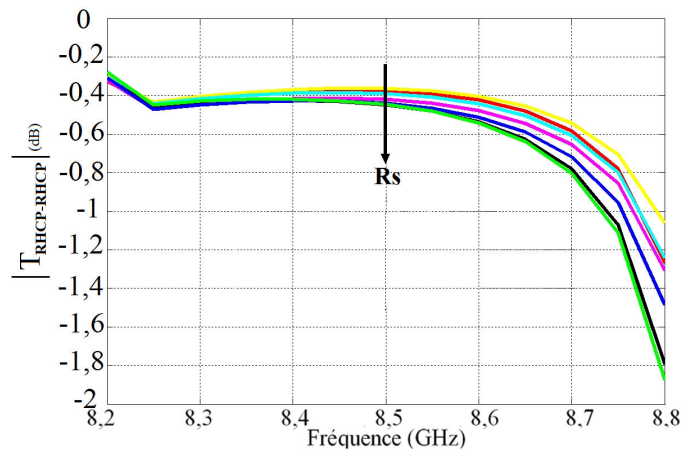


Figure 119: Performance de la cellule CPSS en transmission RHCP en fonction de la valeur de la résistance série

Logiquement, plus la résistance augmente, plus la réflexion LHCP est atténuée. La transmission RHCP est beaucoup moins perturbée car le brin activé (responsable des pertes) est transparent pour la polarisation droite. La Figure 120 résume l'influence de cette résistance série sur les pertes en réflexion LHCP, à la fréquence de 8,5 GHz.

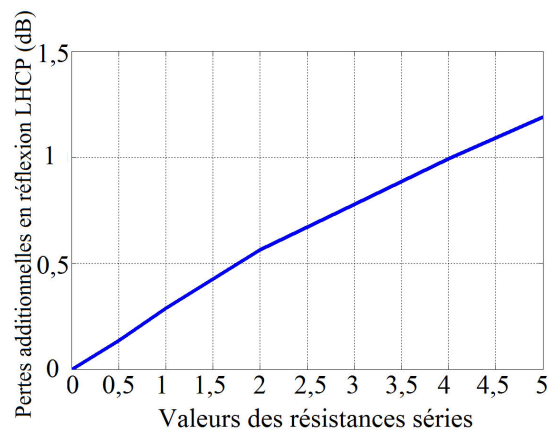


Figure 120: Pertes additionnelles sur le coefficient de réflexion LHCP à 8,5 GHz en fonction de la valeur de la résistance série

Les résistances séries des commutateurs usuels ont généralement une valeur de l'ordre de **2,5 ohms** (cf. caractéristiques de deux diodes PIN dans [104] et [105] ou celles données par XLIM pour le commutateur MEMS initialement envisagé dans cette étude) ce qui va amener des pertes supplémentaires non-négligeables (0,7-0,8 dB). Il est donc primordial de diminuer le nombre de commutateurs.

### V.3) Diminution du nombre de commutateurs nécessaires

La Figure 121 permet de visualiser la Left-CPSS vue de dessus avec 8 des 16 commutateurs nécessaires à son fonctionnement. 4 commutateurs par manivelle sont actuellement requis pour activer un état parmi les quatre possibles.

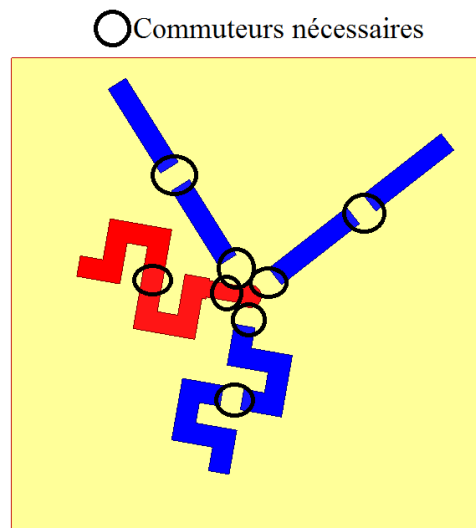


Figure 121 : Vue de dessus de la Left-CPSS avec tous les commutateurs nécessaires (8 par couche)

L'objectif est de diviser le nombre de commutateurs par deux. On a vu lors de l'optimisation initiale de la cellule (Chapitre 2) que l'utilisation d'un seul commutateur par brin, à la jonction entre le brin horizontal et le fil vertical, n'était pas suffisante pour garantir une bonne transparence des brins parasites. C'est la raison pour laquelle un second commutateur avait été ajouté sur chaque brin. La solution proposée ici est montrée sur la Figure 122, elle consiste à revenir sur ce choix : le second commutateur est supprimé pour limiter les pertes et le premier commutateur est légèrement déplacé depuis le centre de la cellule vers l'extérieur. De cette façon, il cumule les fonctions assurées précédemment par les différents commutateurs : connexion/déconnexion des éléments d'une manivelle (rôle antérieurement dévolu aux commutateurs centraux) et amélioration de la transparence des

brins parasites (rôle antérieurement dévolu aux commutateurs placés au centre de ces brins). La position du commutateur est donc critique et doit faire l'objet d'une optimisation. Il faut en effet suffisamment raccourcir les brins parasites sans que le motif métallique en étoile (Figure 122, droite) ne devienne trop perturbant.

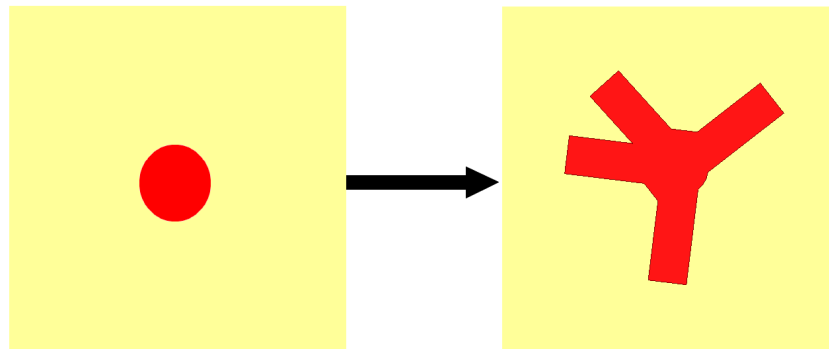


Figure 122 : Représentation de l'évolution du plot central dans le but de diminuer le nombre de commutateurs nécessaires

La Figure 123 montre l'évolution de la structure (seule la manivelle active est représentée).

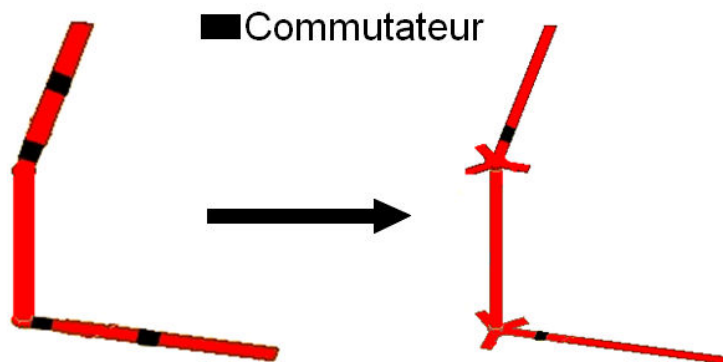


Figure 123 : Représentation de l'évolution de la manivelle utilisant désormais deux commutateurs au lieu de 4

L'optimisation a amené à décaler le commutateur de 1,25mm depuis le centre de la cellule vers l'extérieur. De plus, l'optimisation a porté sur la largeur des brins horizontaux (0,5mm au lieu de 1mm pour améliorer encore leur transparence), sur leurs longueurs (9,5mm au lieu de 12mm) et sur la taille du fil vertical (mousse d'épaisseur de 8,4mm au lieu de 8mm). La Figure 124 compare les performances de cette nouvelle Left-CPSS avec la version initiale, en réflexion LHCP et en transmission RHCP en fonction de la fréquence.

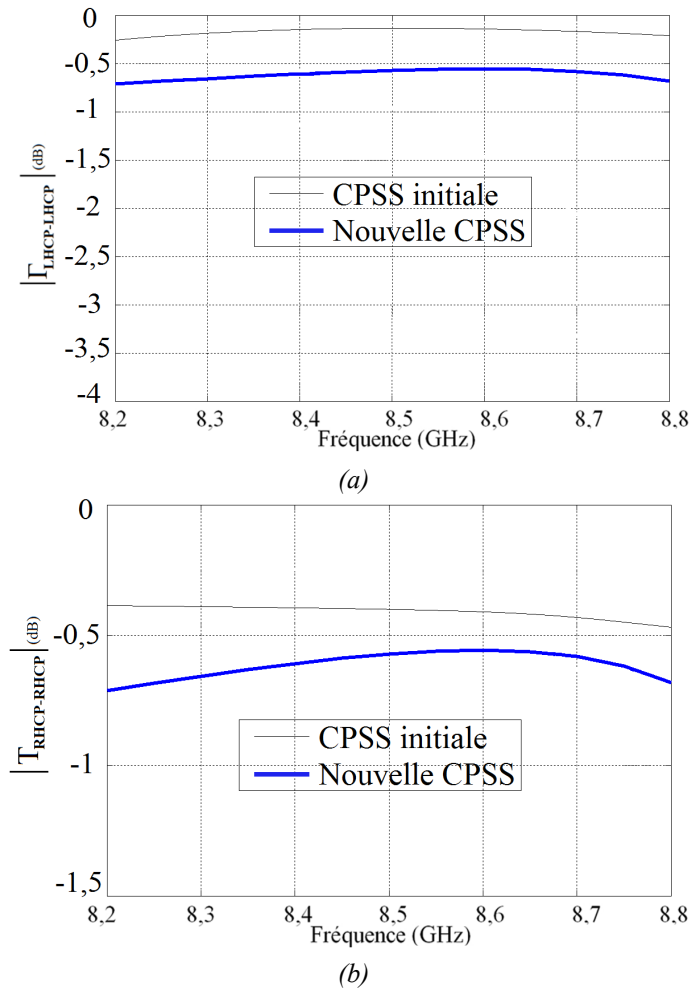


Figure 124 : Performances en module de la nouvelle Left-CPSS avec le nouveau plot central. (a) : Coefficient de réflexion LHCP. (b) Coefficient de transmission RHCP

Les performances sont légèrement détériorées par rapport à celles de la cellule initiale. L'onde LHCP incidente est correctement réfléchiée avec des pertes de l'ordre de 0,6 dB sur la bande [8,2-8,8 GHz]. Il en est de même pour l'onde RHCP incidente qui est correctement transmise à travers cette nouvelle structure avec des pertes équivalentes. A ce stade, l'optimisation n'a porté que sur la seule manivelle active. Pour compléter cette nouvelle cellule, il reste à ajouter les brins parasites et les 6 commutateurs associés.

L'optimisation a été menée de manière méthodique. En effet, dans un premier temps, un seul état de la cellule (état 1) a été étudié afin d'observer, de comprendre et d'ajuster ses paramètres pour compenser l'effet néfaste de la mise en place des brins parasites dans la cellule. Les brins parasites ont été mis en place successivement pour compenser leurs effets de façon itérative.

L'optimisation a alors conduit à diminuer la largeur des 'brins droits' (manivelle dans l'état 1 et dans l'état 4) pour améliorer leur transparence (celle des 'brins méandrés' ne peut pas être diminuée sinon la réflexion se détériore). Ensuite, les longueurs des deux brins actifs

de la manivelle dans l'état 1 et des brins parasites ont été minutieusement ajustées pour garder un fonctionnement correct de la cellule. Il faut noter que le fait que les brins parasites ne soient plus aussi longs (compte tenu du nouveau plot central en étoile) a facilité l'optimisation. Ensuite, à partir de la cellule optimisée dans l'état 1, les trois autres états de la CPSS ont été mis en place. Ils présentent des performances similaires. Il a seulement fallu ajuster finement les longueurs des brins horizontaux 'méandrés' pour valider cette nouvelle CPSS. Les dimensions finales sont montrées sur la Figure 125.

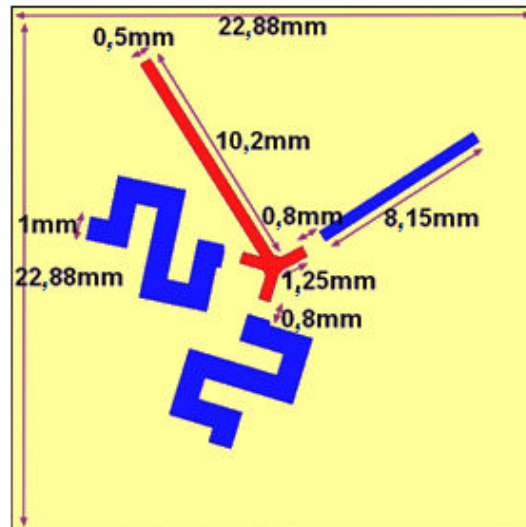


Figure 125 : Dimensions de la nouvelle Left-CPSS optimisée vue de dessus

Les états 1, 2, 3 et 4 optimisés sont représentés respectivement sur la Figure 126, la Figure 127, la Figure 128 et la Figure 129.

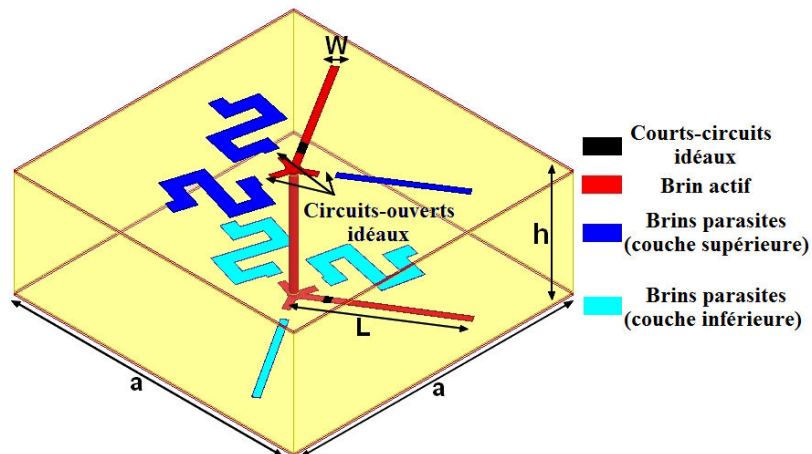


Figure 126 : Cellule Left-CPSS améliorée dans l'état 1:  $a=22,88\text{mm}$ ,  $w=0,5\text{mm}$ ,  $h=8,4\text{mm}$ ,  $L=10,7\text{mm}$ .



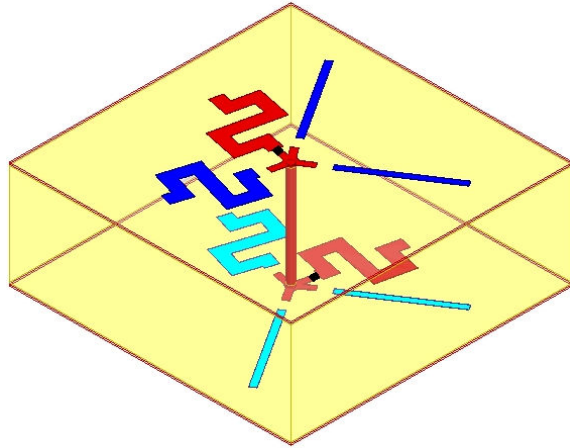


Figure 127 : Cellule Left-CPSS améliorée dans l'état 2

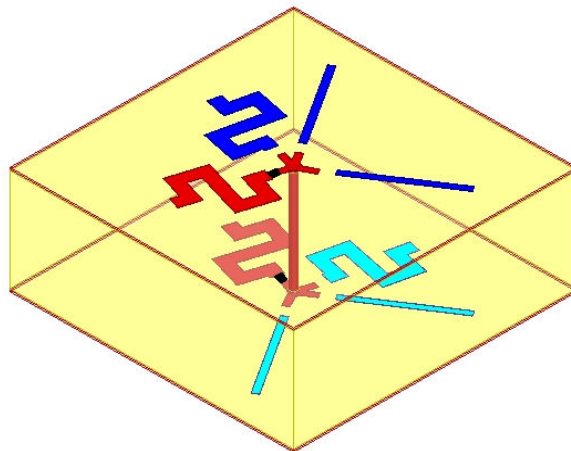


Figure 128 : Cellule Left-CPSS améliorée dans l'état 3

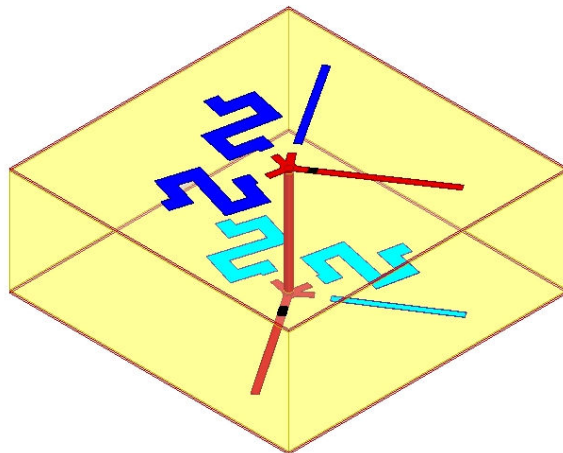


Figure 129 : Cellule Left-CPSS améliorée dans l'état 4

Les performances de cette nouvelle Left-CPSS en réflexion et en transmission (module et phase) sont représentées sur la Figure 130, la Figure 131, la Figure 132, la Figure 133 et la Figure 134.

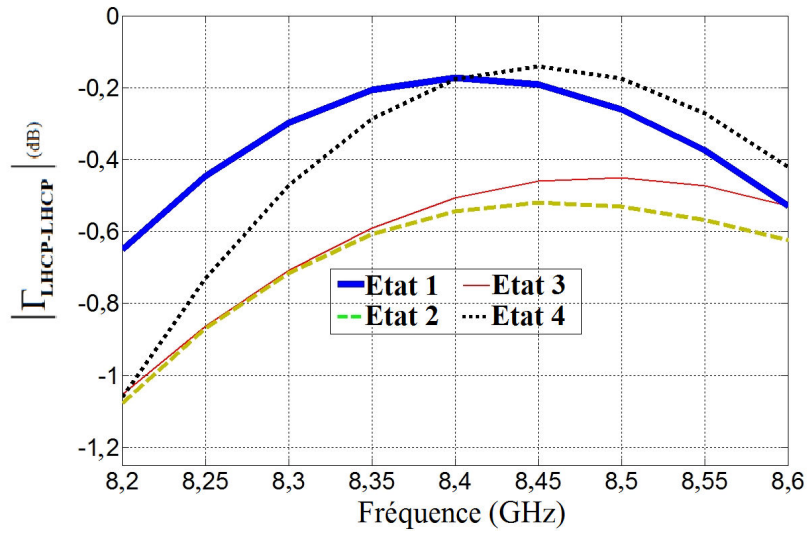


Figure 130 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

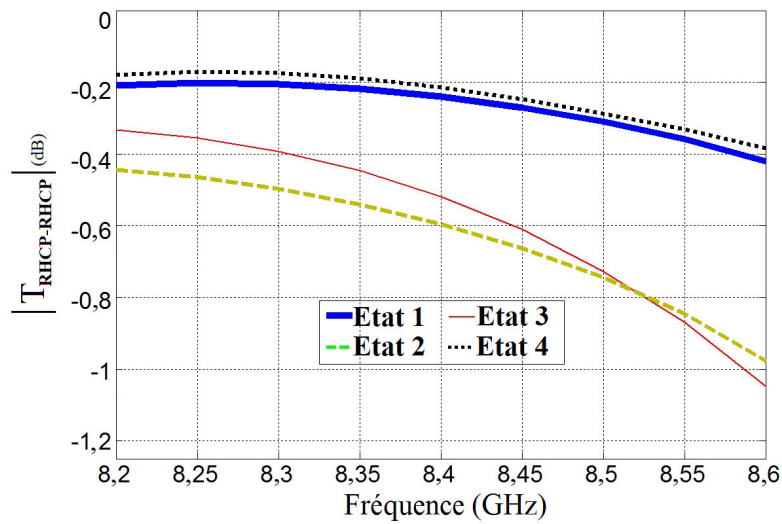


Figure 131 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

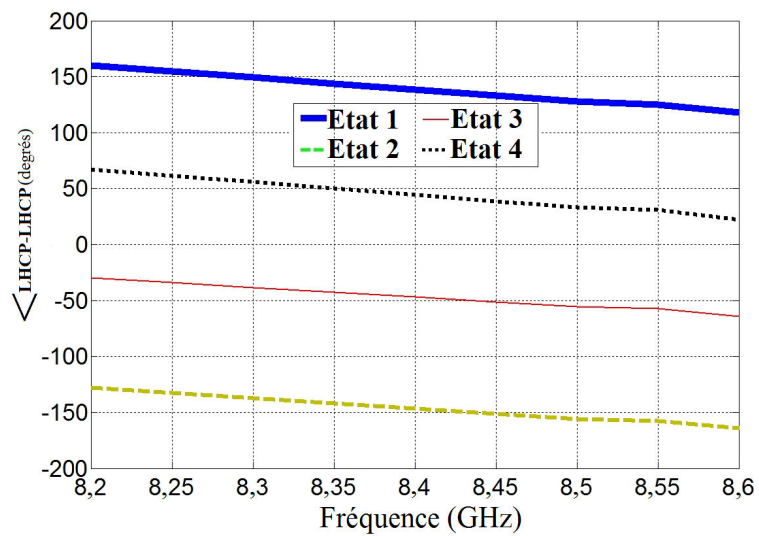


Figure 132 : Phase du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence

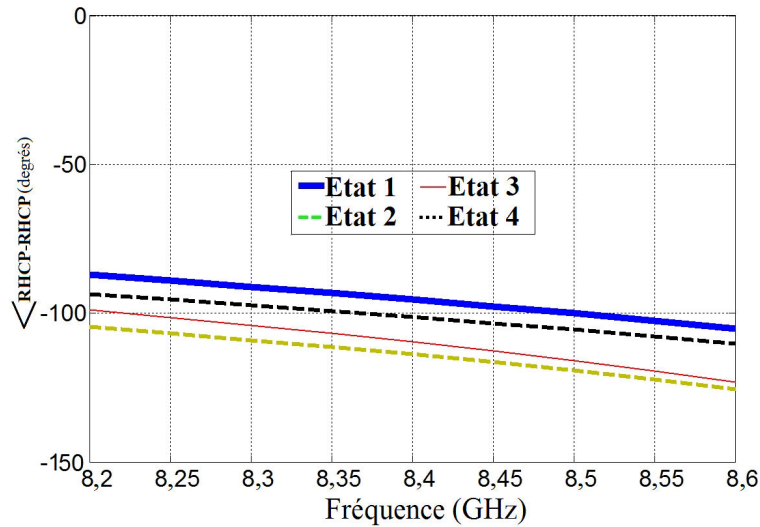


Figure 133 : Phase du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence

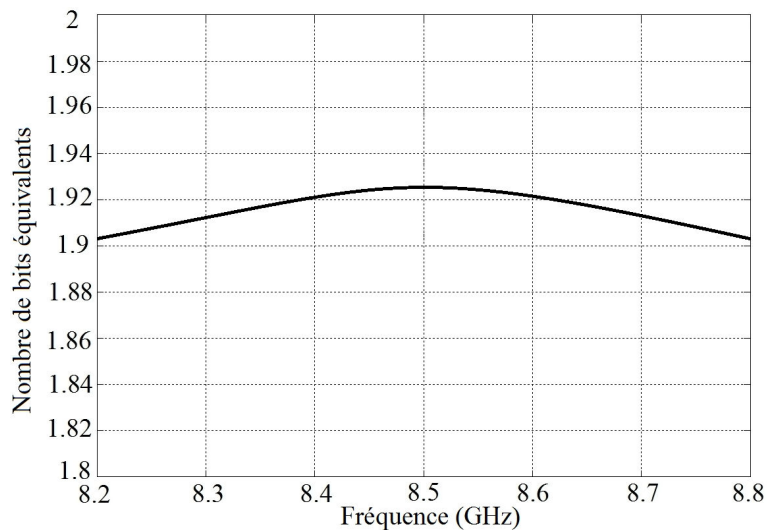


Figure 134 : Nombre de bits équivalents en fonction de la fréquence pour une onde incidente LHCP

Cette nouvelle surface sélective en polarisation circulaire permet de réfléchir l'onde LHCP incidente et de transmettre l'onde RHCP incidente avec des pertes inférieures à 1 dB sur 400 MHz de bande passante (autour de 8,4 GHz). De plus, elle offre un nombre de bits équivalents en LHCP voisin de 1,9.

Pour conclure, une version améliorée de la CPSS a été proposée. Elle nécessite seulement 8 commutateurs (au lieu de 16 dans la version précédente) pour reconfigurer sa réponse en phase. En comparaison avec la version précédente, la bande passante est plus étroite (0,4 GHz au lieu de 0,55 GHz) mais cette nouvelle configuration s'avère plus réaliste pour la mise en œuvre d'une future cellule active et plus performante en termes de pertes.

Désormais, un choix doit être fait pour déterminer la technologie de commutateurs la plus adaptée et la moins perturbante pour cette application.

#### V.4) Choix d'un commutateur de type MEMS

Pour choisir le commutateur le plus adapté, deux paramètres sont pris en compte: la capacité parasite lorsque le commutateur est à l'état bloqué et les lignes de polarisation. Comme montré dans [104] et [105], les capacités parasites des diodes PIN varient généralement entre 25 et 45 fF, tandis que celles des MEMS (selon les caractéristiques de XLIM), peuvent atteindre une valeur minimale de 12 fF.

L'effet de la capacité parasite est évalué pour la configuration simplifiée de la cellule illustrée sur la Figure 135 : la cellule est placée dans l'état 1 et tous les commutateurs sont considérés idéaux (CC ou CO) à l'exception de l'un des commutateurs bloqués qui est représenté par une capacité en série. La Figure 136 et la Figure 137 représentent les performances respectivement en réflexion LHCP et en transmission RHCP lorsque cette capacité varie de 5 à 50 fF :

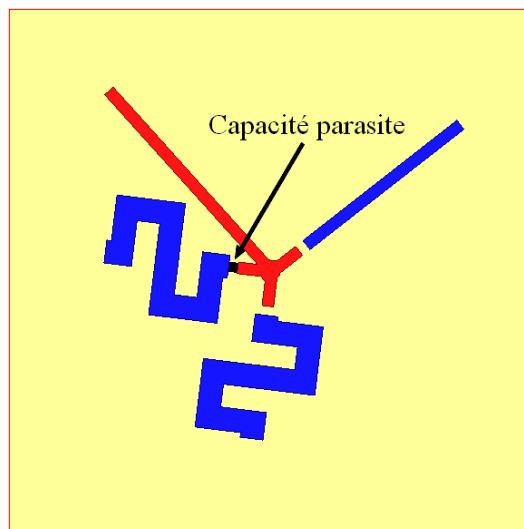


Figure 135 : Nouvelle CPSS avec une capacité parasite

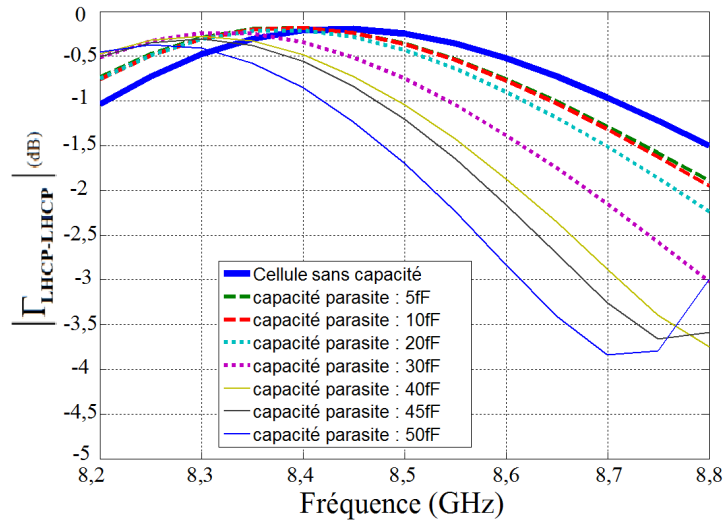


Figure 136 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence et de la valeur de la capacité parasite

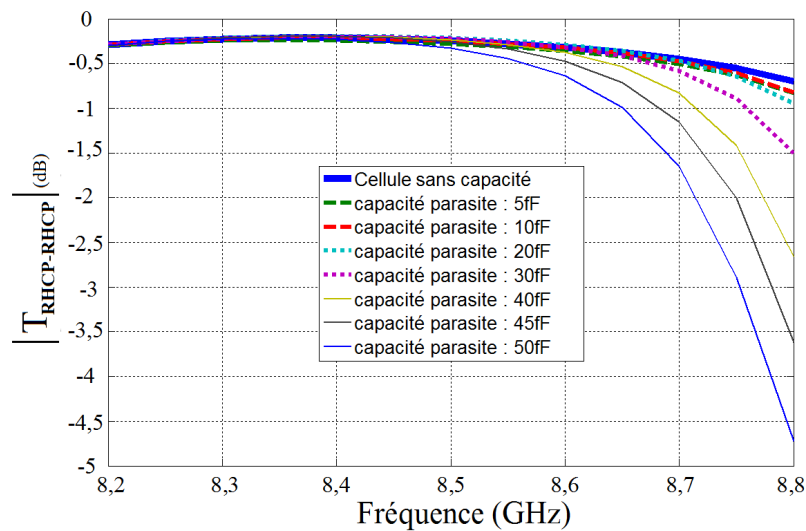


Figure 137 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence et de la valeur de la capacité parasite

Logiquement, plus la valeur de la capacité augmente (et donc plus l'impédance assurant la coupure du brin est faible), plus les performances de la CPSS se dégradent. En effet, lorsque la capacité est grande, le brin parasite concerné devient visible vis-à-vis de l'onde incidente. On notera que la dégradation observée ici sous-estime la dégradation finale que l'on aurait si tous les commutateurs à l'état bloqué étaient représentés par une telle capacité. Cet effet global sera évalué plus loin.

La deuxième étape consiste à évaluer la perturbation apportée par les lignes de commande permettant la commutation. En effet, les simulations réalisées jusqu'alors n'incluaient pas les lignes de polarisation des commutateurs. Or, pour des applications réelles, les commutateurs actifs doivent être alimentés. Comme montré dans [106], mettre en place ces lignes de

commandes peut devenir très complexe et très perturbateur sur le fonctionnement général de la cellule.

Comme le montre la Figure 138, pour cette cellule, 9 lignes de polarisations seront nécessaires : 8 lignes pour apporter la commande au niveau des commutateurs et une ligne pour la masse commune qui sera placée au centre du fil vertical (3 lignes de polarisation seront donc nécessaires par manivelle : une pour la masse et une pour le commutateur de chaque couche). Il y aura donc 4 tensions de commande indépendantes à délivrer (une par manivelle).

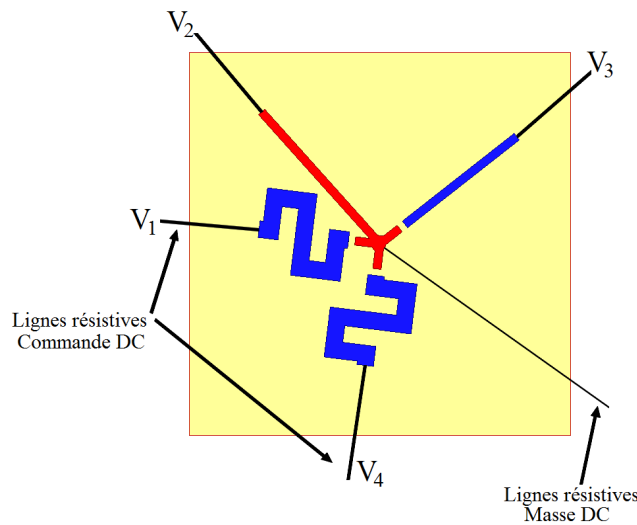


Figure 138 : Schéma de principe de la polarisation d'une face de la cellule CPSS

Dans un souci de simplification, nous considérons d'abord le cas simplifié d'une ligne de polarisation unique connectée au brin actif de la face supérieure de la CPSS (Figure 139). Les commutateurs sont supposés idéaux. La ligne, de largeur 0,1 mm, a été mise en œuvre arbitrairement au milieu du brin parasite. Les valeurs de résistivité à considérer pour cette ligne dépendent de la technologie de commutateur envisagée.

Utiliser un commutateur de type MEMS permet d'utiliser des lignes de polarisation très résistives ( $\sim 10\text{k}\Omega/\text{carré}$ ) ce qui, a priori, améliore leur transparence. Toutefois, ces technologies ne sont pas compatibles avec les substrats utilisés ici. Comme montré en Annexe 9, le matériau CrSiO de TICER permet théoriquement d'atteindre des valeurs de  $1000\Omega/\text{carré}$  pour des substrats avec des propriétés voisines de celles du substrat utilisé dans cette étude (par exemple le Rogers 4003). Si ce film résistif était utilisé, la cellule devrait toutefois être ré-optimisée pour rendre compte de la différence de permittivité ( $\epsilon_r=3,38$  au lieu de  $\epsilon_r=2,94$ ).

Des tests technologiques seraient également nécessaires pour valider expérimentalement les performances de résistivité annoncées par le constructeur.

En ce qui concerne les commutateurs de type diode PIN, les lignes de polarisation doivent être peu résistives pour limiter la consommation.

La Figure 140 et la Figure 141 représentent les performances de la CPSS respectivement en réflexion LHCP et en transmission RHCP, en fonction de la valeur de la résistivité de cette ligne de polarisation ( $0\Omega/\text{carré}$ ,  $100\Omega/\text{carré}$  et  $1000\Omega/\text{carré}$ ).

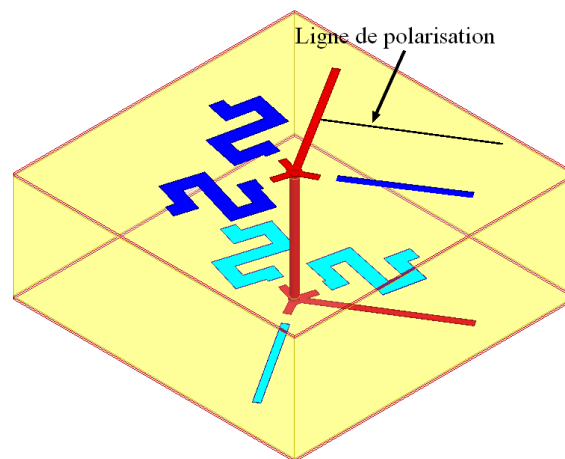


Figure 139 : Nouvelle CPSS avec mise en place d'une ligne de polarisation

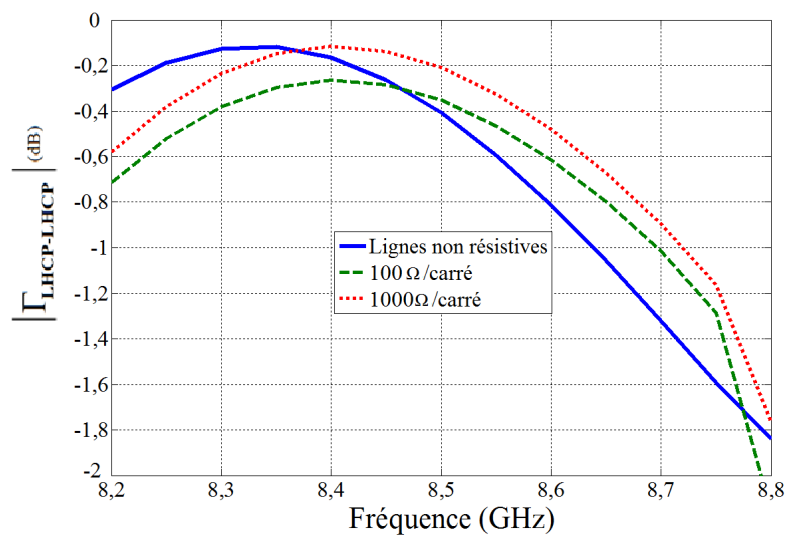


Figure 140 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence et de la valeur de la résistivité de la ligne de polarisation

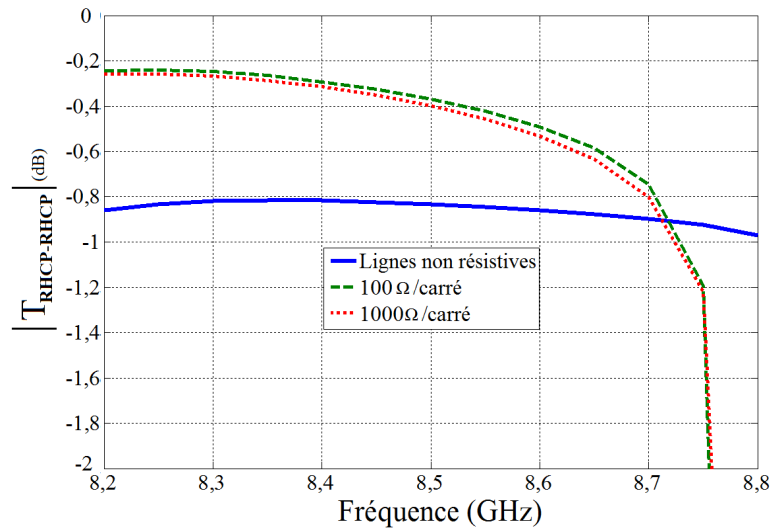


Figure 141 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence et de la valeur de la résistivité de la ligne de polarisation

Ces résultats montrent l'importance d'utiliser des lignes de polarisation résistives pour faciliter l'optimisation et leur mise en place dans la cellule. Logiquement, plus leur résistivité sera grande, plus elles seront transparentes à l'onde incidente. Il faut évidemment viser la résistivité de 1000Ω/carré afin de se placer dans les meilleures conditions car la dégradation observée ici sous-estime la dégradation finale que l'on aurait si toutes les lignes de polarisation étaient mises en œuvre dans la cellule.

Pour conclure, la technologie la plus adaptée à cette application est le MEMS. En effet, ce commutateur, contrairement aux diodes PIN, a l'avantage d'utiliser des capacités parasites très faibles et des lignes de polarisations résistives, ce qui améliorera les performances et facilitera la mise en œuvre de l'ensemble.

## V.5) Effet du substrat des MEMS

Jusqu'à présent, le commutateur a été au mieux représenté par un schéma électrique simplifié, sans tenir compte de ses dimensions ni des matériaux le constituant. On s'intéresse dans cette partie à une représentation plus réaliste d'un composant de type MEMS, basée sur quelques éléments topologiques fournis par le laboratoire XLIM. Le commutateur est fabriqué sur un substrat de silice fondue (quartz de permittivité 3,8) et sa taille approximative est de 1,5mm×1,5mm avec une épaisseur de 0,5mm. Comme le montre la Figure 142, pour évaluer les perturbations engendrées par un tel matériau, 8 blocs de silice fondue de taille 1,5mm×1,5mm et d'épaisseur 0,5mm ont été agencés dans la cellule aux emplacements réservés aux commutateurs (à nouveau considérés idéaux : CC ou CO). Les performances de cette cellule sont montrées sur la Figure 143. Un décalage fréquentiel (se référer à la Figure



130) est observé en réflexion et en transmission. Toutefois, la perturbation engendrée est facilement rattrapable en raccourcissant chaque brin actif de la manivelle de 0,5 mm (Figure 144).

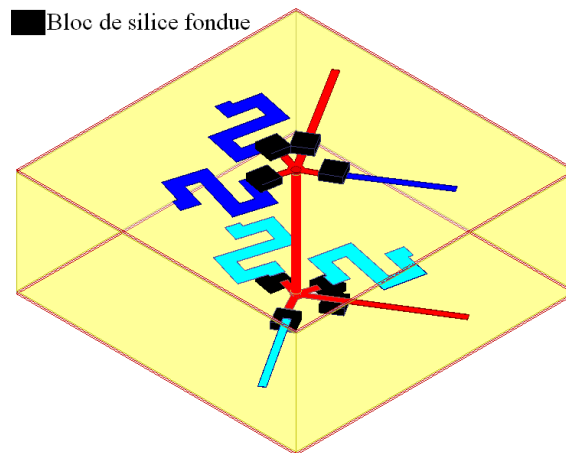


Figure 142 : Cellule dans l'état 1 avec 8 'MEMS de silice fondue'

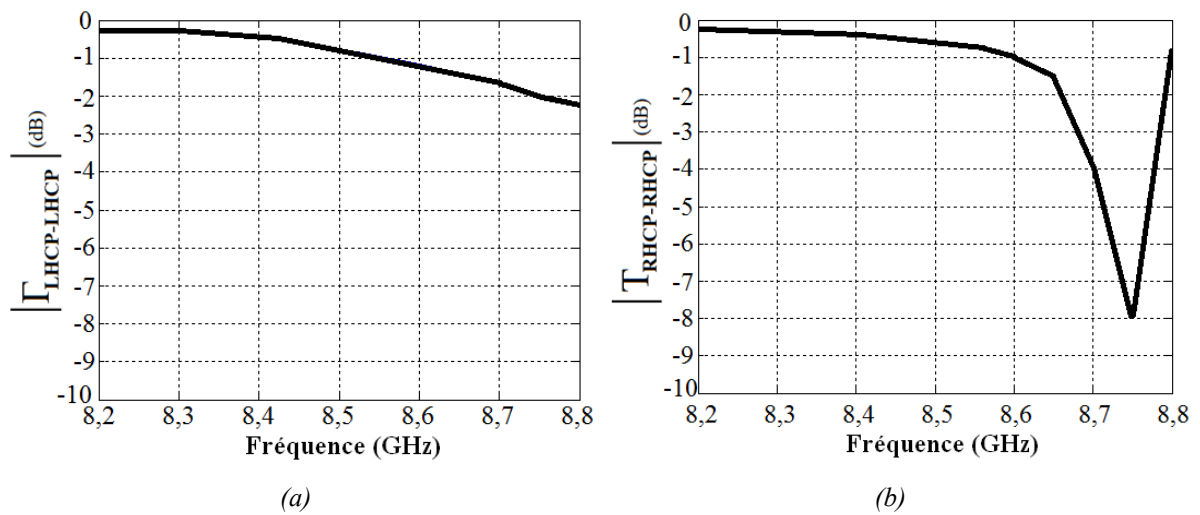


Figure 143 : Module du coefficient. (a) en réflexion LHCP. (b) : en transmission RHCP

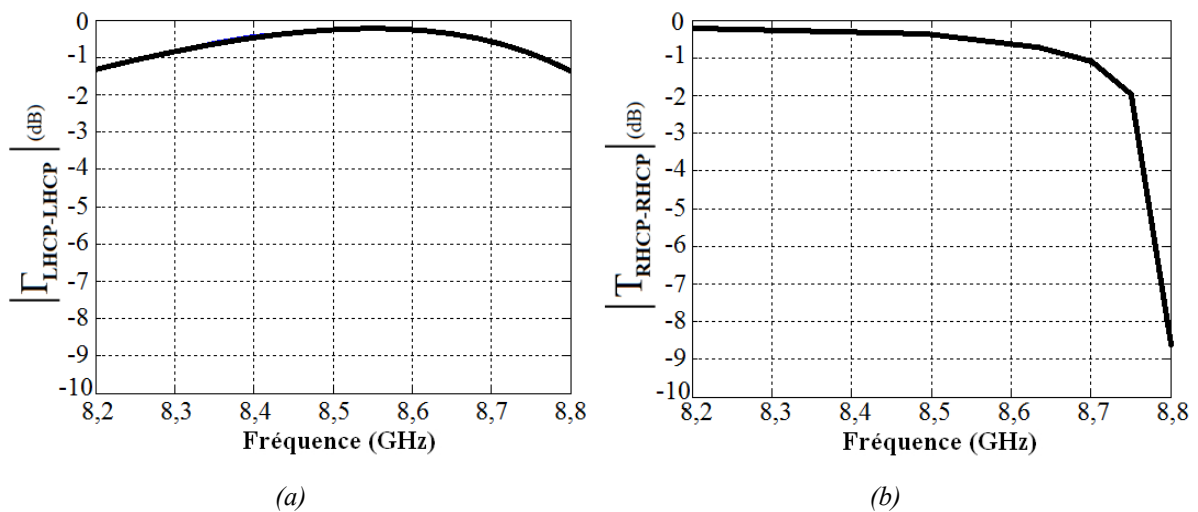


Figure 144 : Module du coefficient. (a) Réflexion LHCP. (b) : Transmission RHCP

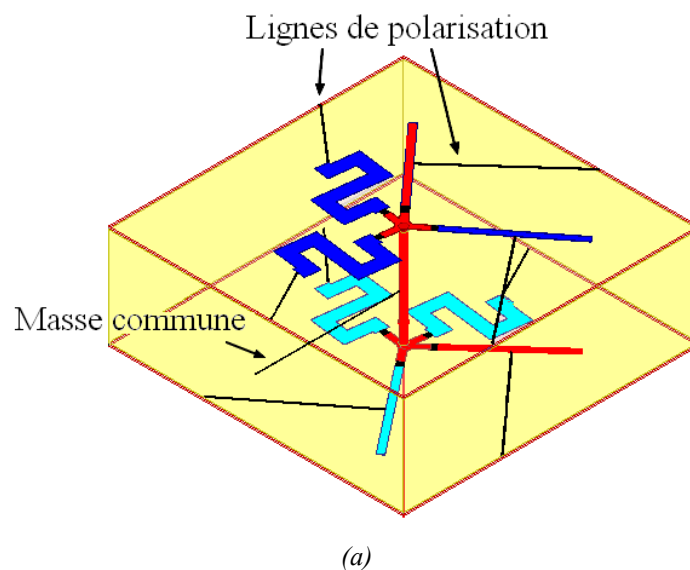
## V.6) Combinaison des différents effets

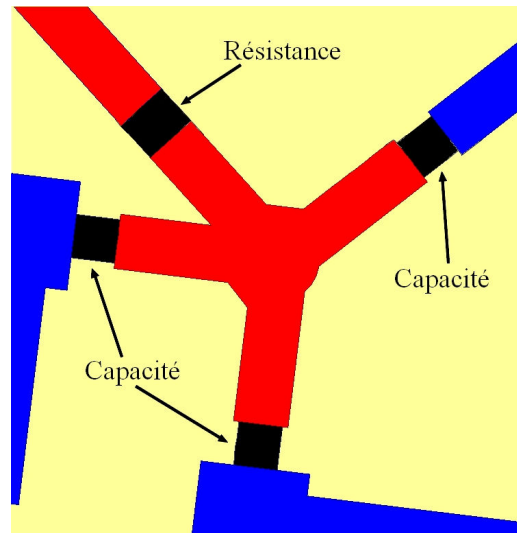
Dans les paragraphes précédents, les différents effets ont été étudiés de façon séparée. On se propose ici de les combiner dans une simulation unique, afin d'évaluer de façon plus réaliste les performances accessibles.

Les hypothèses utilisées pour cette simulation sont les suivantes :

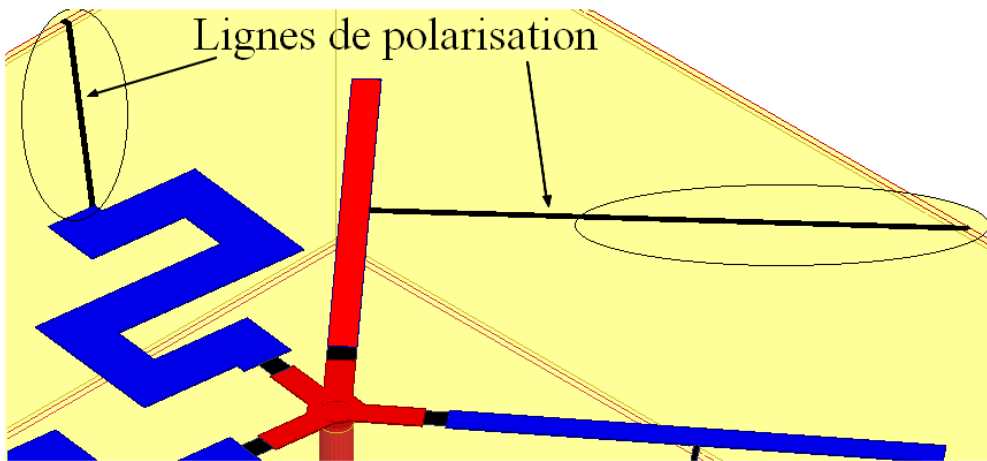
- La cellule est dans l'état 1, dans sa configuration à 8 commutateurs.
- Les commutateurs à l'état passant (2 au total) sont représentés par des **résistances séries de 2,5 ohms**.
- Les commutateurs à l'état bloqué (6 au total) sont représentés par **des capacités parasites de 12 fF**.

Toutes les lignes de polarisation (9 au total) sont incluses. Elles présentent une **résistivité de 1000Ω/carré avec une largeur de 0,1 mm**. Le routage de ces lignes n'a pas été optimisé. Chacune des 8 lignes de commande est connectée au centre ou à l'extrémité d'un brin horizontal et la masse commune arrive au centre du fil vertical. Toutes les lignes sont supposées rectilignes et connectées aux parois métalliques verticales. A défaut d'être vraiment réaliste, cette configuration permettra d'autant mieux de détecter les effets parasites des lignes qu'elle n'est pas optimisée. La Figure 145 permet de visualiser la cellule pseudo-active simulée avec tous ses éléments (le matériau des MEMS n'est pas représenté ici).





(b)



(c)

Figure 145 : Cellule 'pseudo-active' simulée. (a) Vue générale. (b) Vue de dessus du plot central et des composants permettant la commutation. (c) Représentation des lignes de polarisation sur les brins dans l'état 1 et 2

Les performances de cette cellule pseudo-active, avec ou sans lignes de polarisation, sont représentées, après optimisation, sur la Figure 146 (module de la réflexion LHCP), la Figure 147 (module de la transmission RHCP), la Figure 148 (module de la polarisation croisée), la Figure 149 (phase de la réflexion LHCP) et la Figure 150 (phase de la transmission RHCP).

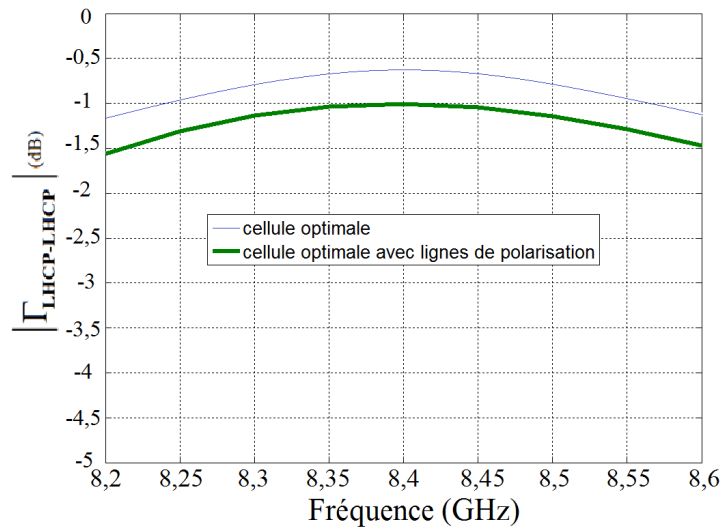


Figure 146 : Module du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule pseudo-active

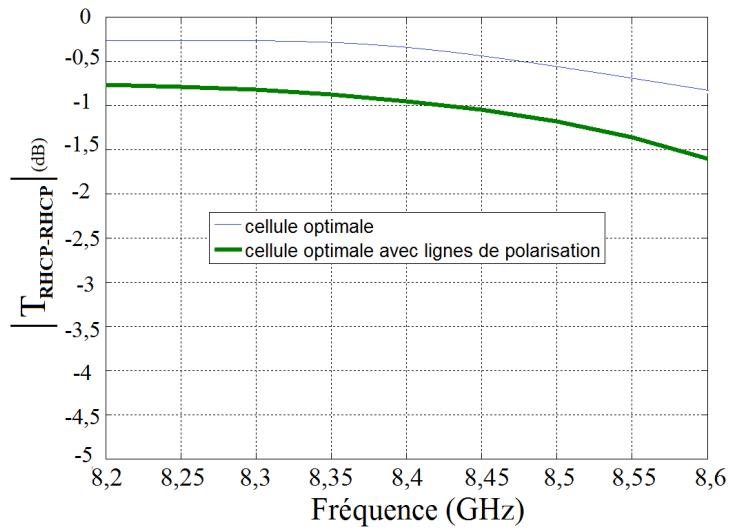


Figure 147 : Module du coefficient de transmission RHCP sur la cellule pseudo-active

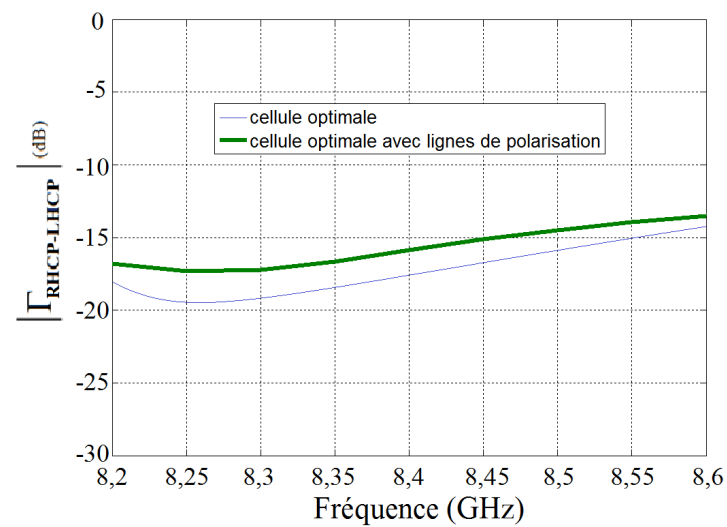


Figure 148 : Module du coefficient de réflexion en polarisation croisée sur la cellule pseudo-active

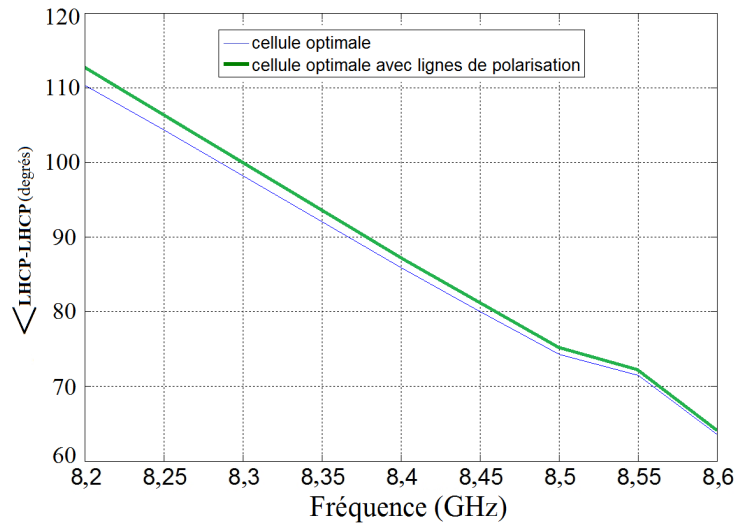


Figure 149 : Phase du coefficient de réflexion LHCP sur la cellule pseudo-active

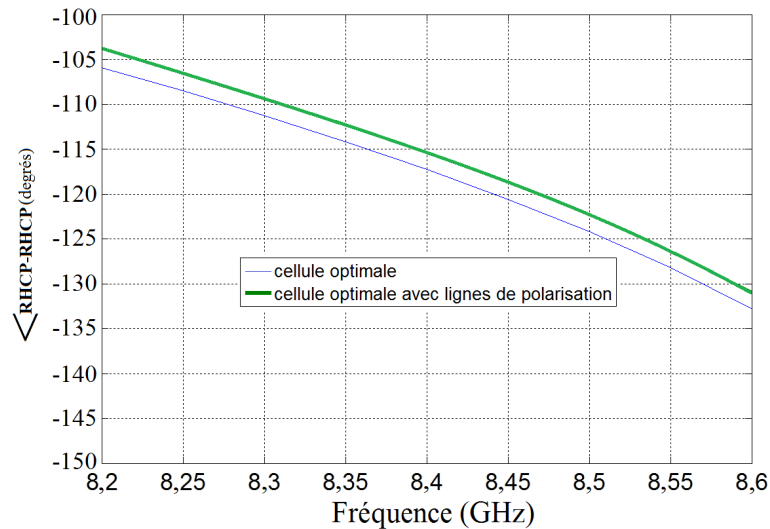


Figure 150 : Phase du coefficient de transmission RHCP sur la cellule pseudo-active

Les performances de cette cellule pseudo-active sont satisfaisantes. La plupart des éléments nécessaires à la reconfigurabilité de la CPSS ont été pris en compte. L'onde LHCP incidente est correctement réfléchi avec des pertes inférieures à 1,5 dB dans la bande [8,2-8,6 GHz]. D'autre part, l'onde RHCP incidente est correctement transmise à travers cette cellule avec des pertes équivalentes sur 400 MHz de bande passante. Notons que la réjection de la polarisation croisée est toujours de l'ordre de 15 dB. De plus, la phase de l'onde LHCP réfléchi et celle de l'onde RHCP transmise est préservée malgré l'incorporation des lignes de polarisation dans la cellule (Figure 149 et Figure 150).

Pour conclure, la faisabilité de cette cellule pseudo-active a été démontrée dans ce Chapitre avec les 8 futurs commutateurs nécessaires à son fonctionnement. Les lignes de

polarisation ont été prises en compte ainsi que les résistances séries et les capacités parasites des MEMS.

## V.7) Conclusion

Ce Chapitre a permis de démontrer la faisabilité d'une cellule CPSS reconfigurable. Dans un premier temps, une analyse sur l'effet des résistances des commutateurs à l'état passant nous a amenés à réduire d'un facteur deux le nombre de composants nécessaires. Une nouvelle version de la surface sélective en polarisation circulaire a alors été proposée. En comparaison avec la version précédente, la bande passante est plus étroite (0,4 GHz au lieu de 0,55 GHz) mais cette nouvelle configuration est plus simple et moins dissipative.

Par la suite, il a été montré qu'il était fortement souhaitable d'utiliser un commutateur MEMS, celui-ci étant le seul à offrir des capacités parasites suffisamment faibles et à autoriser des lignes de polarisation résistives.

Pour finir, toutes les caractéristiques des commutateurs et toutes les lignes de polarisation (non optimisées) ont été prises en compte dans les simulations, ce qui a permis de démontrer la faisabilité d'une telle cellule active en simulation.

Pour des contraintes de temps et de fiabilité technologique, cette cellule active n'a pas été réalisée ni été étudiée plus profondément. Des commutateurs éligibles pour cette application ont été identifiés au laboratoire XLIM. Ils ont d'ailleurs servis de référence pour les simulations menées dans ce chapitre. Toutefois, l'adaptation de la cellule au procédé technologique associé aurait nécessité une ré-optimisation complète de la structure et des tests technologiques préalables, dont la durée s'avérait incompatible avec notre calendrier. Par ailleurs, l'intégration de MEMS sur 3 niveaux de métallisation, comme c'est le cas ici, n'a encore jamais, à notre connaissance, été réalisée. Pour le futur proche, des tests technologiques restent aussi à prévoir pour valider expérimentalement les performances du film résistif en CrSiO de chez TICER (permettant d'utiliser les lignes résistives de 1000  $\Omega$ /carré sur un substrat standard). Dans ces conditions, il a été décidé d'orienter plutôt la dernière phase de la thèse vers la conception, la fabrication et la caractérisation d'un démonstrateur de reflectarray à états figés, afin de valider les performances du concept proposé à l'échelle du réseau. C'est l'objet du dernier chapitre de cette thèse.



# VI) Chapitre 6 : Démonstrateur à états figés en bipolarisation circulaire

## VI.1) Introduction

Ce chapitre va se focaliser sur l'étude, le dimensionnement, la réalisation et la mesure d'un démonstrateur de reflectarray à états figés fonctionnant en bipolarisation circulaire. Ce démonstrateur, réalisé en bande  $X$ , a pour but de démontrer les potentialités de la cellule étudiée dans les chapitres précédents, en se plaçant cette fois à l'échelle d'un petit réseau. L'objectif de ce démonstrateur est donc de valider le concept novateur de reflectarray fonctionnement avec deux polarisations circulaires simultanées et indépendantes sur une même bande de fréquence.

Dans un premier temps, une étude du comportement de la cellule unitaire sous incidence oblique va être menée afin d'anticiper l'impact de la mise en réseau. En effet, jusqu'à présent, la cellule a toujours été étudiée en guide d'onde. Il convient maintenant de l'analyser dans son environnement réel de fonctionnement, en remplaçant le guide infini par une cavité et en tenant compte de la variation de l'incidence en fonction de la position occupée dans le réseau. Par la suite, une ré-optimisation de la cellule va être effectuée de manière à augmenter sa tenue en incidence afin d'obtenir un reflectarray plus compact (réduction de la distance focale) et plus performant. A partir de cette étude, un démonstrateur de reflectarray à états figés comportant 97 cellules a été conçu. Un travail important a été nécessaire pour coordonner les différents acteurs impliqués dans la fabrication de ce démonstrateur. Ce réflecteur a finalement été mesuré pour plusieurs configurations de dépointages dans les deux polarisations.



## VI.2) Etude et ré-optimisation de la cellule unitaire dans une configuration représentative du véritable environnement réseau

L'objectif de cette partie est d'étudier, sous incidence oblique, le comportement de la cellule unitaire, intégrée dans une cavité métallique à base carrée. Pour que l'onde incidente puisse correctement pénétrer dans la cavité, une grille métallique la prolonge au-dessus de la cellule, comme le montre la Figure 151. La hauteur de la grille métallique  $h_w$  est fixée arbitrairement à 20mm (dans un premier temps) et l'épaisseur des parois métalliques  $w_w$  est de 1mm. Comme on va le montrer par la suite, le point clé pour une bonne tenue en incidence de la cellule est la pénétration de l'onde plane incidente dans la cavité.

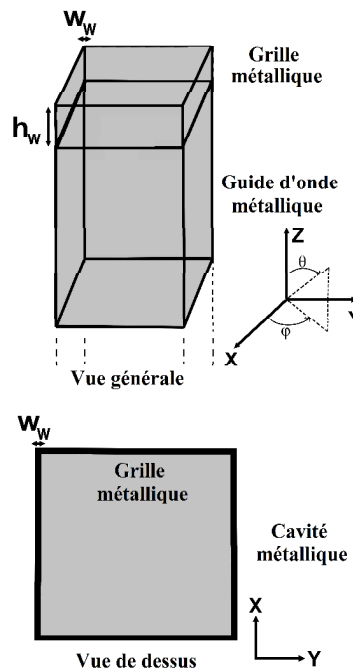


Figure 151 : Représentation de la grille métallique prolongeant le guide d'onde métallique carré dans lequel est placée la cellule unitaire.  $w_w=1\text{mm}$ ,  $h_w=20\text{mm}$ .

On rappelle que, jusqu'à présent, les simulations avaient été menées en plaçant la cellule dans un guide métallique infini, de même section que la cavité actuelle.

Afin de se placer dans un cas le plus réaliste possible et d'avoir accès aux coefficients de réflexion sous incidence oblique, la simulation (à nouveau réalisées avec © Ansys-HFSS.) est menée dorénavant avec l'approche de Floquet [107]. Les conditions de Floquet permettent de considérer la cellule unitaire au centre d'un réseau infini périodique d'éléments identiques. La

simulation va permettre de prendre en compte l'effet du couplage inter-cellules (couplage a priori très faible ici étant donné que la cellule unitaire est placée dans une cavité métallique).

Pour évaluer le comportement de la cellule unitaire sous incidence oblique, on regarde dans un premier temps le coefficient de réflexion intrinsèque sur la grille métallique, celle-ci étant fermée sur une condition d'adaptation. La Figure 152 permet de visualiser les angles  $\theta$  et  $\varphi$  repérant la direction de la source primaire (et donc de l'onde incidente) par rapport au repère propre à la grille. Le coefficient de réflexion sur la grille métallique dépend de plusieurs paramètres tels que la polarisation, la fréquence du champ incident et les angles d'incidence. Pour l'étude menée ici, seuls les modes de Floquet spéculaires ( $TE_{00}$  et  $TM_{00}$ ) autour de 8,5GHz ont été considérés. Il est important de noter que ces modes de Floquet correspondent à une excitation par onde plane (et non à une excitation par modes guidés comme c'était le cas dans les chapitres antérieurs). Si la réflexion sur les parois de la cavité est faible, la cellule unitaire devrait fonctionner correctement (les modes de Floquet devraient en effet être convertis en modes guidés dans la cavité et la cellule retrouvera alors son fonctionnement initial en guide d'onde).

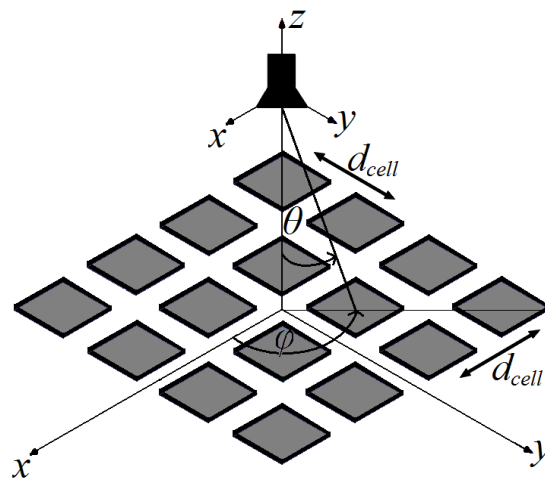


Figure 152 : Représentation basique d'un reflectarray et des angles d'incidence

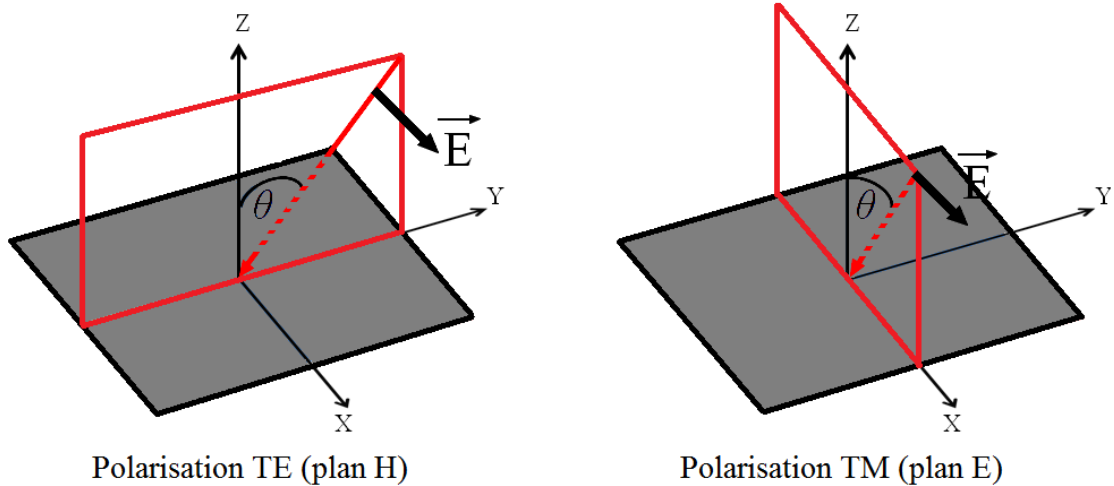


Figure 153 : Représentation de l'ouverture de la grille métallique avec les modes d'onde plane TE et TM

La Figure 154 et la Figure 155 représentent le coefficient de réflexion sur la grille métallique en fonction de la fréquence pour différents angles d'incidence  $\theta$  ( $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $30^\circ$  par pas de  $5^\circ$ ) dans le plan  $\varphi=0^\circ$  pour respectivement le mode TE et le mode TM.

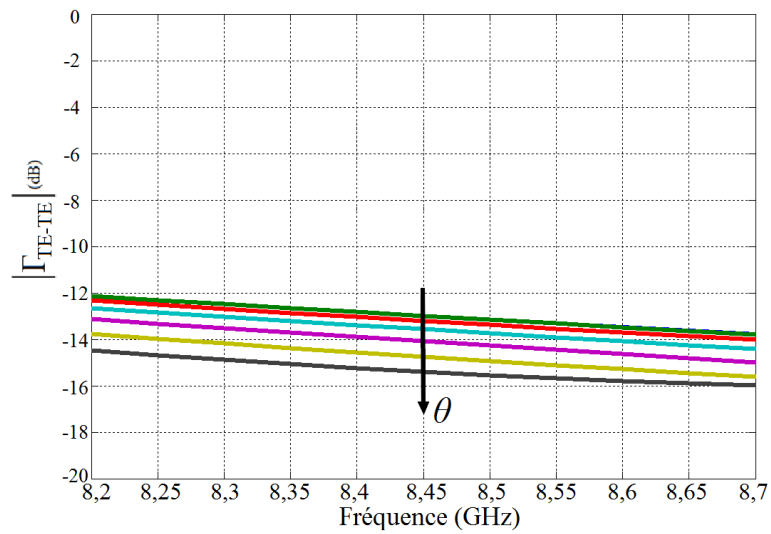


Figure 154 : Module du coefficient de réflexion de la polarisation TE en fonction de l'angle d'incidence en  $\theta$  et de la fréquence dans le plan  $\varphi=0^\circ$

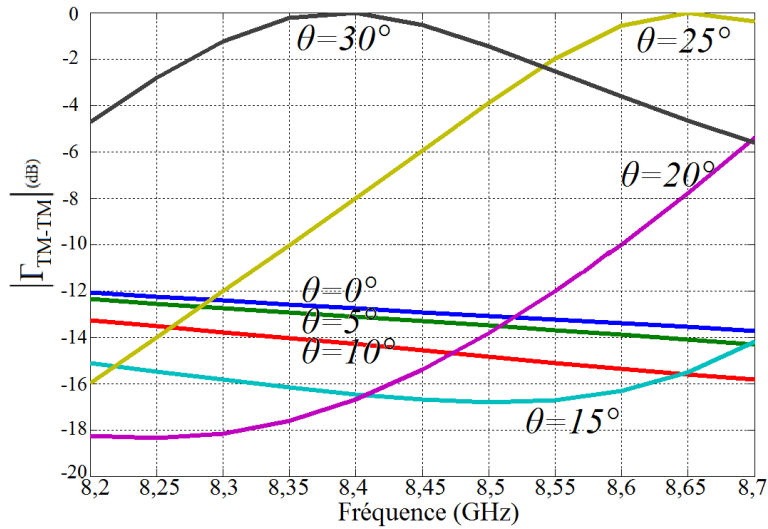


Figure 155 : Module du coefficient de réflexion de la polarisation TM en fonction de l'angle d'incidence en  $\theta$  et de la fréquence dans le plan  $\varphi=0^\circ$

La polarisation TE ne se réfléchit quasiment pas sur la grille sur toute la bande de fréquence pour  $\theta < 30^\circ$ . Ce n'est pas le cas de la polarisation TM, pour  $\theta > 20^\circ$ , surtout en bande haute. De ce fait, la limitation en incidence correspond à un angle  $\theta$  inférieur à  $20^\circ$ .

On s'intéresse maintenant à la cellule complète. On reprend donc le même type de simulation en remplaçant la grille adaptée traitée précédemment par notre cellule en cavité. L'étude est à nouveau menée en fonction de l'angle d'incidence afin de valider le fonctionnement de la cellule dans un environnement réseau. Les résultats sont cette fois directement donnés en polarisation circulaire, celle-ci étant reconstruite à partir de deux simulations en polarisations linéaires orthogonales. La Figure 156 et la Figure 157 permettent d'observer les performances de la cellule complète dans la première configuration (Left-CPSS et cellule RHCP dans l'état 1) en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ). Les résultats sont donnés à la fréquence centrale (8,35 GHz) et aux deux fréquences extrêmes (8,2 GHz and 8,55 GHz).

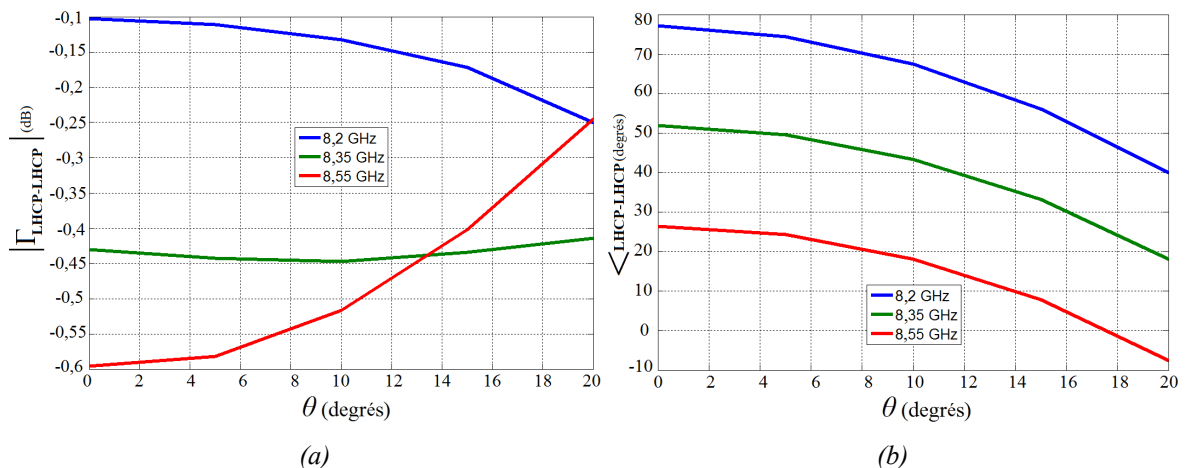


Figure 156 : Coefficient de réflexion LHCP simulée en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ) à trois fréquences. (a):Module. (b) : Phase.

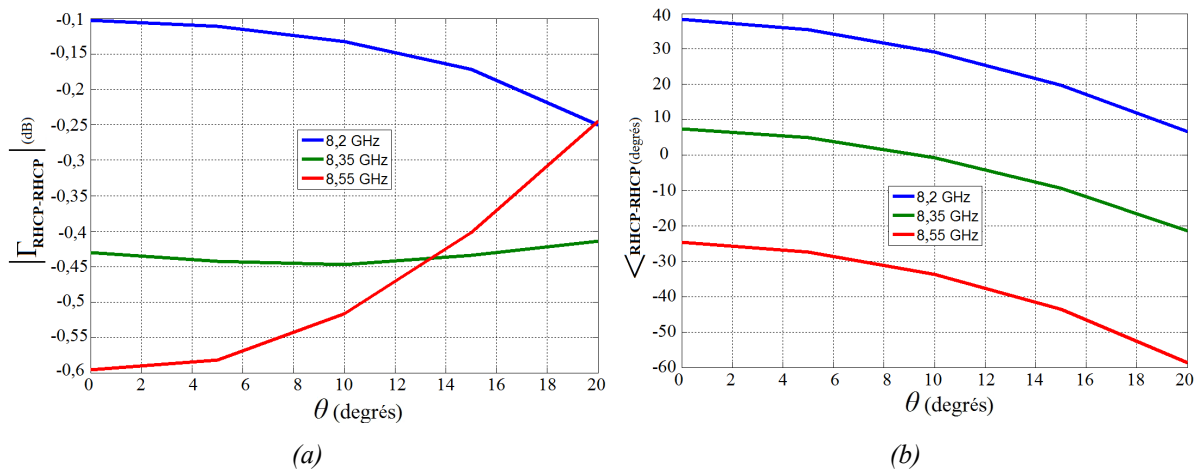


Figure 157 : Coefficient de réflexion RHCP simulée en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ) à trois fréquences. (a):Module. (b) : Phase.

Ces courbes valident le fonctionnement de la cellule unitaire dans son nouvel environnement pour une incidence  $\theta < 20^\circ$ . En effet, les pertes d'insertion en LHCP et en RHCP restent inférieures à 1 dB pour  $\theta < 20^\circ$  sur toute la bande passante.

Dans l'optique d'améliorer la tenue en incidence, il convient de revenir sur le phénomène de réflexion totale sur les parois de la grille métallique, tel que l'on peut par exemple l'observer sur la Figure 155 à 8,4 GHz pour une incidence de  $30^\circ$ . Il est clair que ce phénomène limite directement l'angle d'incidence maximal acceptable. En vertu du principe de réciprocité, on peut a priori relier ce problème à celui des directions aveugles dans un réseau phasé [108]-[109]. Pour confirmer cette hypothèse, des simulations complémentaires ont alors été réalisées en considérant un réseau de guides métalliques à l'émission (de même section carrée que notre grille, à savoir  $22,88\text{mm} \times 22,88\text{mm}$ ) et en appliquant une loi de phase pour faire varier le dépointage. Le coefficient de réflexion actif en fonction de l'angle de dépointage est représenté sur la Figure 158 pour une fréquence de 8,5 GHz.

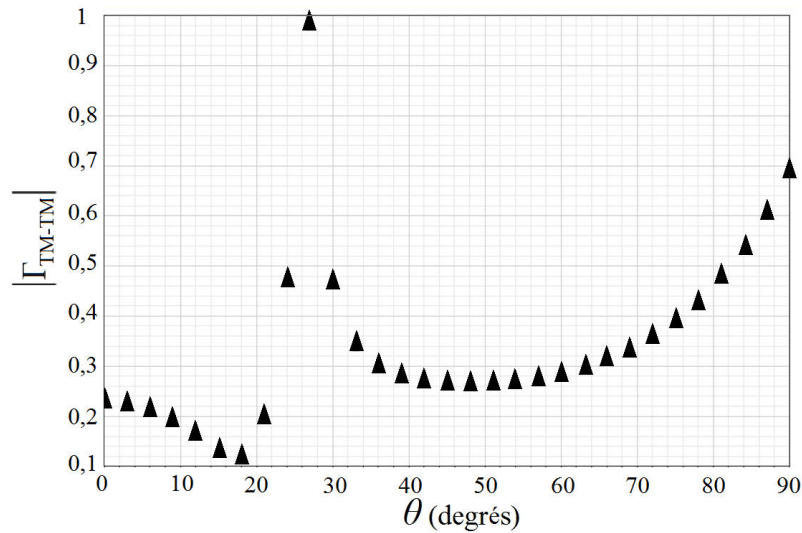


Figure 158 : Module du coefficient de réflexion actif dans le cas d'un réseau phasé de guides métalliques en fonction de l'angle de dépointage

En fonction de l'angle de dépointage, une direction aveugle apparaît pour un angle de  $27^\circ$ . La Figure 159 représente le même phénomène pour différents angles de dépointage du réseau phasé, cette fois en fonction de la fréquence. On remarque que la direction aveugle se déplace avec la fréquence. Cette figure peut être comparée à la Figure 155. Les phénomènes observés sont très similaires : par exemple, la direction aveugle observée à 8,4 GHz pour un angle de  $30^\circ$  sur la Figure 155 (cas de la réflexion sur une grille) se retrouve bien sur la Figure 159 (cas du réseau phasé).

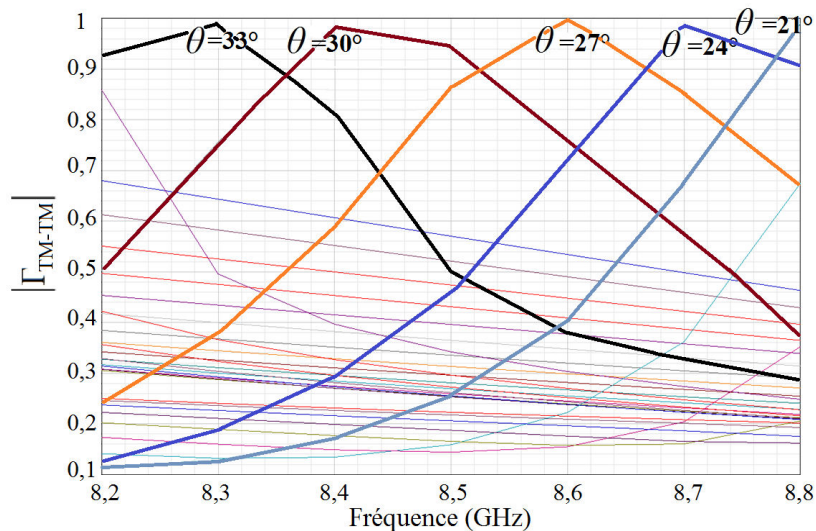


Figure 159 : Module du coefficient de réflexion dans le cas d'un réseau phasé de guides métalliques en fonction de la fréquence pour différents angles de dépointage

Le point primordial est la réciprocité de ces deux études (angle d'incidence et angle de dépointage) ce qui permet de comprendre le phénomène. La réflexion totale est donc associée à des directions aveugles.

Pour améliorer la limitation en incidence, une couche diélectrique d'adaptation est placée au-niveau de l'ouverture de la cavité de façon à modifier l'impédance de surface vue par l'onde incidente dans le plan de l'ouverture. Après optimisation (sur l'épaisseur et la permittivité), cette couche diélectrique d'adaptation a été choisie avec une épaisseur de 12 mm (6 mm au-dessus de la grille métallique et 6 mm à l'intérieur) et une permittivité diélectrique de 1,65. La nouvelle configuration du guide d'onde métallique est représentée sur la Figure 160. La hauteur  $h_w$  de la grille métallique a été optimisée à 30mm de manière à obtenir une bonne recombinaison de l'onde réfléchie par la grille métallique et de celle réfléchie par la cellule unitaire, quelle que soit la configuration choisie.

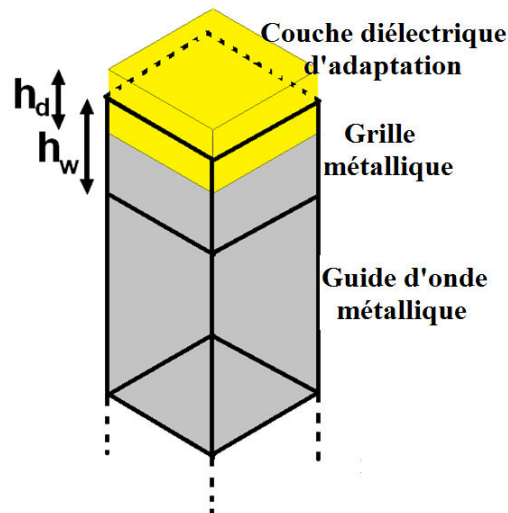


Figure 160 : Représentation du guide d'onde métallique avec la grille métallique et la couche diélectrique d'adaptation.  $h_w=30\text{mm}$ ,  $h_d=12\text{mm}$ .

La Figure 161 et la Figure 162 représentent, dans cette nouvelle configuration, les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour différents angles d'incidence  $\theta$  ( $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $30^\circ$  par pas de  $5^\circ$ ) dans le plan  $\varphi=0^\circ$ , respectivement pour une onde incidente en polarisation TE et en polarisation TM.

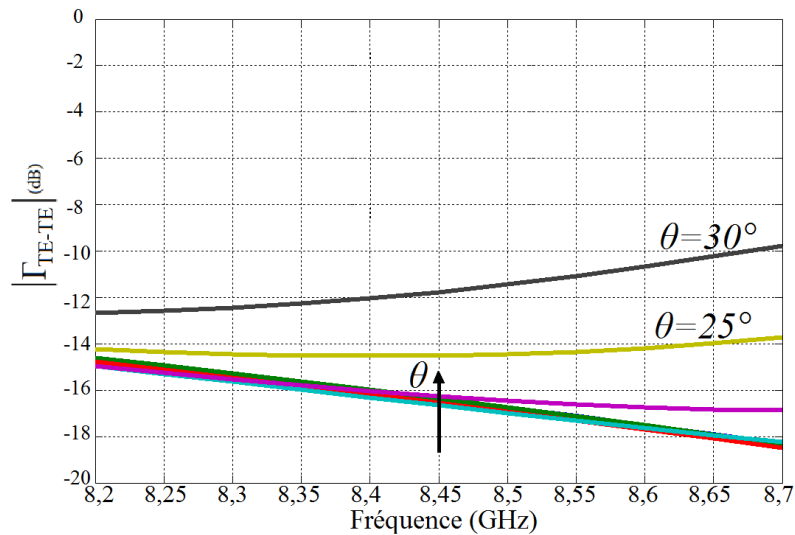


Figure 161 : Module du coefficient de réflexion de la polarisation TE en fonction de l'angle d'incidence en  $\theta$  et de la fréquence dans le plan  $\varphi=0^\circ$

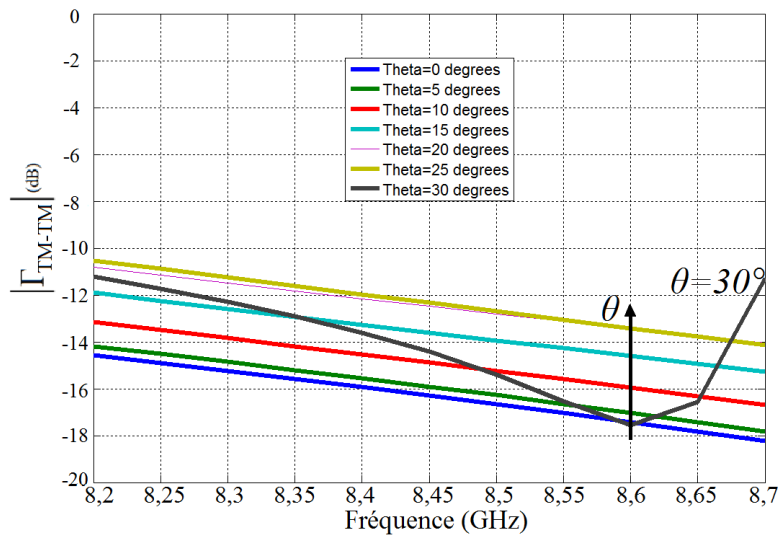


Figure 162 : Module du coefficient de réflexion de la polarisation TM en fonction de l'angle d'incidence en  $\theta$  et de la fréquence dans le plan  $\varphi=0^\circ$

Désormais, les réflexions en polarisation TE et TM restent acceptables jusqu'à  $\theta=30^\circ$  entre 8,2 et 8,7 GHz. La couche diélectrique a donc permis d'augmenter d'une dizaine de degrés la tenue en incidence. Il est important de noter que cette étude a été réalisée pour différents plans  $\varphi$ . La limitation principale se trouve sur l'angle d'incidence en  $\theta$  (les coefficients de réflexion sont équivalents en fonction de  $\theta$  pour différents  $\varphi$ ).

Pour valider cette nouvelle tenue en incidence, les performances de la cellule complète dans sa première configuration (Left-CPSS et cellule RHCP dans l'état 1) sont observées en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ) sur la Figure 163 et la Figure 164. Comme on peut le voir ci-dessous, les pertes d'insertion en LHCP et en RHCP restent inférieures à 1 dB pour  $\theta < 30^\circ$  sur toute la bande passante.



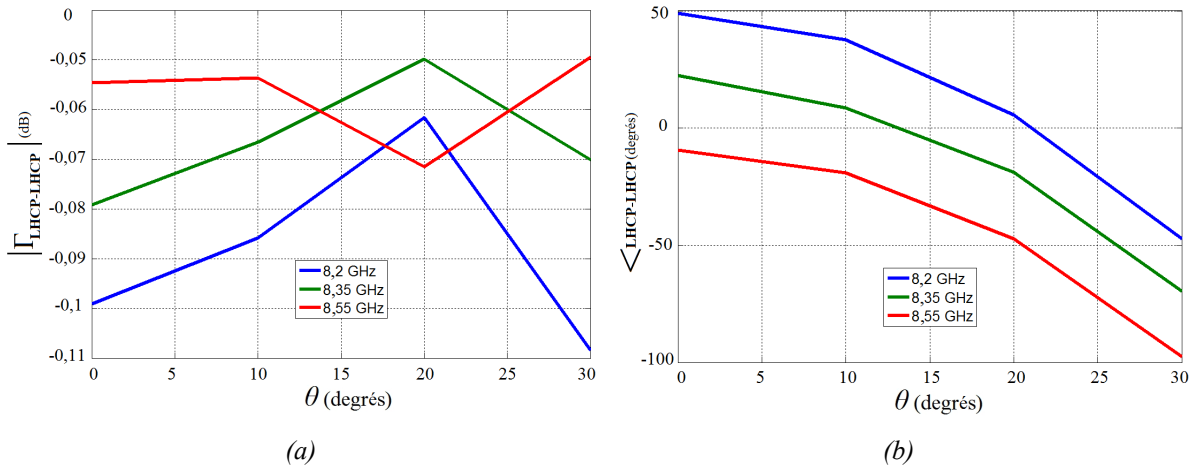


Figure 163 : Coefficient de réflexion LHCP simulée en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ) à trois fréquences. (a):Module. (b) : Phase.

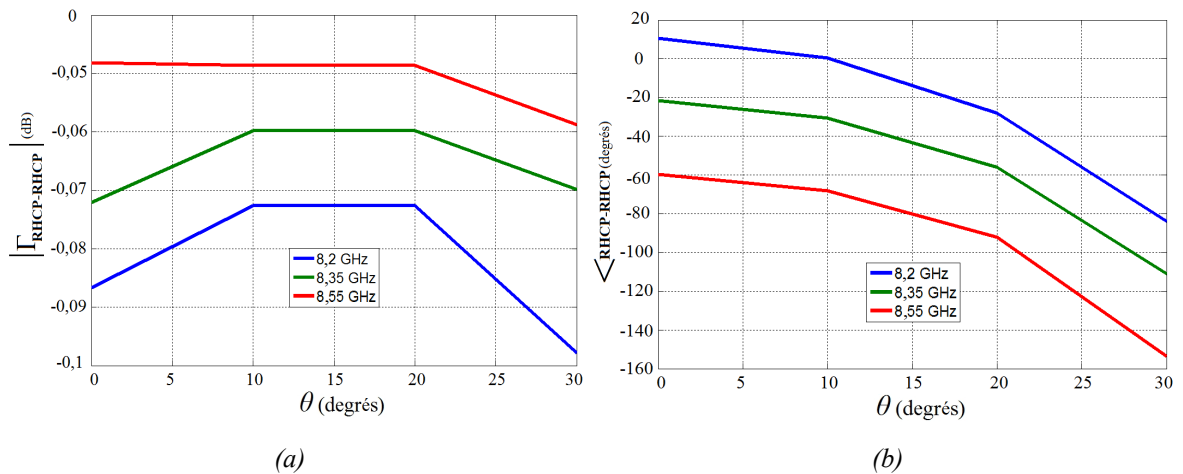


Figure 164 : Coefficient de réflexion RHCP simulée en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (dans le plan  $\varphi=0^\circ$ ) à trois fréquences. (a):Module. (b) : Phase.

Pour finir, les coefficients de réflexion des 16 configurations de la cellule complète sont représentés en fonction de la fréquence pour les deux angles d'incidence extrêmes ( $\theta=0^\circ$  et  $\theta=30^\circ$ ) sur la Figure 165 (onde incidente LHCP avec  $\theta=0^\circ$ ), la Figure 166 (onde incidente RHCP avec  $\theta=0^\circ$ ), la Figure 167 (onde incidente LHCP avec  $\theta=30^\circ$ ) et sur la Figure 168 (onde incidente RHCP avec  $\theta=30^\circ$ ).

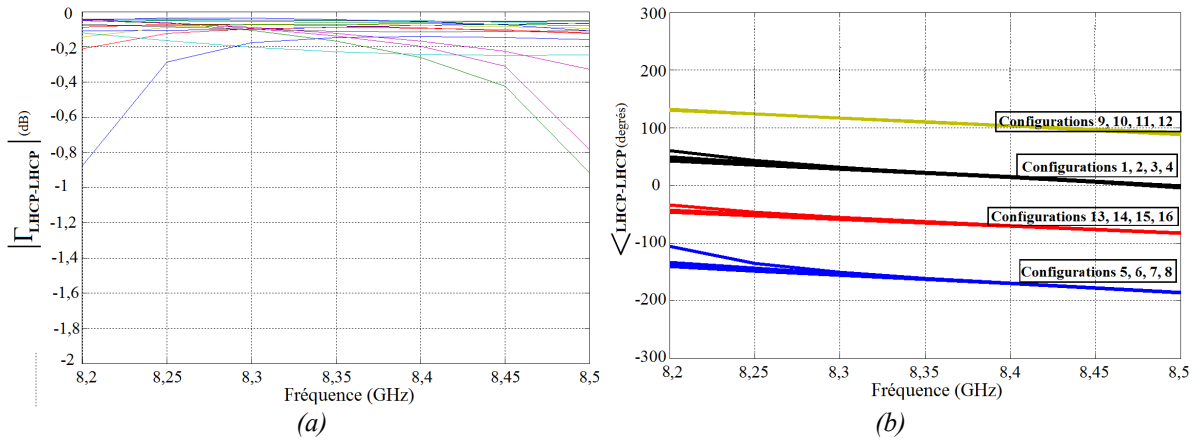


Figure 165 : Visualisation du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète pour  $\theta=0^\circ$ . (a) Module. (b) Phase.

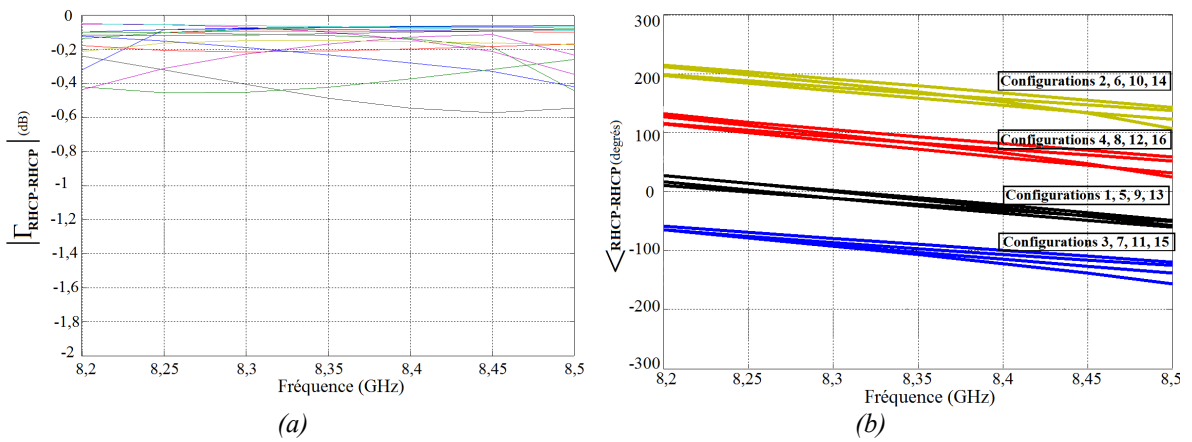


Figure 166 : Visualisation du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète pour  $\theta=0^\circ$ . (a) Module. (b) Phase.

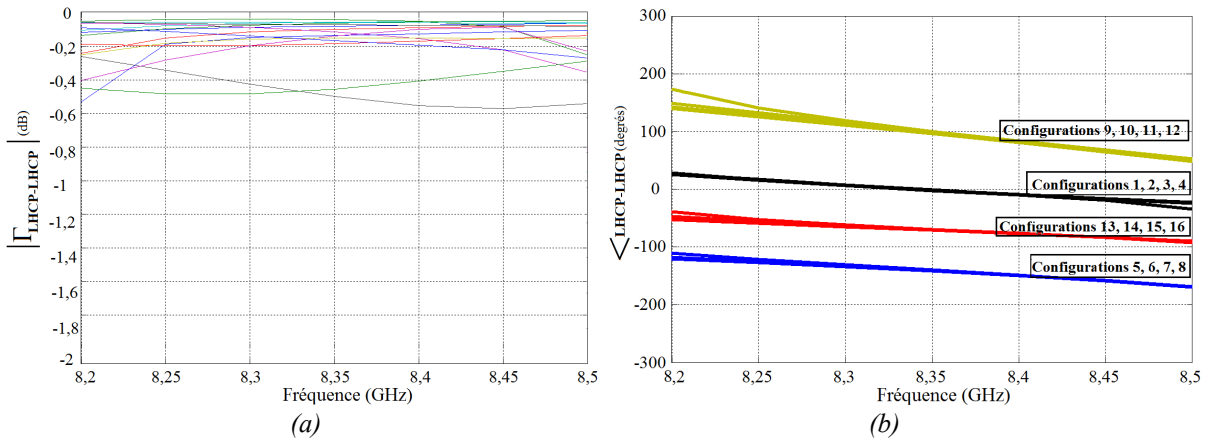


Figure 167 : Visualisation du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète pour  $\theta=30^\circ$ . (a) Module. (b) Phase.

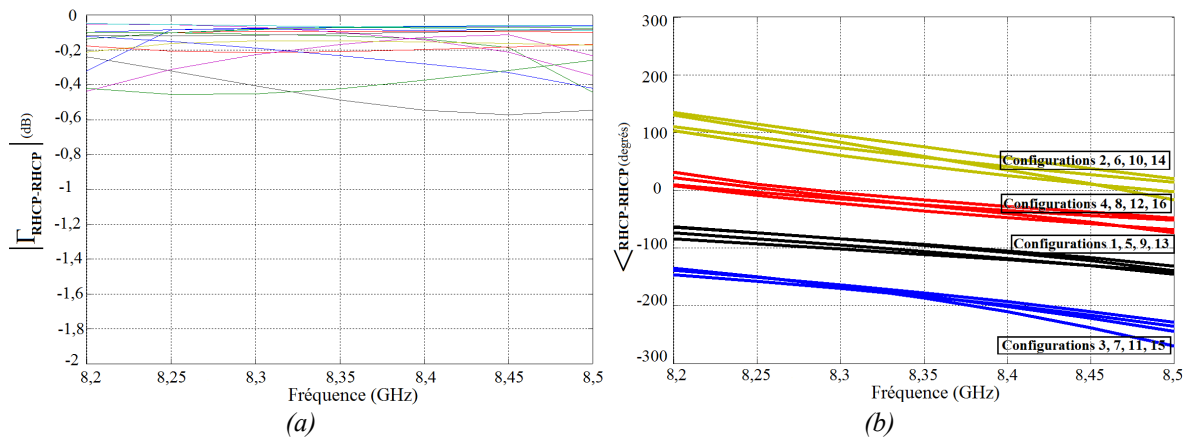


Figure 168 : Visualisation du coefficient de réflexion RHCP en fonction de la fréquence pour les 16 configurations de la cellule complète pour  $\theta=30^\circ$ . (a) Module. (b) Phase.

Pour conclure, la cellule complète garde un excellent fonctionnement en réflexion quel que soit l'angle d'incidence  $\theta$  (inférieur à  $30^\circ$ ). La tenue en incidence a donc été augmentée d'une dizaine de degrés à l'aide de cette couche diélectrique d'adaptation.

Le réseau conçu devra donc vérifier une condition d'incidence maximale de  $30^\circ$ . Cela nécessitera de réaliser un compromis sur le rapport  $f/D$  (focale sur taille du réseau). On signalera enfin qu'il existe des solutions pour repousser cette limite en incidence comme par exemple l'utilisation d'une structure « facettée » [31].

## VI.3) Dimensionnement et réalisation du reflectarray à états figés

Dans cette partie, les dimensions générales de ce démonstrateur seront fixées, la source qui éclairera le panneau réflecteur sera choisie et tous les éléments nécessaires à l'expérimentation seront étudiés puis fabriqués.

### VI.3.A) Choix de la source primaire

Un point important est le choix de la source primaire qui va éclairer, en polarisation circulaire, le panneau réflecteur. Plusieurs éléments sont à prendre en compte : les dimensions de la source, ses performances (dont la directivité) et sa position. Tous ces éléments sont liés, et des compromis doivent donc être réalisés : ainsi, une source directive devra avoir de grandes dimensions, ce qui nécessitera d'adapter sa position (par exemple en offset) pour limiter le masquage. D'une manière générale, la taille et la position de la source sont ajustées pour optimiser l'éclairage du panneau. Il est généralement admis qu'une apodisation de 12dB [110] constitue un choix judicieux pour équilibrer efficacité et efficacité de surface.

Le cornet choisi est le cornet TMI CNES/THALES (utilisé dans [27]) fonctionnant en bipolarisation circulaire. Il est représenté sur la Figure 169. Deux accès (un seul accès peut être utilisé à la fois) sont utilisés afin de choisir le sens de la polarisation circulaire incidente. Cette source est excitée à l'aide d'une transition guide-coaxial. Elle utilise des polariseurs à piliers pour générer la polarisation circulaire et une ouverture conique pour rayonner le signal vers le panneau réflecteur. Le diamètre de son ouverture est de 57mm. Le cornet existant au CNES n'étant pas modifiable pour les besoins de cette étude, un nouveau cornet a été fabriqué à l'identique à partir des plans disponibles. Malheureusement, la phase d'usinage n'ayant été réalisée que juste avant la campagne de mesures, dans le cadre d'un calendrier très serré, un défaut de réalisation sur l'excitation coaxiale n'a pu être détecté qu'en début de campagne. Une réparation d'urgence a permis de sauver la campagne de mesures mais elle n'a pas été suffisante pour garantir une très bonne pureté de polarisation circulaire incidente. La Figure 170 et la Figure 171 permettent de visualiser son diagramme de rayonnement en polarisations directe et croisée pour une onde incidente respectivement LHCP et RHCP. Comme on peut le voir, la réjection de polarisation croisée est très moyenne (12 dB). L'ouverture  $\theta_0$  à -3 dB est d'environ  $40^\circ$  et le gain du cornet est de 10 dB.



*Figure 169 : Représentation du cornet TMI*

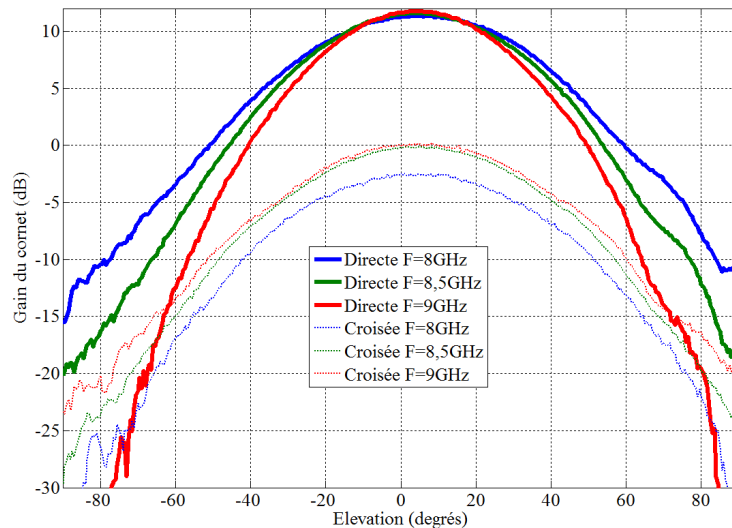


Figure 170 : Diagramme de rayonnement de la source primaire fonctionnant en polarisation circulaire. Polarisation directe et croisée pour une excitation LHCP dans le plan  $\varphi=90^\circ$  pour trois fréquences distinctes

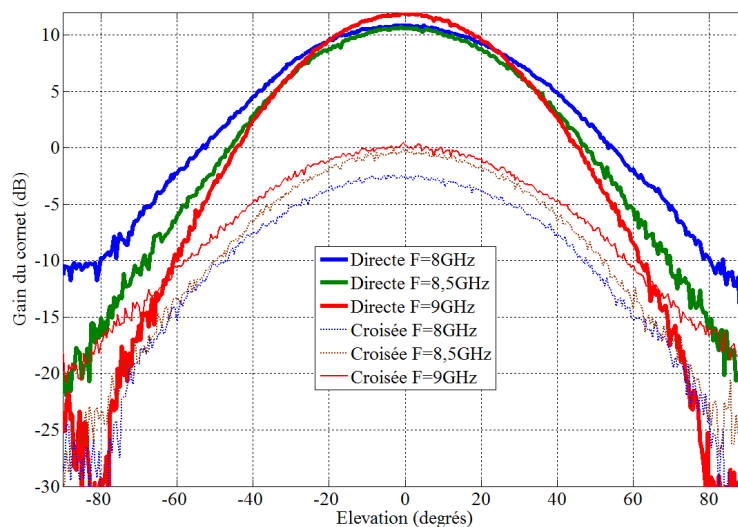


Figure 171 : Diagramme de rayonnement de la source primaire fonctionnant en polarisation circulaire. Polarisation directe et croisée pour une excitation RHCP dans le plan  $\varphi=90^\circ$  pour trois fréquences distinctes

A partir de ces éléments, il faut maintenant dimensionner le reflectarray puis calculer les différents angles d'incidence sur chaque cellule du réseau pour évaluer l'apodisation sur les bords afin d'estimer les performances simulées de ce démonstrateur.

### VI.3.B) Dimensions et caractéristiques générales du reflectarray

La Figure 172a permet de visualiser les caractéristiques et les notations principales du reflectarray. Afin de positionner la source primaire en champ lointain et de limiter l'incidence maximale sur les éléments du réseau à une trentaine de degrés, le rapport  $f/D$  est ici choisi à 0,8 et la source est placée au centre du réflecteur à une hauteur  $f$  de 210mm. Le diamètre  $D$  du réflecteur vaut alors 262,68mm. Cela correspond en pratique à 97 cellules. Comme on va le

montrer par la suite, avec de telles dimensions, l'apodisation sur les bords vaut environ 6 dB. On notera que, pour des raisons de temps et de coût, il n'aurait de toute façon pas été réaliste d'envisager un démonstrateur tellement plus grand.

La Figure 172b représente le masquage de la source vis-à-vis du panneau réflecteur. La cellule centrale sera entièrement masquée et les 8 cellules adjacentes seront légèrement masquées.

Le panneau réflecteur est représenté sur la Figure 173 avec la numérotation des 97 cellules qui vont le composer. La forme du panneau réflecteur est globalement circulaire de manière à améliorer les lobes secondaires, comme le montre la Figure 174. Pour réaliser les simulations réseau, un code de calcul disponible au laboratoire [111] et basé sur des éléments d'optique géométrique a été utilisé. La figure compare, pour un rayonnement dans l'axe (compensation idéale des phases incidentes), les performances d'un reflectarray utilisant un panneau réflecteur carré ou circulaire. Les cellules ont une taille de 22,88 mm. L'épaisseur de la grille métallique est choisie à 1mm pour des contraintes d'usinage. De ce fait, l'espace inter-élément  $d_{cell}$  est de 23,88mm ce qui donne  $d_{cell}=0,67\lambda_o$  à la fréquence centrale.

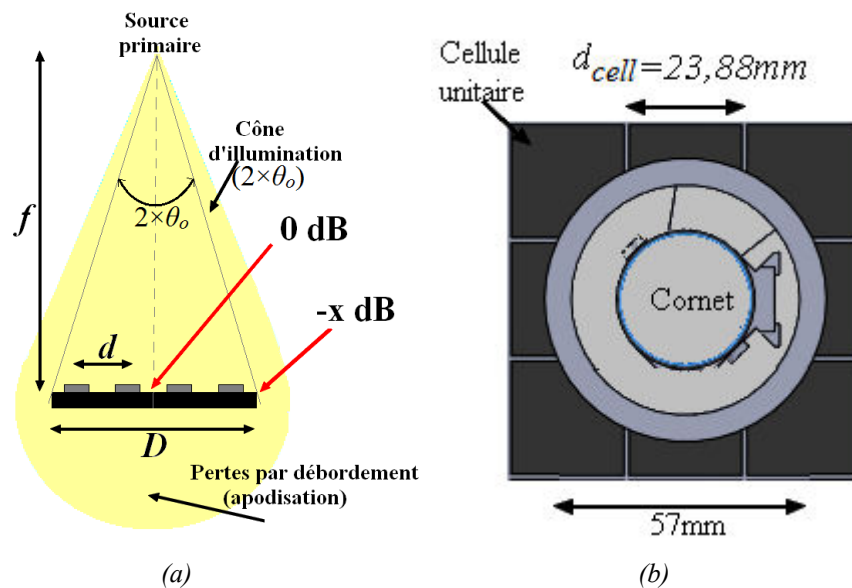


Figure 172 : (a) Représentation des caractéristiques générales du reflectarray et de sa source primaire.  $f=210\text{mm}$ ,  $D=262,68\text{mm}$ ,  $d=23,88\text{mm}$ ,  $\theta_0=30^\circ$ . (b) Représentation du masquage de la source vis-à-vis du réseau

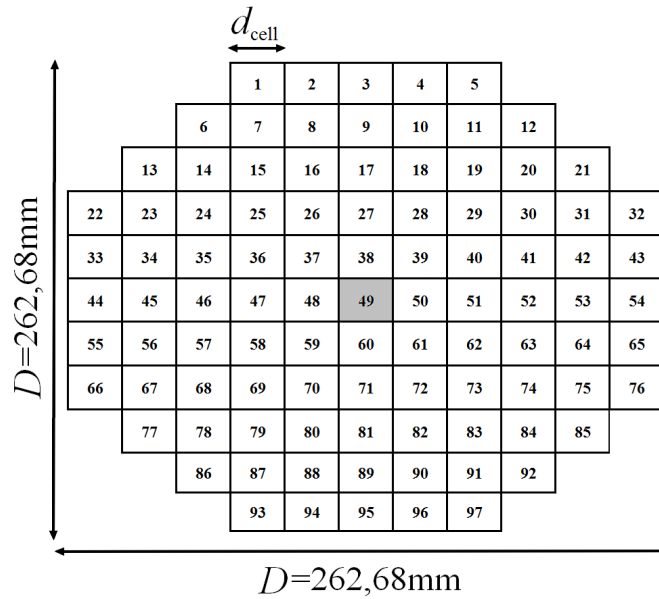


Figure 173 : Visualisation de la forme du panneau réflecteur circulaire et de la numérotation des cellules déphaseuses

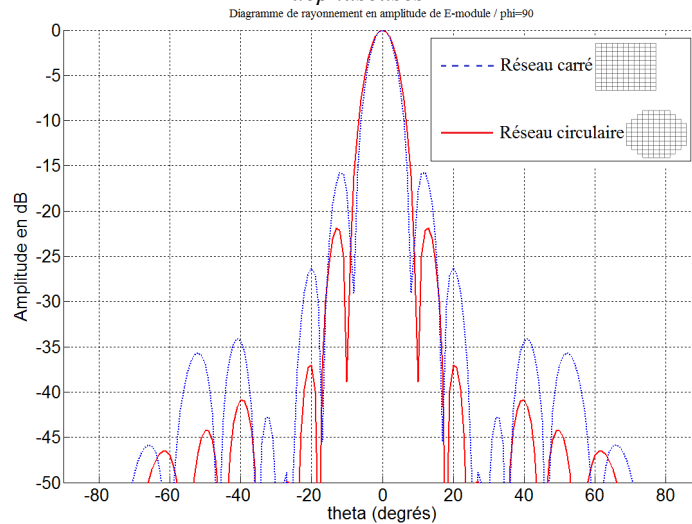


Figure 174 : Diagramme de rayonnement dans l'axe d'un réflectarray utilisant un réflecteur carré ou circulaire

Le réseau étant dimensionné, la dernière étape de conception consiste désormais à évaluer l'apodisation sur les bords du réseau. Deux points sont à prendre en compte pour calculer ce paramètre : les pertes en espace libre et le champ rayonné par le cornet. Les pertes en espace libre ont été calculées pour chaque cellule (séparée de  $d_{cell}$ ) en référence à la cellule centrale à l'aide de l'équation 10.

$$Pertes_{A_{el}} = 20 \log \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot d_{cell_i}}{\lambda_0} \right) - 20 \log \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot d_{cell_{centrale}}}{\lambda_0} \right) \quad (10)$$

Ensuite, les coordonnées de chaque cellule ont été extraites afin d'aboutir aux angles selon lesquels chaque cellule est vue par le cornet (ou plus précisément de son centre de phase,

celui-ci ayant été déterminé en simulation puis vérifié expérimentalement). Cela permet d'évaluer le champ rayonné par le cornet en direction de chaque cellule. Ces données angulaires sont essentielles et seront à nouveau utiles plus tard, pour caractériser les cellules en fonction de leur position dans le réseau. A partir de toutes ces informations, les valeurs du champ incident ont été calculées sur chaque cellule, en normalisation par rapport au champ incident sur la cellule centrale. Comme montré sur la Figure 175, qui représente ce niveau de champ sur chaque cellule du panneau réflecteur, l'apodisation sur les bords vaut environ 6 dB. Ce niveau un peu faible se traduira par des pertes par débordement non négligeables, ce qui est inévitable pour un démonstrateur de cette taille. Par contre, cela ne remettra pas en question les autres performances mesurées.

			5,81	5,68	5,64	5,68	5,81			
		5,64	4,57	4,04	4	4,04	4,57	5,64		
	5,64	4,08	3,27	2,6	2,55	2,6	3,27	4,08	5,64	
5,81	4,57	3,27	2,22	1,48	1,01	1,48	2,22	3,27	4,57	5,81
5,68	4,04	3,12	1,48	0,68	0,25	0,68	1,48	3,12	4,04	5,68
5,64	4	3,07	1,01	0,25	0	0,25	1,01	3,07	4	5,64
5,68	4,04	3,12	1,48	0,68	0,25	0,68	1,48	3,12	4,04	5,68
5,81	4,57	3,27	2,22	1,48	1,01	1,48	2,22	3,27	4,57	5,81
	5,64	4,08	3,27	2,6	2,55	2,6	3,27	4,08	5,64	
		5,64	4,57	4,04	4	4,04	4,57	5,64		
			5,81	5,68	5,64	5,68	5,81			

Figure 175 : Estimation de l'atténuation (en normalisation par rapport à la cellule centrale) sur l'ensemble des cellules du réseau

Pour finir, il est important, avant de fabriquer le réseau, de vérifier par simulation ses performances en prenant en compte un maximum d'éléments. Ce reflectarray a donc été simulé en prenant en compte la taille du réseau, la hauteur à laquelle se trouve la source, le module des coefficients de réflexion des cellules unitaires, l'apodisation sur chaque cellule et le masquage des cellules. La Figure 176 présente le diagramme de rayonnement normalisé du reflectarray pour un rayonnement dans l'axe (compensation des phases incidentes) en monopolarisation à la fréquence de 8,5 GHz.



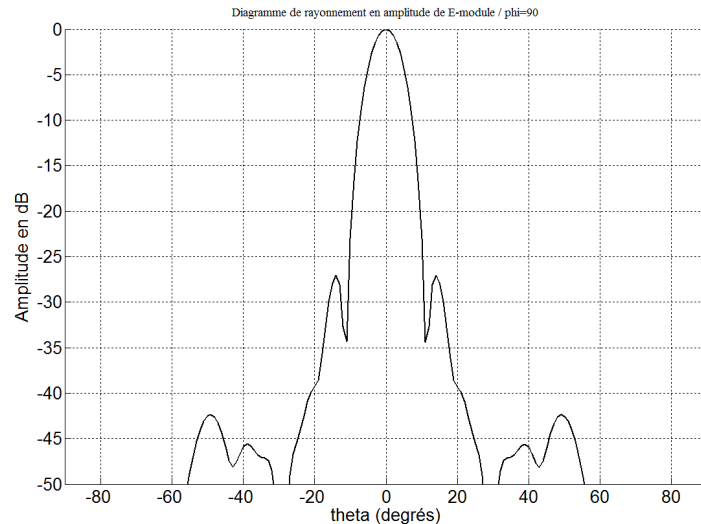


Figure 176 : Diagramme de rayonnement dans l'axe du reflectarray dimensionné à 8,5 GHz dans le plan  $\varphi=90^\circ$

Le lobe principal est correctement dirigé dans l'axe avec une ouverture de  $8^\circ$ . De plus, les lobes secondaires ont un niveau inférieur à -25 dB. Le reflectarray a donc été correctement dimensionné en prenant soin de positionner la source primaire en champ lointain et de limiter l'incidence maximale sur les éléments du réseau à  $30^\circ$ .

### VI.3.C) Réalisation du démonstrateur

Pour réaliser ce démonstrateur à états figés en bipolarisation circulaire, plusieurs éléments doivent être fabriqués : l'ensemble des cellules Left-CPSS et RHCP, la couche diélectrique d'adaptation (mousse Eccostock d'Emerson&Cummings), le support du cornet et le support du réseau passif.

Dans un premier temps, il faut réaliser toutes les cellules déphaseuses nécessaires au fonctionnement en bipolarisation circulaire. 97 cellules sont nécessaires pour chaque polarisation mais 144 cellules Left-CPSS (36 cellules de chaque état) et 144 cellules RHCP (36 cellules de chaque état) ont été fabriquées afin de réaliser plusieurs lois de phase différentes. En effet, comme on le verra par la suite, l'approche choisie a consisté à synthétiser plusieurs dépointages différents en venant changer manuellement les cellules tapissant le réseau. Le nombre total de cellules dans chacun des 4 états (pour une polarisation) a donc été dimensionné de façon à disposer d'une palette suffisamment fournie pour permettre de réaliser les différents déphasages envisagés (en prévoyant en plus des cellules de substitution pour s'affranchir des inévitables aléas lors de la fabrication).

Ensuite, comme représentée sur la Figure 177, la couche diélectrique d'adaptation a été usinée (avec une machine *Bridgeport* à commande numérique 2 axes  $\frac{1}{2}$ ) afin de pouvoir être

facilement imbriquée dans la grille métallique dépassant au-dessus du panneau réflecteur (de manière à obtenir 6mm de substrat au dessus de la grille métallique et 6mm dedans).

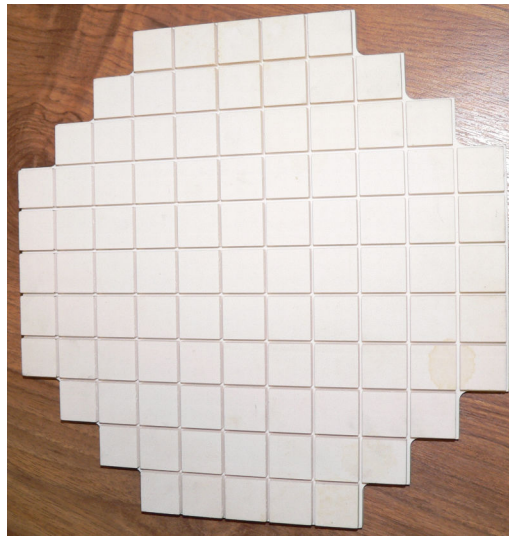
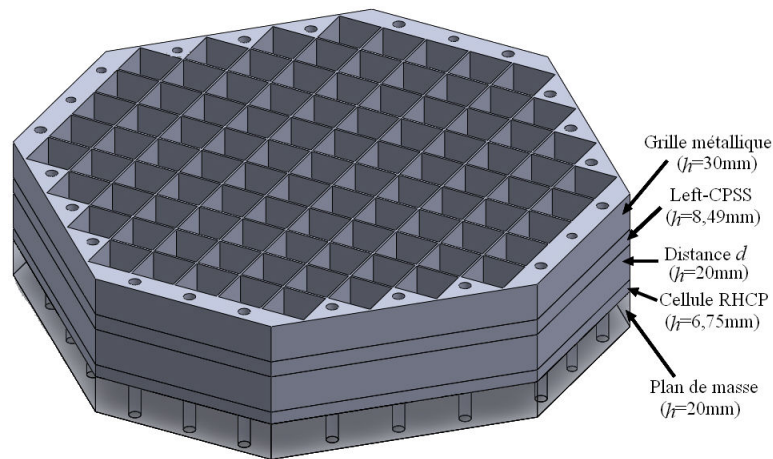


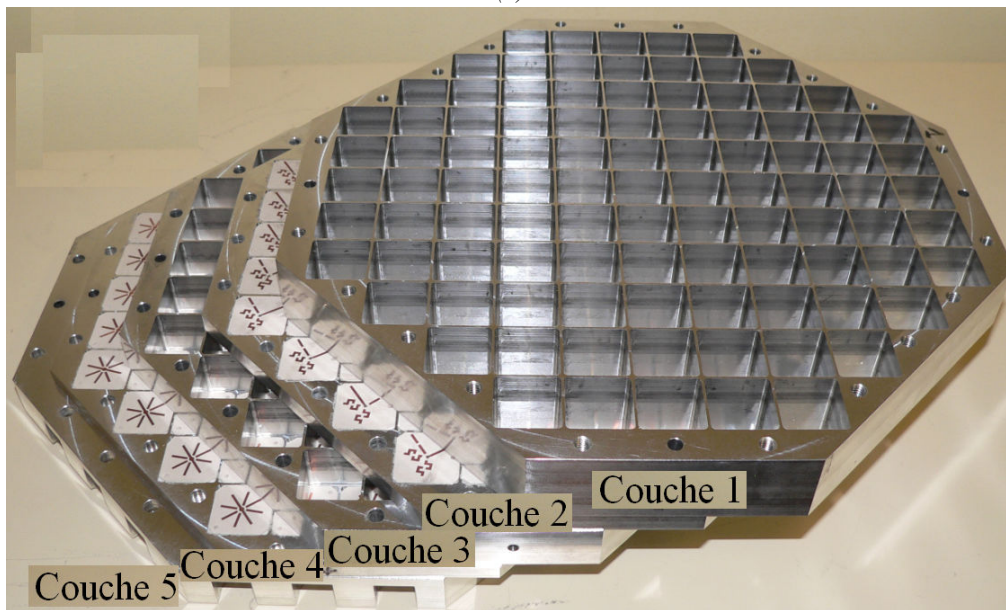
Figure 177 : Couche diélectrique d'adaptation réalisée

Un point déterminant pour mener à bien l'expérimentation est le support proprement dit. Ce dernier comprend la grille, l'ensemble des cavités accueillant les deux couches de cellules et le plan de masse. Le support doit notamment permettre la fixation de chaque cellule dans les 97 cavités métalliques et faciliter leur changement manuel en fonction du dépointage souhaité. Pour ce faire, comme représenté schématiquement sur la Figure 178, ce support est composé de 5 couches différentes :

- Couche 1 : grille métallique d'épaisseur  $h=30\text{mm}$
- Couche 2 : espace pour cellules Left-CPSS d'épaisseur  $h =8,49\text{mm}$
- Couche 3 : 'spacer' (distance  $d$  entre les deux couches) d'épaisseur  $h =20\text{mm}$
- Couche 4 : espace pour cellules RHCP d'épaisseur  $h =6,75\text{mm}$
- Couche 5 : plan de masse d'épaisseur  $h =20\text{mm}$



(a)



(b)

Figure 178 : Visualisation du support du démonstrateur de reflectarray. (a) Support élaboré numérique. (b) Support fabriqué.

Pour réaliser cet élément, un premier schéma numérique a été conçu, puis, il a été adapté en étroite collaboration avec le Centre Commun de Mécanique, CCM, de l'INSA de Rennes, pour améliorer la compacité et faciliter la fabrication. Le CCM a ensuite réalisé cette pièce.

La machine utilisée pour l'usinage de cette pièce est la machine à commande numérique 4 axes (4<sup>ème</sup> axe rotatif continu) MIKRON VCE 800W Pro de chez *Agie Charmilles*. Les cinq couches ont été usinées séparément (couche par couche). De ce fait, chaque cavité métallique (parois d'épaisseur 1mm) a été usinée individuellement (opération d'usinage répétée 97 fois par couche) dans chaque couche du support. Une fraise de diamètre 5mm a été utilisée pour l'ébauche et une fraise de diamètre 2mm pour la finition. Pour éviter les vibrations, les profondeurs de passage de la fraise ont été diminuées au maximum car les parois sont très fines. Pour finir, pour fixer (à l'aide de vis M5) l'ensemble des couches, des trous lisses ont

été percés sur les couches 2, 3 et 4, des trous taraudés sur la couche 1 et un perçage à fond plat sur la couche 5 (pour assurer la portée de la tête de vis).

Enfin, un support plastique (Epoxy FR4) permettant de fixer le cornet et de gérer l'interconnexion avec le support réseau a été fabriqué.

Le démonstrateur est représenté sur la Figure 179, avec et sans la couche diélectrique d'adaptation.

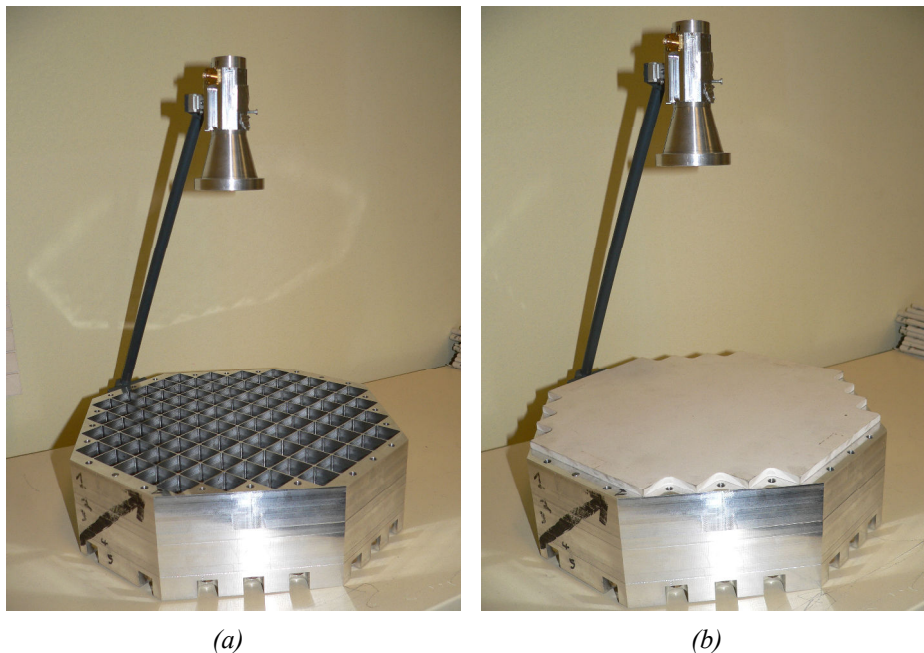


Figure 179 : Vue d'ensemble du démonstrateur de reflectarray. (a) Sans la couche diélectrique d'adaptation. (b) Avec la couche diélectrique d'adaptation

A ce stade, pour compléter ce démonstrateur, il faut synthétiser les cellules qui le garniront. Pour ce faire, un important travail de simulation doit être mené pour déterminer des bases de données précisant la phase réfléchie pour les 16 configurations de la cellule complète et dans les deux polarisations, en tenant compte de l'incidence réelle. Cette base de données permettra alors de choisir l'état le plus approprié (parmi les 4 états possibles dans chaque polarisation) pour chaque cellule du réseau et pour chaque dépointage visé.

## **VI.4) Procédure de mise en place des cellules et performances du reflectarray à états figés**

### **VI.4.A) Procédure de mise en place des cellules**

L'objectif de cette partie est de fabriquer la base de données qui servira de support pour la mise en place des cellules. Cette étape consiste à choisir 1 état parmi les 4 possibles dans

chaque ‘case’ du panneau réflecteur. A ce stade, la phase de l’onde incidente sur chaque cellule ( $\varphi^i$  définie dans le Chapitre 1) a déjà été calculée. Elle intègre la phase du champ rayonné par le cornet et le retard dû au trajet cornet-cellule. La compensation idéale ( $-\varphi^i$ ) de ces phases incidentes pour un re-rayonnement dans l’axe est représentée sur la Figure 180, avec un rappel de la numérotation des cellules déphaseuses sur le réseau.

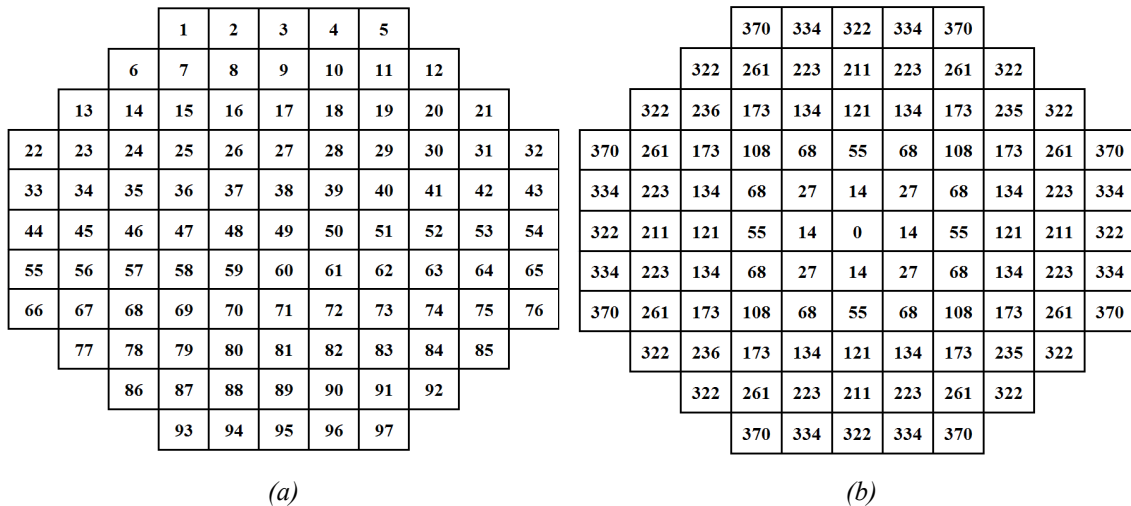


Figure 180 : (a) Représentation de la numérotation des cellules déphaseuses sur le réseau. (b) Représentation des phases idéales à compenser pour chaque cellule pour un re-rayonnement dans l’axe

L’étape restante est donc de déterminer la phase réfléchie pour chaque état et à chaque case du réseau. Ensuite, il restera à sélectionner l’état le plus approprié pour chaque case, en fonction de la loi de phase à réaliser. Concrètement, il suffira, pour chaque cellule sur le réseau, pour chaque polarisation (LHCP ou RHCP) et pour chaque configuration de la cellule complète, de déterminer l’état de la cellule ayant la phase réfléchie la plus proche de la phase souhaitée. Pour mener à bien ce calcul, les angles sous lesquels chaque cellule est vue par le cornet sont représentés sur la Figure 181.

			$\theta=31,48^\circ$ $\varphi=21,8^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=11,3^\circ$	$\theta=29,62^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=-11,3^\circ$	$\theta=31,48^\circ$ $\varphi=-21,8^\circ$			
		$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=36,86^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=26,5^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=14^\circ$	$\theta=24,45^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=-14^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=-26,5^\circ$	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=-36,86^\circ$		
	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=53^\circ$	$\theta=25,77^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=33,65^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=18,41^\circ$	$\theta=18,8^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=-18,41^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=-33,65^\circ$	$\theta=25,77^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=53^\circ$	
$\theta=31,5^\circ$ $\varphi=68,2^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=56,3^\circ$	$\theta=17,8^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=26,5^\circ$	$\theta=12,8^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=-26,5^\circ$	$\theta=17,8^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=-56,3^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=31,5^\circ$ $\varphi=68,2^\circ$
$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=78,7^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=76^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=71,4^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=9,13^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=6,48^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=9,13^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=-63,4^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=71,4^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=76^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=78,7^\circ$
$\theta=29,62^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=24,4^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=18,86^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=12,87^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=6,48^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=0^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=6,48^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=12,87^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=18,86^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=24,4^\circ$ $\varphi=90^\circ$	$\theta=29,62^\circ$ $\varphi=0^\circ$
$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=78,7^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=76^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=71,4^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=9,13^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=6,48^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=9,13^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=-63,4^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=71,4^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=76^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=78,7^\circ$
$\theta=31,5^\circ$ $\varphi=68,2^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=56,3^\circ$	$\theta=17,8^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=26,5^\circ$	$\theta=12,8^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=14,26^\circ$ $\varphi=-26,5^\circ$	$\theta=17,8^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=-56,3^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=63,4^\circ$	$\theta=31,5^\circ$ $\varphi=68,2^\circ$
	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=53^\circ$	$\theta=25,77^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=33,65^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=18,41^\circ$	$\theta=18,8^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=19,8^\circ$ $\varphi=-18,41^\circ$	$\theta=22,3^\circ$ $\varphi=-33,65^\circ$	$\theta=25,77^\circ$ $\varphi=45^\circ$	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=53^\circ$	
		$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=36,86^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=26,5^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=14^\circ$	$\theta=24,45^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=25,11^\circ$ $\varphi=-14^\circ$	$\theta=26,95^\circ$ $\varphi=-26,5^\circ$	$\theta=29,6^\circ$ $\varphi=-36,86^\circ$		
			$\theta=31,48^\circ$ $\varphi=21,8^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=11,3^\circ$	$\theta=29,62^\circ$ $\varphi=0^\circ$	$\theta=30,1^\circ$ $\varphi=-11,3^\circ$	$\theta=31,48^\circ$ $\varphi=-21,8^\circ$			

Figure 181 : Représentation de l'angle d'incidence de chaque cellule vue par la source primaire

A partir de ces données, des simulations électromagnétiques intensives ont été réalisées de manière à extraire les phases réfléchies pour chaque cellule (donc pour chaque angle d'incidence sur le réseau) et pour chacun des états possibles. Les bases de données de chaque configuration ont alors été construites, comme le montre le Tableau 9 qui représente le début de la base de données de la Configuration 1 de la cellule unitaire.

<b>Numéro de cellule</b>	<b>Angle <math>\theta</math></b>	<b>Angle <math>\varphi</math></b>	<b>Phase réfléchie LHCP Configuration 1</b>	<b>Phase réfléchie RHCP Configuration 1</b>
<b>1</b>	<b>31,48°</b>	<b>21,8°</b>	<b>106°</b>	<b>51°</b>
<b>2</b>	<b>30,1°</b>	<b>11,3°</b>	<b>106°</b>	<b>61°</b>
<b>3</b>	<b>29,62°</b>	<b>0°</b>	<b>105°</b>	<b>71°</b>
<b>4</b>	<b>30,1°</b>	<b>-11,3°</b>	<b>98°</b>	<b>74°</b>
<b>5</b>	<b>31,48°</b>	<b>-21,8°</b>	<b>86°</b>	<b>71°</b>
<b>6</b>	<b>29,6°</b>	<b>36,86°</b>	<b>126°</b>	<b>60°</b>
<b>7</b>	<b>26,95°</b>	<b>26,5°</b>	<b>133,5°</b>	<b>78°</b>
<b>8</b>	<b>25,11°</b>	<b>14°</b>	<b>136°</b>	<b>91°</b>
<b>9</b>	<b>24,45°</b>	<b>0°</b>	<b>135°</b>	<b>99°</b>
<b>10</b>	<b>25,11°</b>	<b>-14°</b>	<b>126°</b>	<b>98,5°</b>
<b>11</b>	<b>26,95°</b>	<b>-26,5°</b>	<b>114,5°</b>	<b>99°</b>
<b>12</b>	<b>29,6°</b>	<b>-36,86°</b>	<b>97°</b>	<b>90,5°</b>

Tableau 9 : Début de la base de données de la configuration 1 de la cellule unitaire à 8,37 GHz

Une fois les bases de données déterminées, il faut dissocier les deux polarisations. On rappelle en effet que le réseau est sensé réfléchir les deux polarisations de façon indépendante. Le choix de l'état d'une cellule de la couche supérieure (Left-CPSS) est donc théoriquement indépendant de l'état de la même cellule sur la couche inférieure (RHCP). En réalité, comme le montre le Tableau 10, une petite variation (au maximum de 5° pour la LHCP et de 15° pour la RHCP) est observée lorsque l'état de la polarisation orthogonale change. La solution retenue pour remédier à cette fluctuation a été un simple moyennage sur les 4 états de la polarisation orthogonale. De ce fait, les phases réfléchies en LHCP sont moyennées sur les configurations 1-2-3-4 (Left-CPSS dans l'état 1), 5-6-7-8 (Left-CPSS dans l'état 2), 9-10-11-12 (Left-CPSS dans l'état 3) et 13-14-15-16 (Left-CPSS dans l'état 4). Les phases réfléchies RHCP sont moyennées sur les configurations 1-5-9-13 (cellule RHCP dans l'état 1), 2-6-10-14 (cellule RHCP dans l'état 2), 3-7-11-15 (cellule RHCP dans l'état 3) et 4-8-12-16 (cellule RHCP dans l'état 4).

	<b>Cellule RHCP dans l'état 1</b>	<b>Cellule RHCP dans l'état 2</b>	<b>Cellule RHCP dans l'état 3</b>	<b>Cellule RHCP dans l'état 4</b>
<b>Phase LHCP Cellule 47</b>	<b>184°</b>	<b>180°</b>	<b>180°</b>	<b>183°</b>
<b>Phase LHCP Cellule 48</b>	<b>194°</b>	<b>190,5°</b>	<b>193°</b>	<b>194°</b>
<b>Phase LHCP Cellule 49</b>	<b>197,4°</b>	<b>194°</b>	<b>196°</b>	<b>197°</b>

*Tableau 10 : Variation de la phase LHCP en fonction de l'état de la cellule RHCP*

A l'issue de cette opération, on dispose de 4 valeurs de phase re-rayonnées  $\varphi^{\text{ray}}$  (associées aux 4 états possibles) pour chaque cellule du réseau et dans chaque polarisation. Il reste dès lors à choisir l'état le plus approprié (la plus proche de la phase à compenser  $-\varphi_i^{\text{inc}}$ ) pour assurer une couverture donnée. A titre d'illustration, la procédure est illustrée pour quelques cellules (cellules 47, 48 et 49) dans le cas d'un rayonnement dans l'axe.

Le Tableau 11 concerne le choix des états pour la couche LHCP et le Tableau 12 pour la RHCP.

Numéro de cellule	Angle $\theta$	Angle $\varphi$	Phase idéale à compenser $-\varphi_i^{inc}$	Phase LHCP	Phase LHCP	Phase LHCP	Phase LHCP
				état 1 $\Phi^{ray}_1$	état 2 $\Phi^{ray}_2$	état 3 $\Phi^{ray}_3$	état 4 $\Phi^{ray}_4$
47	12,8	90°	54°	181,75°	356°	272°	92°
48	6,48°	90°	14°	192,9°	368,5°	281°	106°
49	0°	0°	0°	196,1°	373°	284°	110,5°

Tableau 11 : Début de la mise en place du layout pour un rayonnement dans l'axe en LHCP à 8,37 GHz

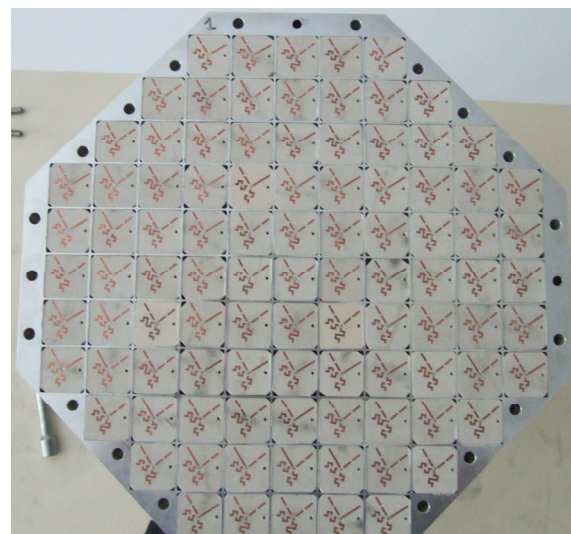
Numéro de cellule	Angle $\theta$	Angle $\varphi$	Phase idéale à compenser $-\varphi_i^{inc}$	Phase RHCP	Phase RHCP	Phase RHCP	Phase RHCP
				état 1 $\Phi^{ray}_1$	état 2 $\Phi^{ray}_2$	état 3 $\Phi^{ray}_3$	état 4 $\Phi^{ray}_4$
47	12,8	90°	54°	139°	336°	55°	243°
48	6,48°	90°	14°	151°	346,3°	70°	252,25°
49	0°	0°	0°	158°	352,2°	75,42°	255,25°

Tableau 12 : Début de la mise en place du layout pour un rayonnement dans l'axe en RHCP à 8,37 GHz

Ces tableaux représentent, pour chaque cellule du réseau, la phase idéale à produire (4<sup>ème</sup> colonne) et les phases disponibles pour les 4 états de la cellule (colonnes 5 à 8). Il reste alors à choisir la phase la plus proche de la phase idéale à compenser (qui correspond à chaque fois à la case grisée). Il suffit d'utiliser la même procédure pour chacune des cellules du réseau pour en déduire le pavage qui sera mis en place dans le démonstrateur de reflectarray. Deux exemples déduits de cette procédure sont représentés sur la Figure 182 et la Figure 183 pour un rayonnement dans l'axe respectivement en LHCP et en RHCP.

				Etat 4	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 4				
				Etat 2	Etat 2	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 2		
				Etat 2	Etat 3	Etat 1	Etat 1	Etat 4	Etat 1	Etat 1	Etat 3	Etat 2
Etat 4	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 4	
Etat 4	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 4	
Etat 2	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 2	
Etat 4	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 4	
Etat 4	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 4	
				Etat 2	Etat 3	Etat 1	Etat 1	Etat 4	Etat 1	Etat 1	Etat 3	Etat 2
				Etat 2	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 2	Etat 2		
				Etat 4	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 4			

(a)

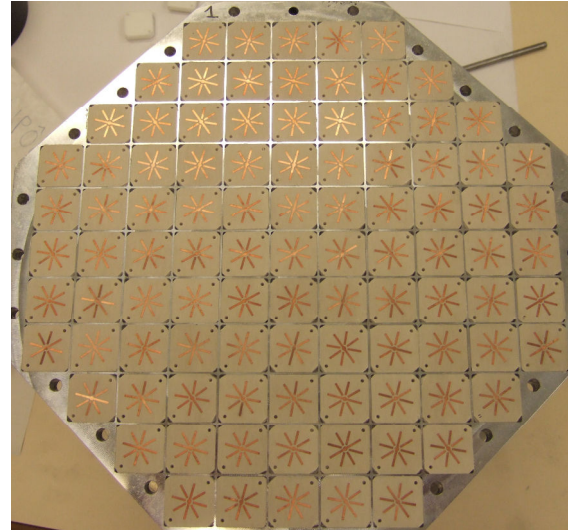


(b)

Figure 182 : Représentation du pavage mis en place pour un rayonnement dans l'axe LHCP. (a) Différents états des cellules. (b) Photographie de la couche résultante (couche 2 du support)



			Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3			
		Etat 2	Etat 2	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 2	Etat 3		
	Etat 3	Etat 4	Etat 4	Etat 1	Etat 1	Etat 1	Etat 4	Etat 4	Etat 3	
Etat 1	Etat 2	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 2	Etat 1
Etat 3	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 3	Etat 2	Etat 3	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 3
Etat 3	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 2	Etat 2	Etat 2	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 3
Etat 3	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 3	Etat 2	Etat 3	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 3
Etat 1	Etat 2	Etat 4	Etat 1	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 1	Etat 4	Etat 2	Etat 1
	Etat 3	Etat 4	Etat 4	Etat 1	Etat 1	Etat 1	Etat 4	Etat 4	Etat 3	
	Etat 3	Etat 2	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 4	Etat 2	Etat 2		
	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3	Etat 3				



(a)

(b)

Figure 183 : Représentation du pavage mis en place pour un rayonnement dans l'axe RHCP. (a) Différents états des cellules. (b) Photographie de la couche résultante (couche 4 du support)

Pour finir, la procédure permettant de créer les pavages pour un dépointage donné est montrée sur la Figure 184 et sur le Tableau 13. En effet, pour réaliser par exemple, un dépointage de  $21^\circ$  dans un plan (ici plan  $\varphi = 90^\circ$ ), il faut appliquer une loi de phase (déphasage de  $90^\circ$ ) sur chaque élément du réseau. Ensuite, il suffit d'ajouter à ce déphasage la phase idéale à compenser  $-\varphi_i^{\text{inc}}$  puis de choisir, pour chaque cellule, l'état le plus proche de cette nouvelle phase.

				270	0	90	180	270		
			180	270	0	90	180	270	0	
		90	180	270	0	90	180	270	0	90
0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180
0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180
0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180
0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180
	90	180	270	0	90	180	270	0	90	
		180	270	0	90	180	270	0		
			270	0	90	180	270			

Figure 184 : Représentation de la loi de phase à appliquer sur chaque cellule pour un dépointage de  $21^\circ$

Numéro de cellule	Phase à compenser $-\Phi_i^{\text{inc}}$	Déphasage à ajouter	Phase idéale	Phase LHCP état 1 $\Phi^{\text{ray}}_1$	Phase LHCP état 2 $\Phi^{\text{ray}}_2$	Phase LHCP état 3 $\Phi^{\text{ray}}_3$	Phase LHCP état 4 $\Phi^{\text{ray}}_4$
47	54°	270°	324°	181,75°	356°	272°	92°
48	14°	0°	14°	192,9°	368,5°	281°	106°
49	0°	90°	90°	196,1°	373°	284°	110,5°

Tableau 13 : Début de la mise en place du layout pour un dépointage de 21° en LHCP

Tous les pavages construits pour les différentes configurations choisies, sont visualisables en Annexe 10. De plus, une cartographie est donnée en fin d'Annexe 10 afin de montrer l'erreur de quantification à la fréquence centrale de 8,37 GHz dans la première configuration en LHCP. Pour cette configuration, l'erreur de quantification moyenne est de 26° et l'erreur maximale de 61°.

## VI.4.B) Performances expérimentales du reflectarray à états figés

### VI.4.B.i) Description de la mesure

Cette partie va présenter les résultats expérimentaux de ce démonstrateur de reflectarray à états figés en bipolarisation circulaire. Ce démonstrateur a été mesuré dans la chambre anéchoïque de la base de mesures CHEOPS de DGA-MI à Bruz.

Cette chambre est dédiée à l'évaluation de la signature radar de missiles et de drones ainsi qu'à la caractérisation d'antennes. La chambre CHEOPS est une chambre climatisée de grandes dimensions (25 m x 12 m x 12 m), entièrement recouverte d'absorbants pyramidaux permettant un fonctionnement de 100 MHz à 100 GHz. Cette base est faradisée, ce qui permet de réaliser des mesures en émission sans risque d'interférence avec l'extérieur. Les mesures du démonstrateur sont réalisées depuis la salle de contrôle où se trouve une instrumentation de mesure spécifique dédiée à la mesure d'antenne. Pour réaliser cette mesure en polarisation circulaire, deux polarisations rectilignes horizontale et verticale sont émises vers le reflectarray et le diagramme de rayonnement est alors calculé à chaque rotation du positionneur (en azimut et en élévation) en fonction de l'énergie reçue par le cornet du reflectarray. La Figure 185 permet de visualiser le démonstrateur dans la chambre de mesure.

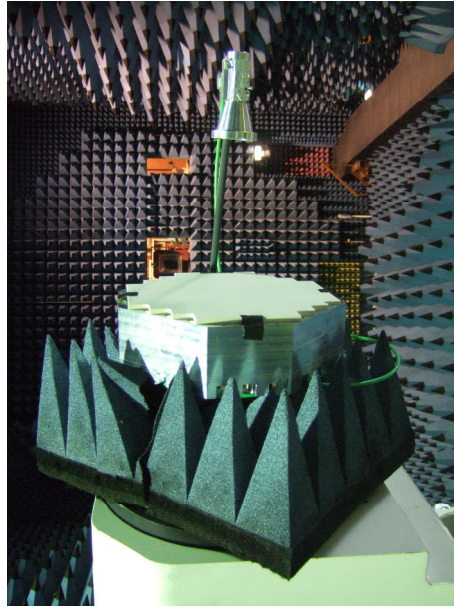


Figure 185 : Visualisation du démonstrateur de reflectarray en bipolarisation circulaire dans la chambre anéchoïque de DGA-MI

Ce démonstrateur a donc été mesuré en polarisation circulaire en fonction de l'angle d'élévation ( $\theta$  de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ ) du positionneur, pour la polarisation directe et la polarisation croisée, dans différents plans de mesures en azimut ( $\varphi$  de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  par pas de  $15^\circ$ ). La bande de fréquence balayée est de 1 GHz (entre 8 et 9 GHz). Pour démontrer le fonctionnement en bipolarisation circulaire et l'indépendance des polarisations, différentes configurations ont été mises en place comme le montre le Tableau 14.

Configuration	Rayonnement en LHCP souhaité	Rayonnement en RHCP souhaité
1	Axe	Axe
2	Dépointage $\theta = +12^\circ$ (plan $\varphi = 90^\circ$ )	Axe
3	Dépointage $\theta = +21^\circ$ (plan $\varphi = 90^\circ$ )	Axe
4	Dépointage $\theta = -26^\circ$ (plan $\varphi = 0^\circ$ )	Dépointage $\theta = -10^\circ$ (plan $\varphi = 0^\circ$ )
5	Axe	Dépointage $\theta = -5^\circ$ (plan $\varphi = 0^\circ$ )
6	Axe	Dépointage $\theta = -22^\circ$ (plan $\varphi = 0^\circ$ )
7	Dépointage $\theta = 12^\circ$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et dépointage de $\theta = 15^\circ$ dans le plan $\varphi = 90^\circ$	Dépointage $\theta = -10^\circ$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et dépointage de $\theta = 10^\circ$ dans le plan $\varphi = 90^\circ$

Tableau 14 : Représentation des configurations mises en place durant l'expérimentation

### VI.4.B.ii) Performances de la première configuration

La première configuration correspond à un rayonnement dans l'axe (perpendiculaire au plan du réseau : élévation de  $0^\circ$ ) pour les deux polarisations. Les cartes de rayonnement sphérique et la visualisation du faisceau rayonné pour les deux polarisations circulaires sont représentées sur la Figure 186 et sur la Figure 187 à la fréquence centrale de 8,37 GHz (fréquence centrale de la cellule complète validée expérimentalement : cf. Chapitre 4).

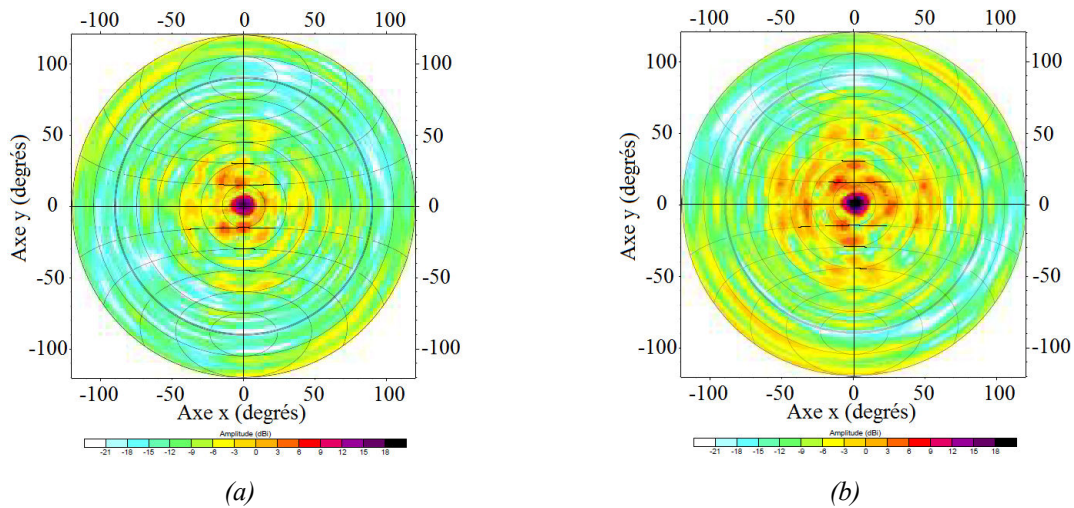
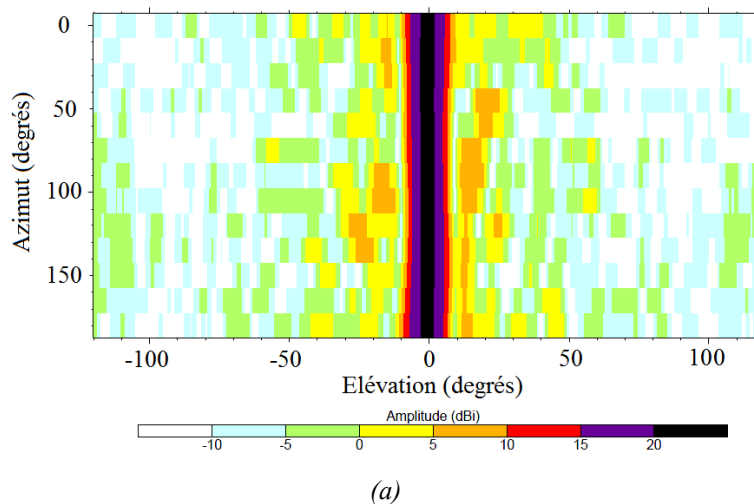


Figure 186 : Carte de rayonnement sphérique en polarisation directe à 8,37 GHz. (a) Polarisation LHCP. (b) Polarisation RHCP



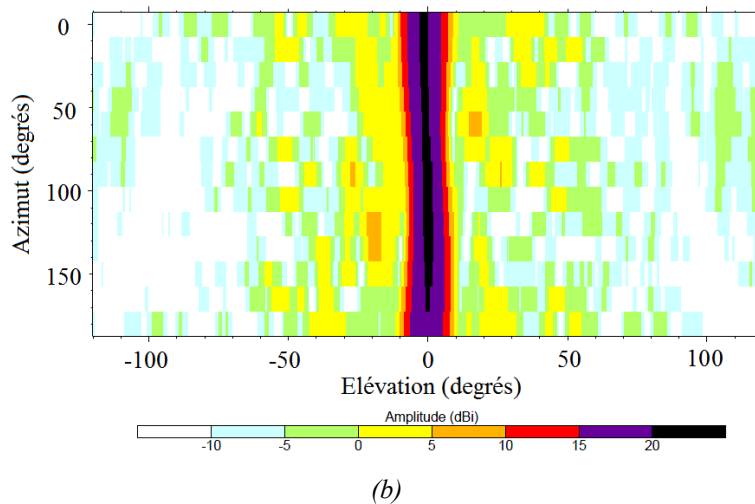


Figure 187 : Visualisation du faisceau rayonné en fonction de l'angle d'élévation et d'azimut à 8.37 GHz. (a) Polarisation LHCP. (b) Polarisation RHCP

Ces premiers résultats de mesure traduisent un bon comportement du reflectarray en bipolarisation circulaire. La refocalisation de l'onde issue de la source primaire est correctement assurée par la loi de phase appliquée sur chacune des couches du panneau réflecteur.

La Figure 188 et la Figure 189 permettent d'observer, dans trois plans de mesures en azimut ( $\varphi=0^\circ$ ,  $\varphi=45^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$ ), le diagramme de rayonnement de la polarisation directe et de la polarisation croisée en fonction de l'angle d'élévation à la fréquence de 8,37 GHz respectivement en LHCP et RHCP.

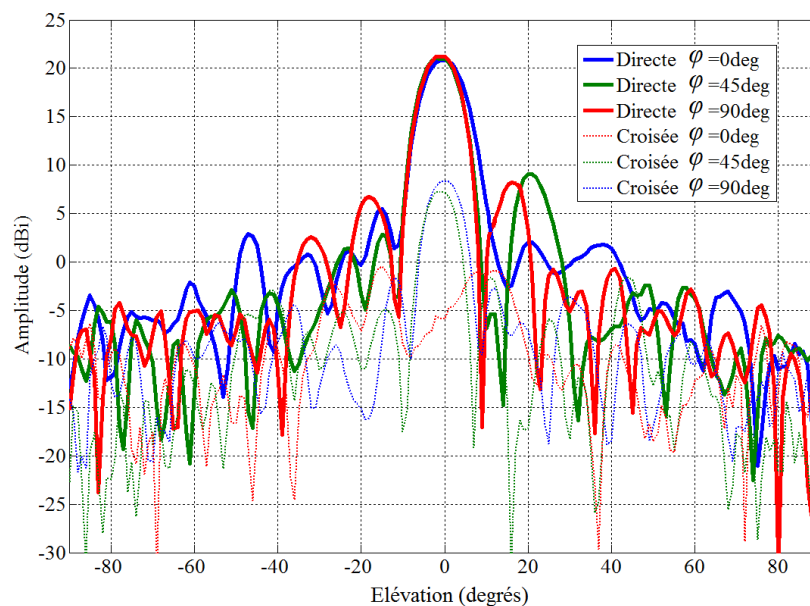


Figure 188 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe et croisée en LHCP

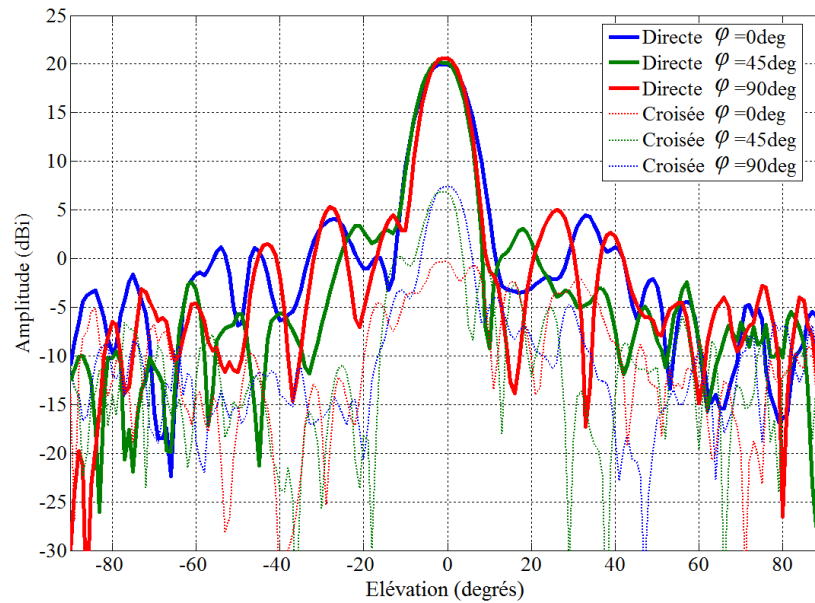


Figure 189 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe et croisée en RHCP

L'ouverture est de  $8^\circ$ , le gain est de 21 dB en LHCP et de 20,2 dB en RHCP. Dans le plan  $\varphi=0^\circ$ , la réjection de la polarisation croisée est d'environ 25 dB ce qui est très satisfaisant. De plus, la réjection des lobes secondaires est supérieure à 20 dB.

Dans les autres plans ( $\varphi=45^\circ$  et  $\varphi=90^\circ$ ), une remontée de la polarisation croisée et des lobes secondaires est remarquée. Elles sont provoquées par le support plastique permettant la fixation du cornet et principalement par le câble coaxial métallique (longeant le support) connecté à la source primaire. De plus, comme montré auparavant, il est important de noter que la polarisation incidente du cornet n'est pas parfaite ce qui engendre aussi ces défauts.

Pour valider cette première configuration et son fonctionnement en bipolarisation circulaire, il est important d'observer les performances en bande passante et en qualité de polarisation circulaire re-rayonnée. Pour ce faire, la Figure 190 représente le gain du reflectarray en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement ( $\theta=0^\circ$ ). La bande passante pour une variation de 1dB est de l'ordre de 800 MHz pour les deux polarisations circulaires.

On remarquera que le gain est moins élevé en RHCP, ce qui peut s'expliquer par des pertes plus importantes liées au fait que l'onde RHCP effectue un aller-retour complet au travers de l'empilement. De plus, il faut noter que l'efficacité de surface pour cette configuration est de 60% à la fréquence centrale de 8,37 GHz.

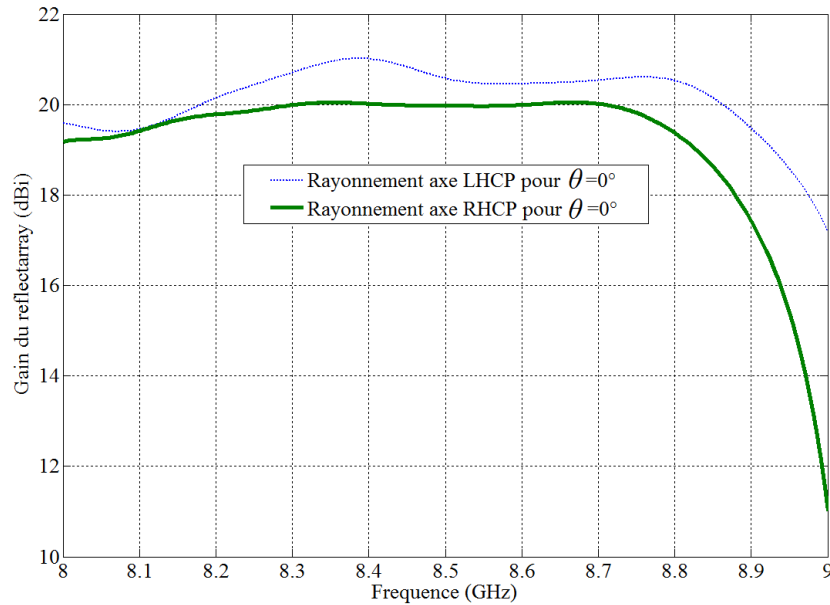


Figure 190 : Gain du reflectarray en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement

Pour finir, le taux d'ellipticité en LHCP et RHCP est représenté sur la Figure 191 à la fréquence de 8,37 GHz, en fonction des angles d'élévation du lobe principal et sur la Figure X en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement ( $\theta=0^\circ$ ). La qualité de la polarisation circulaire réfléchie est très bonne, principalement en polarisation LHCP ( $TE < 2$  dB dans le lobe principal). La polarisation RHCP est aussi satisfaisante ( $TE < 2,5$  dB dans le lobe principal). Comme remarqué précédemment, la source primaire ne génère pas une polarisation circulaire pure, ce qui laisse penser que ces valeurs auraient pu être encore meilleures.

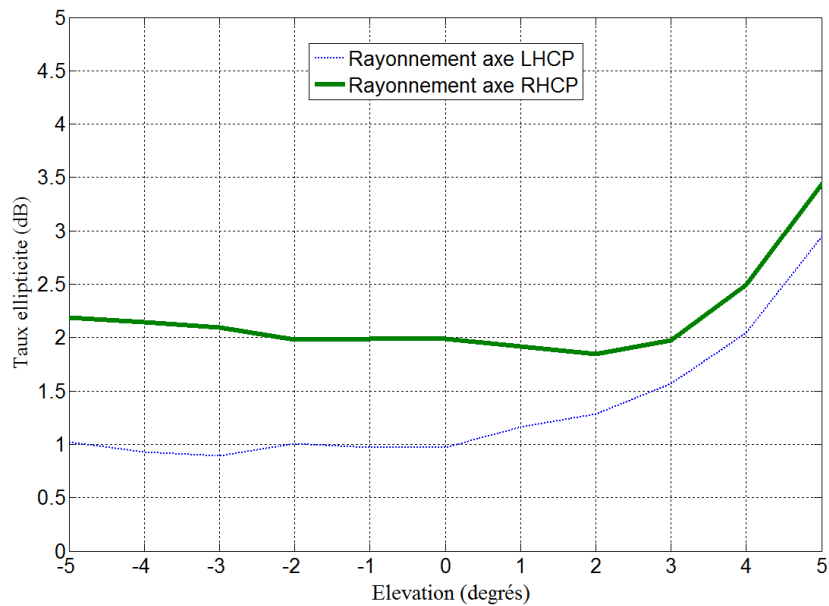


Figure 191 : Taux d'ellipticité à la fréquence à 8,37 GHz en fonction de l'angle d'élévation du lobe principal

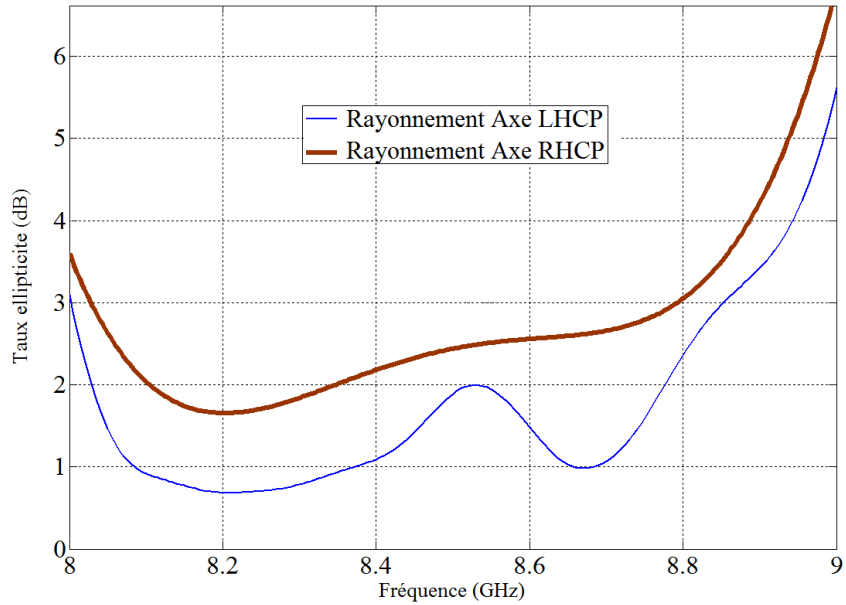


Figure 192 : Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement

#### VI.4.B.iii) Performances de la seconde configuration

Ensuite, la seconde configuration a été mise en place dans le démonstrateur puis elle a été mesurée avec une excitation en LHCP puis en RHCP. Cette configuration a pour objectif de dépointer de  $12^\circ$  l'onde LHCP incidente et de garder un rayonnement RHCP dans l'axe. Elle doit donc démontrer l'indépendance des deux polarisations et le fonctionnement en bipolarisation circulaire. La Figure 193 représente les cartes de rayonnement sphérique en LHCP et en RHCP à la fréquence centrale de 8,37 GHz et la Figure 194 et la Figure 195 permettent d'observer, dans le plan du dépointage ( $\varphi=90^\circ$ ), les diagrammes de rayonnement de la polarisation directe et de la polarisation croisée en fonction de l'angle d'élévation pour les configurations 1 et 2 (à la fréquence de 8,37 GHz) respectivement en LHCP et RHCP.

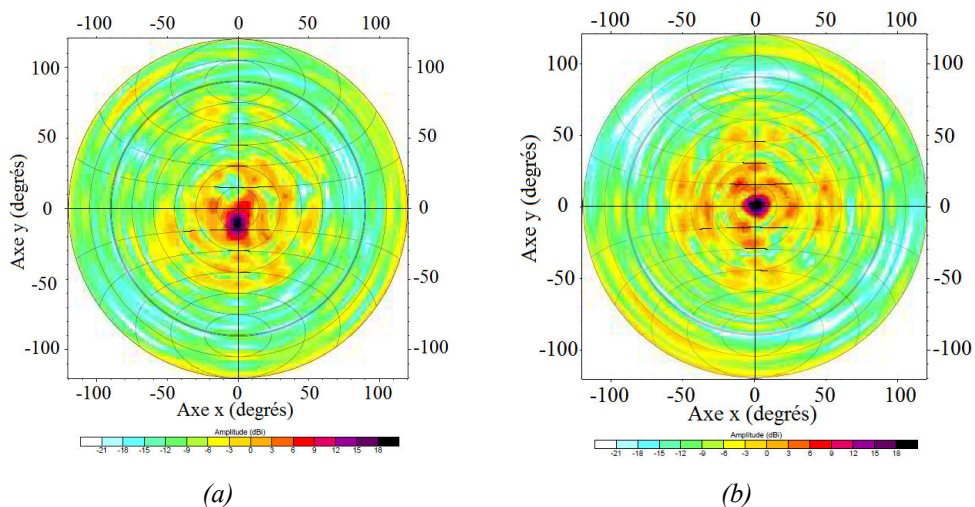


Figure 193 : Carte de rayonnement sphérique en polarisation directe à 8,37 GHz. (a) Polarisation LHCP. (b) Polarisation RHCP



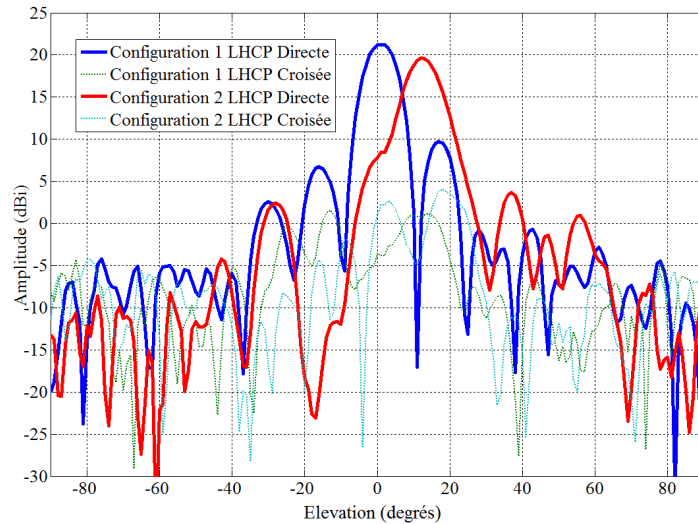


Figure 194 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe et croisée en LHCP dans le plan  $\varphi=90^\circ$

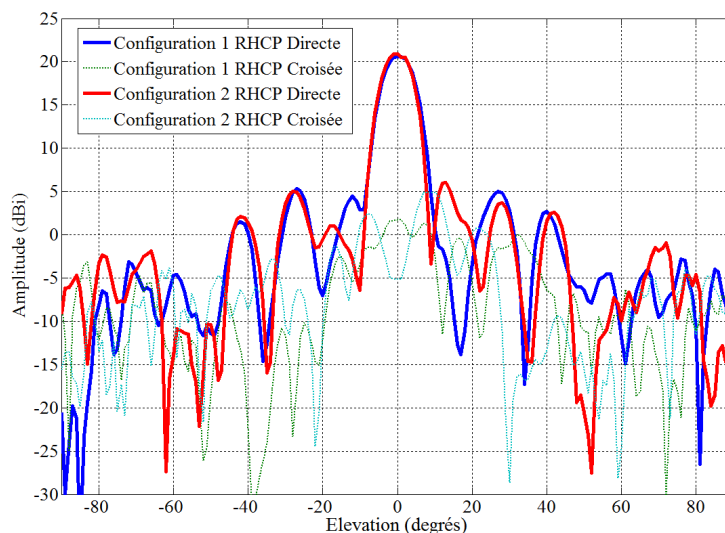


Figure 195 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe et croisée en RHCP dans le plan  $\varphi=90^\circ$

Ces courbes traduisent un excellent comportement du reflectarray. L'onde incidente LHCP est correctement re-rayonnée avec un dépointage de  $+12^\circ$  dans le plan souhaité. L'ouverture du faisceau dépointé est de  $8,6^\circ$  et le gain est de 19,5 dB. Dans le maximum de rayonnement, la réjection de la polarisation croisée est de 25 dB. De plus, les niveaux des lobes secondaires sont satisfaisants (réjection de 18 dB).

Le fonctionnement en bipolarisation circulaire et l'indépendance des deux polarisations est démontrée par le fait que, malgré la modification de la couche qui traite l'onde LHCP, l'onde RHCP est toujours re-rayonnée dans l'axe. De plus, la réjection de la polarisation croisée et le niveau des lobes secondaires sont sensiblement identiques à ceux de la configuration 1.

Pour finir, le taux d'ellipticité de l'onde LHCP dépointée est représenté sur la Figure 196 à la fréquence de 8,37 GHz, en fonction des angles d'élévation du lobe principal (autour de 12°). Malgré ce dépointage, la qualité de la polarisation circulaire LHCP réfléchie reste excellente, ( $TE < 2$  dB dans le lobe principal).

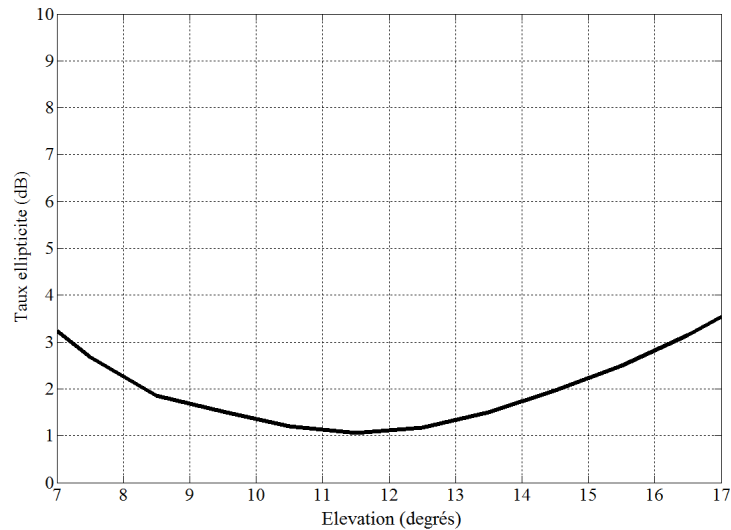


Figure 196 : Taux d'ellipticité à la fréquence à 8,37 GHz en fonction de l'angle d'élévation du lobe principal

#### VI.4.B.iv) Synthèse des performances en fonction des configurations choisies

Pour finir, toutes les configurations définies dans le Tableau 14 ont toutes été mises en œuvre. La Figure 197 et la Figure 198 permettent d'observer les diagrammes de rayonnement de la polarisation directe pour toutes ses configurations en fonction de l'angle d'élévation (à la fréquence de 8,37 GHz) respectivement pour une onde incidente LHCP et RHCP.

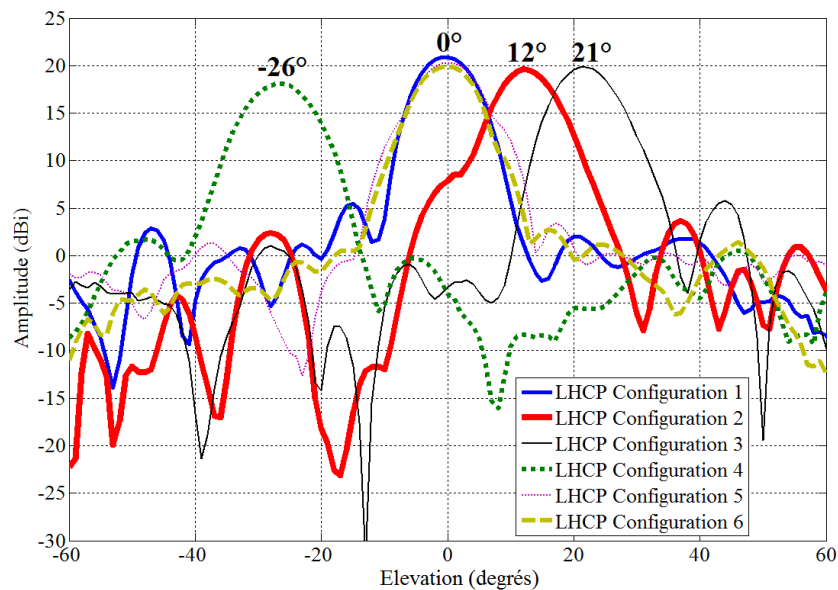


Figure 197 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe en LHCP

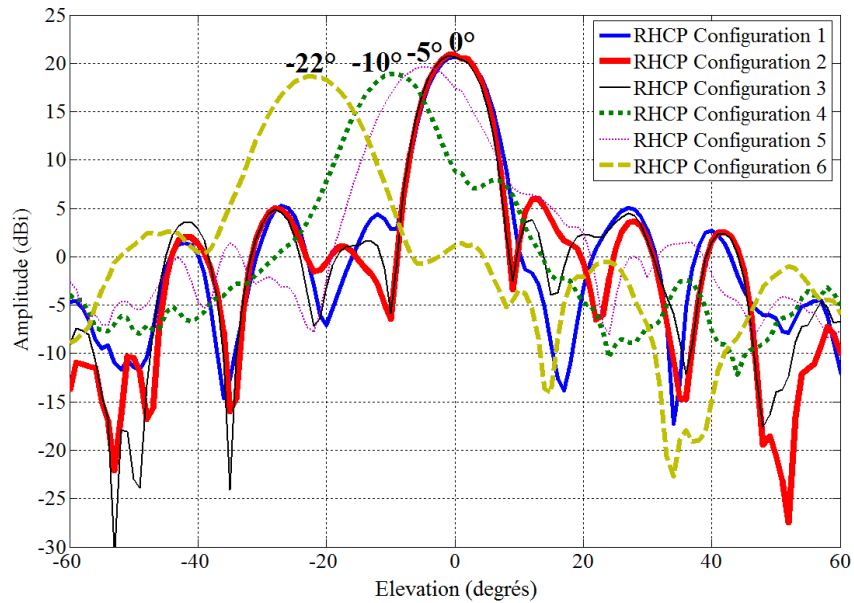


Figure 198 : Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire directe en RHCP

Ces résultats expérimentaux démontrent l'excellent fonctionnement de ce démonstrateur de reflectarray en bipolarisation circulaire. En effet, les dépointages obtenus sont conformes aux prédictions annoncées pour toutes les configurations mesurées. Le rayonnement en LHCP permet d'obtenir des dépointages de  $12^\circ$ ,  $21^\circ$  et  $-26^\circ$  respectivement pour les configurations 2, 3 et 4. Puis, dans les configurations 1, 5 et 6 (modification de la couche RHCP), l'onde LHCP reste rayonnée dans l'axe. En ce qui concerne le rayonnement RHCP, des dépointages de  $-10^\circ$ ,  $-5^\circ$  et  $-22^\circ$  sont obtenus respectivement pour les configurations, 4, 5 et 6. De plus, dans les configurations 1, 2 et 4 (modification de la couche LHCP), le faisceau de l'onde LHCP incidente re-rayonnée est dirigé dans l'axe ce qui traduit à nouveau le fonctionnement en bipolarisation circulaire indépendante. Logiquement, plus l'angle de dépointage est élevé, plus l'ouverture du lobe dépointé s'élargit et plus l'amplitude s'atténue. Cependant, quelle que soit la configuration mise en place, le lobe principal en LHCP ou en RHCP conserve une ouverture d'environ d'une dizaine de degrés au maximum et une réjection des lobes secondaires supérieure à 15 dB.

Ensuite, les performances en bande passante sont présentées pour toutes ces configurations sur la Figure 199 (rayonnement LHCP) et sur la Figure 200 (rayonnement RHCP). En effet, le gain du reflectarray en fonction de la fréquence est montré dans le maximum de rayonnement pour chaque configuration. La bande passante est de l'ordre de 800 MHz (on accepte une diminution de 1 dB de la valeur du gain maximal) que ce soit en rayonnement LHCP ou en RHCP. Quelle que soit la configuration mise en place, le gain du reflectarray est de l'ordre d'une vingtaine de décibels. Logiquement, plus l'angle de dépointage est élevé, plus le gain du reflectarray diminue.

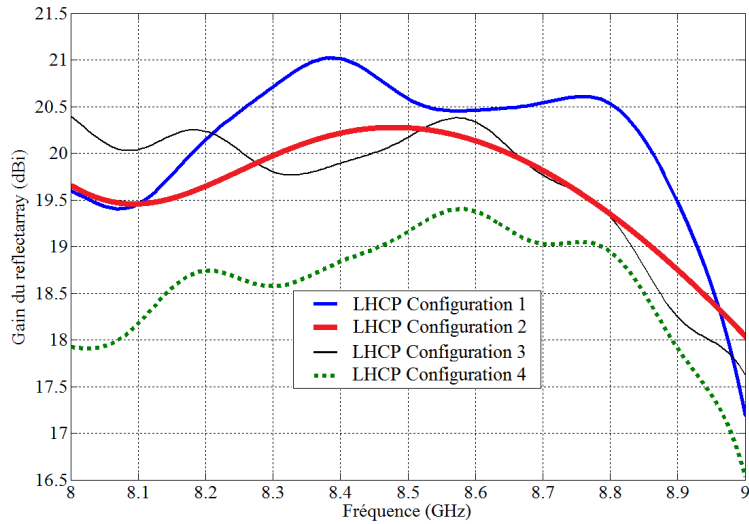


Figure 199 : Gain du reflectarray en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement en LHCP

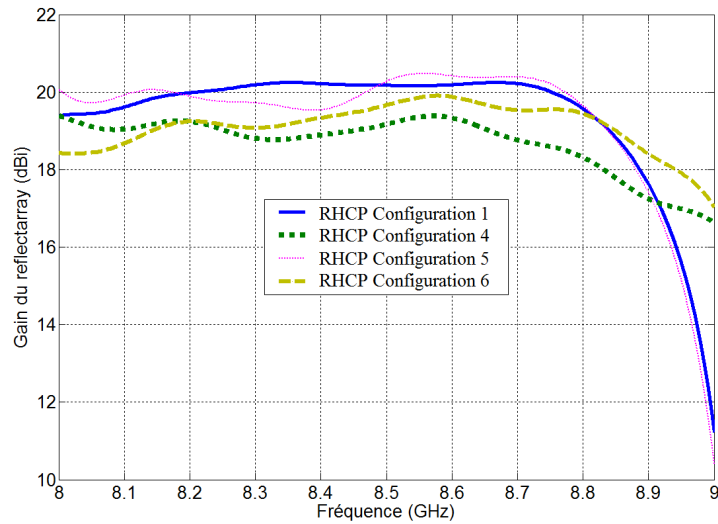


Figure 200 : Gain du reflectarray en fonction de la fréquence dans le maximum de rayonnement en RHCP

Pour finir, une dernière configuration a été mise en œuvre. Elle a pour objectif de dépointer les deux polarisations circulaires incidentes dans deux plans différents des plans principaux. Pour ce faire, deux pavages ont été mis en place (cf. Annexe 10) pour dépointer l'onde LHCP de  $14^\circ$  en élévation dans le plan  $\varphi=50^\circ$ , et pour dépointer l'onde RHCP de  $10^\circ$  en élévation dans le plan  $\varphi=-45^\circ$ . Les cartes de rayonnement sphérique obtenues sont représentées sur la Figure 201 et montrent que cette configuration permet d'obtenir des faisceaux rayonnés dans les deux plans.

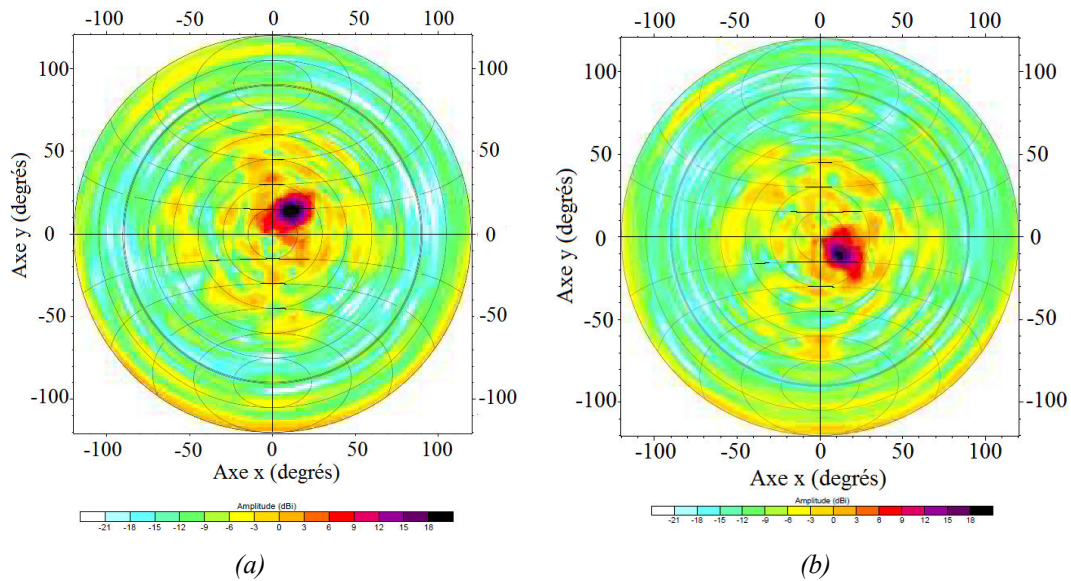


Figure 201 : Carte de rayonnement sphérique en polarisation directe à 8,37 GHz. (a) Polarisation LHCP. (b) Polarisation RHCP

Tous ces résultats démontrent que ce démonstrateur de reflectarray a été correctement dimensionné et que la cellule élémentaire étudiée et validée expérimentalement en bipolarisation circulaire fonctionne sur une large bande de fréquence.

## VI.5) Conclusion

Ce chapitre a présenté l'étude, le dimensionnement, la réalisation et la mesure d'un démonstrateur de reflectarray à états figés fonctionnant en bipolarisation circulaire. Dans un premier temps, la cellule unitaire a été étudiée puis ré-optimisée dans une configuration représentative du véritable environnement réseau. En effet, la cellule a été étudiée sous incidence oblique et sa tenue en incidence (limitée à  $20^\circ$ ) a été augmentée d'une dizaine de degrés à l'aide d'une couche diélectrique d'adaptation. Ensuite, le démonstrateur de reflectarray à états figés a été dimensionné en prenant en compte cette incidence maximale ( $\theta \approx 30^\circ$ ). Un reflectarray composé de 97 cellules par polarisation (pour des raisons de faisabilité de fabrication) et de forme quasi-circulaire a été choisi.

Par la suite, la source primaire a été caractérisée et réalisée tout comme l'ensemble du démonstrateur (cellules déphaseuses, support d'interconnexion entre la source primaire et le réseau, support du panneau réflecteur composé de 5 couches...). Puis, la procédure de mise en place des cellules a été détaillée avant de présenter les performances expérimentales de ce reflectarray à états figés en bipolarisation circulaire. Ce démonstrateur a été mesuré, en bande X, dans la chambre anéchoïque de la base de mesures CHEOPS de la DGA-MI à Bruz.

Les résultats de mesure traduisent un très bon comportement du reflectarray en bipolarisation circulaire. La refocalisation de l'onde issue de la source primaire est correctement assurée par la loi de phase appliquée sur le réseau d'antenne. En effet, lorsque l'on modifie la couche traitant la polarisation LHCP, cette dernière est correctement re-rayonnée avec un dépointage cohérent en fonction de la configuration choisie. De plus, l'onde en RHCP re-rayonnée est indépendante de l'état de cette configuration, et inversement. On peut dépointer aisément les deux polarisations circulaires jusqu'à un angle d'élévation de  $26^\circ$  sans apparition de lobes de réseau. Quelle que soit la configuration mise en œuvre, le gain du reflectarray est de l'ordre d'une vingtaine de décibels, la qualité de l'onde re-rayonnée est très bonne ( $TE < 2\text{dB}$ ), la réjection de la polarisation croisée et des lobes secondaires est supérieure à 15

Ce nouveau concept de reflectarray en bipolarisation circulaire est donc validé sur une bande passante de 800 MHz autour de 8,4 GHz (9,5%). A notre connaissance, il s'agit de la première antenne à réseau réflecteur fonctionnant en bipolarisation circulaire simultanée et indépendante sur une même bande de fréquence. L'objectif de cette étude était de prouver la viabilité du concept. En effet, sans contraintes de temps, des performances meilleures pourraient être obtenues en gain et en réjection de polarisation croisée, notamment si un démonstrateur plus grand était réalisé avec une source primaire sans défauts.



# Conclusion générale

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur la conception, la simulation et la validation expérimentale d'une cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire utilisée pour réaliser un démonstrateur de reflectarray en bande  $X$ .

L'approche choisie a consisté à développer une cellule déphaseuse à deux niveaux : un premier niveau composé d'une surface sélective en polarisation circulaire (CPSS) et un second utilisant des dipôles imprimés au-dessus d'un plan de masse (cellule RHCP). Les deux niveaux sont superposés dans une cavité métallique à base carrée. Le motif élémentaire de la CPSS comporte quatre « manivelles » partageant un axe vertical commun et décalées d'environ  $45^\circ$  les unes par rapport aux autres, de façon à réaliser quatre états de phase distincts (espacées de  $90^\circ$ ). Chacun des deux niveaux de la cellule a fait l'objet d'une optimisation poussée, visant notamment à minimiser les perturbations apportées par les métallisations parasites (typiquement les brins non connectés dans un état donné). Une ré-optimisation de l'empilement complet a ensuite été menée pour combiner les deux niveaux en une cellule bipolarisation performante. Toutes ces étapes se sont doublées d'une validation expérimentale en guide d'ondes, à l'aide d'un banc de mesure développé pour l'occasion. Les performances obtenues au niveau de la cellule complète montrent qu'il est possible de réfléchir indépendamment les deux ondes incidentes avec une résolution de phase proche de 2 bits et des pertes inférieures à 1 dB sur 320 MHz de bande autour de 8,4 GHz. Une étude de faisabilité de la cellule reconfigurable a également été menée afin d'identifier les technologies les plus pertinentes et de quantifier les perturbations apportées par la circuiterie de commande. Pour des contraintes de temps, la cellule active n'a pas pu être réalisée.

L'étude s'est alors orientée sur la conception, la fabrication et la caractérisation d'un démonstrateur de reflectarray à états figés, constitué de 97 cellules bipolarisation. Ce démonstrateur, mesuré dans la chambre anéchoïque de la base de mesures CHEOPS de la DGA-MI, a permis de prouver le concept proposé. Effectivement, les mesures ont montré que lorsque le niveau traitant la LHCP (ou la couche RHCP) est modifié, l'onde LHCP (ou RHCP) est correctement re-rayonnée avec le dépointage attendu, quel que soit l'état du niveau RHCP (ou LHCP). Ce reflectarray a démontré les potentialités de la structure développée, pour une application spatiale réaliste : dépointage jusqu'à  $26^\circ$ , bande passante de 800 MHz en bande  $X$ , réjection de la polarisation croisée  $>20$  dB, pureté de polarisation :  $TE < 2$  dB.



Il s'agit à notre connaissance de la première antenne à réseau réflecteur qui permette de gérer indépendamment et simultanément les deux orientations de la polarisation circulaire à la même fréquence, tout en offrant des capacités de reconfigurabilité.

Les nombreux résultats obtenus et les problèmes abordés dans cette étude montrent que le domaine des réseaux réflecteurs, et plus particulièrement celui des réseaux reconfigurables, offre encore de belles perspectives pour de futures recherches. La suite logique de cette étude serait de rendre reconfigurable la cellule développée en y intégrant des MEMS. Plusieurs étapes technologiques sont encore nécessaires. Premièrement, il faudrait valider l'intégration des MEMS sur les 3 niveaux de métallisation de la cellule, ce qui, à notre connaissance n'a jamais été réalisé. Ensuite, des tests technologiques seront nécessaires pour valider expérimentalement les performances du film résistif en CrSiO de chez TICER (permettant d'utiliser les lignes résistives de 1000  $\Omega$ /carré sur un substrat standard). Pour finir, il faudra finaliser le routage des lignes de commande en présence de la cavité métallique.

Une autre solution serait d'investiguer un mode de contrôle mécanique de la phase. En effet, la cellule étant basée sur un mécanisme de déphasage par rotation, il serait tout à fait envisageable d'utiliser un motif unique pour chaque polarisation et de l'animer d'un mouvement de rotation d'autour d'un axe vertical, à l'aide d'un micromoteur pas à pas. La reconfigurabilité serait alors fortement simplifiée, la résolution de phase pourrait être nettement meilleure, la disparition des brins parasites améliorerait la compacité et certainement les performances. Le temps de transition d'un état à l'autre serait toutefois plus long.

A plus court terme, il serait intéressant d'affiner les performances du démonstrateur réalisé en fin de thèse, notamment en utilisant une source primaire plus performante, et de s'orienter vers un prototype passif véritablement optimisé afin de disposer à terme d'un produit spatialisable.

# Liste des publications

## Publications internationales

- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Design and characterization of a CPSS-based unit-cell for circularly-polarized reflectarray applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 04, 2013.
- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Unit-cell for dual-circular polarization reflectarrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, En révision.
- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, A. Bellion, and P. Potier, "Passive Reflectarray with independent dual-circular polarization in X band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, En révision.

## Communications internationales

- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "A CPSS-based reflectarray cell with reconfigurable capabilities," *Proceedings of the 6<sup>th</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Prague, Czech Republic, 26-30 Mar. 2012.
- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Design of a CPSS-based reflectarray cell with controllable reflected phase for dual circularly polarized reflectarrays," *Proceedings of the Intern. Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, ANTEM 2012, Toulouse, France, 25-28 Jun. 2012.
- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "An improved topology for reconfigurable CPSS-based reflectarray cell," *Proceedings of the 7<sup>th</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Gothenburg, Sweden, 8-12 Apr. 2013.

## Communication nationale

- S. Mener, R. Gillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Cellule déphaseuse en bipolarisation circulaire pour antenne à réseau réflecteur," *18<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, Paris, 14-17 May 2013.

# **Annexes**

# Annexe 1

## Calculs des coefficients de réflexion en polarisation circulaire en fonction des coefficients de réflexion en polarisation linéaire

Cette annexe décrit complètement les différentes équations permettant d'exprimer les coefficients de réflexion et de transmission d'une onde polarisée circulairement droite ou gauche en fonction des coefficients de réflexion et de transmission des composantes en polarisation linéaire. Ces équations sont ensuite mises en œuvre sous le logiciel MATLAB pour déduire les performances en polarisation circulaire des différentes cellules déphaseuses à partir des coefficients de réflexion en polarisation linéaire (simulés sous HFSS).

Soient  $\vec{e}_{RHCP}$  et  $\vec{e}_{LHCP}$  les vecteurs de base des polarisations circulaires définies dans A1.1.

$$\begin{aligned}\vec{e}_{RHCP} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}_{(\vec{e}_x, \vec{e}_y)} \\ \vec{e}_{LHCP} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}_{(\vec{e}_x, \vec{e}_y)}\end{aligned}\quad (\text{A1.1})$$

Les équations A1.2 et A1.3 définissent respectivement les coefficients de réflexion et de transmission dans la base  $(\vec{e}_x, \vec{e}_y)$  :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{xx} & \Gamma_{xy} \\ \Gamma_{yx} & \Gamma_{yy} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

$$T = \begin{bmatrix} T_{xx} & T_{xy} \\ T_{yx} & T_{yy} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3})$$

Les équations A1.4, A1.5, A1.6 et A1.7 définissent les composantes x et y réfléchies ou transmises en fonction des coefficients de réflexion pour une onde incidente polarisée RHCP ou LHCP

$$\begin{bmatrix} E_x^{refl} \\ E_y^{refl} \end{bmatrix}_{\vec{E}^{inc} = \vec{e}_{RHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \Gamma_{xx} & \Gamma_{xy} \\ \Gamma_{yx} & \Gamma_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \quad (\text{A1.4})$$

$$\begin{bmatrix} E_x^{refl} \\ E_y^{refl} \end{bmatrix}_{\vec{E}^{inc} = \vec{e}_{LHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \Gamma_{xx} & \Gamma_{xy} \\ \Gamma_{yx} & \Gamma_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (\text{A1.5})$$

$$\begin{bmatrix} E_x^{trans} \\ E_y^{trans} \end{bmatrix}_{\vec{E}^{inc} = \vec{e}_{RHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T_{xx} & T_{xy} \\ T_{yx} & T_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \quad (\text{A1.6})$$

$$\begin{bmatrix} E_x^{trans} \\ E_y^{trans} \end{bmatrix}_{\vec{E}^{inc} = \vec{e}_{LHCP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T_{xx} & T_{xy} \\ T_{yx} & T_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (\text{A1.7})$$

Afin de reconstruire les coefficients de réflexion et de transmission d'une onde polarisée circulairement, il faut projeter le champ réfléchi et transmis sur le vecteur de base de la polarisation circulaire voulue (produit scalaire avec le vecteur unitaire conjugué).

Ensuite, il suffit de calculer les coefficients de réflexion d'une polarisation circulairement RHCP ou LHCP pour une onde incidente RHCP ou LHCP en fonction de la projection définie ci-dessus. Désormais, les coefficients de réflexion en polarisation circulaire sont accessibles et ils sont décrits sur l'équation A1.8, en fonction des coefficients de réflexion dans la base  $(\vec{e}_x, \vec{e}_y)$  :

$$\begin{aligned} \Gamma_{RHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} + j\Gamma_{xy}) + j(\Gamma_{yx} + j\Gamma_{yy})] \\ \Gamma_{RHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} - j\Gamma_{xy}) + j(\Gamma_{yx} - j\Gamma_{yy})] \\ \Gamma_{LHCP-RHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} + j\Gamma_{xy}) - j(\Gamma_{yx} + j\Gamma_{yy})] \\ \Gamma_{LHCP-LHCP} &= \frac{1}{2} [(\Gamma_{xx} - j\Gamma_{xy}) - j(\Gamma_{yx} - j\Gamma_{yy})] \end{aligned} \quad (\text{A1.8})$$

De la même manière, les coefficients transmission en polarisation circulaire sont accessibles, comme montré sur l'équation A1.9, en fonction des coefficients de transmission dans la base  $(e_x, e_y)$  :

$$\begin{aligned}
T_{RHCP-RHCP} &= \frac{1}{2}[(T_{xx} + jT_{xy}) - j(T_{yx} + jT_{yy})] \\
T_{RHCP-LHCP} &= \frac{1}{2}[(T_{xx} - jT_{xy}) - j(T_{yx} - jT_{yy})] \\
T_{LHCP-RHCP} &= \frac{1}{2}[(T_{xx} + jT_{xy}) + j(T_{yx} + jT_{yy})] \\
T_{LHCP-LHCP} &= \frac{1}{2}[(T_{xx} - jT_{xy}) + j(T_{yx} - jT_{yy})]
\end{aligned}
\tag{A1.9}$$

## Annexe 2

### Etude de sensibilité de la cellule optimisée (CPSS)

Les différentes dispersions pouvant intervenir lors de la réalisation pratiques sont données ci-dessous :

- *Permittivité colle=4 +/- 0,5*
- *Tolérance d'alignement des deux couches +/-100um*
- *Tolérance gravure métallisation +/- 35um*
- *Epaisseur de mousse +/-50um*

On présente sur les courbes suivantes l'impact de ces incertitudes sur les principales performances de la cellule.

#### o Etude sur la permittivité relative de la colle

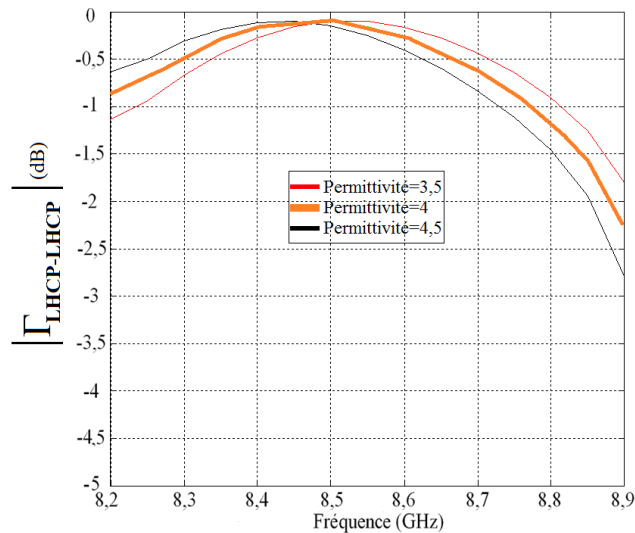


Figure A2.1 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence et de la permittivité de la colle

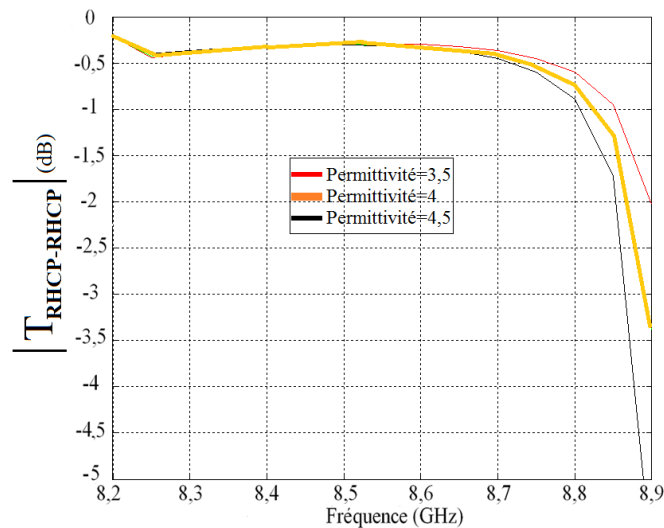


Figure A2.2 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence et de la permittivité de la colle

Les performances restent quasi-intactes si la permittivité de la colle varie de +/-0,5.

○ Etude sur l'épaisseur de la mousse

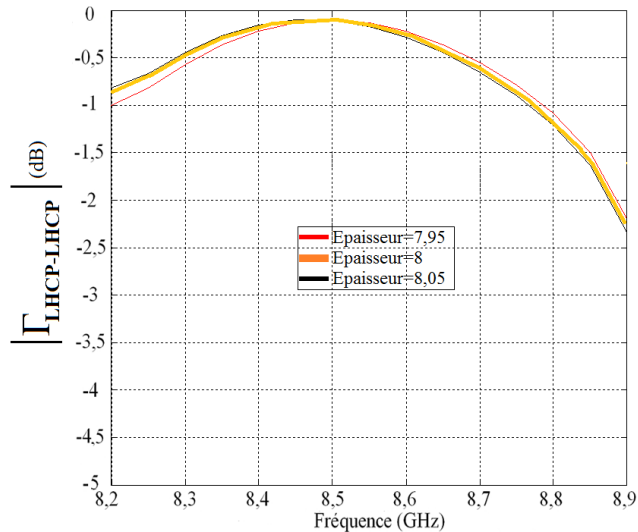


Figure A2.3 : Module du coefficient de réflexion LHCP en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de la mousse

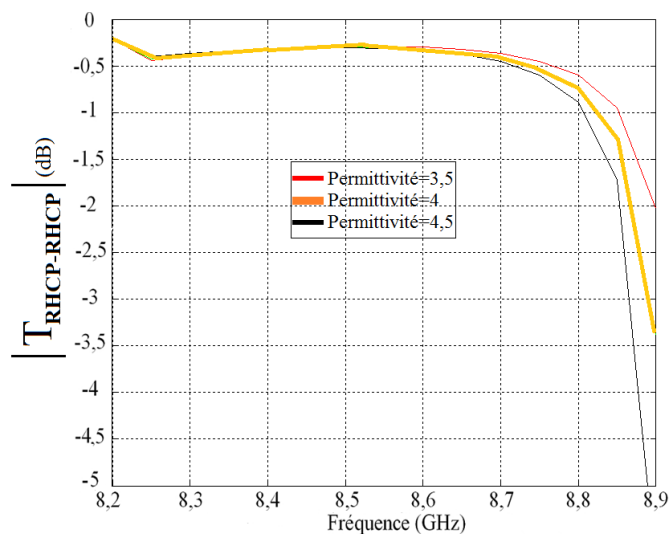


Figure A2.4 : Module du coefficient de transmission RHCP en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de la mousse

Les performances restent aussi quasi-intactes si l'épaisseur de la mousse varie de +/- 50µm.

Les dispersions possibles sur les tolérances de gravures de +/- 30µm et sur les tolérances d'alignement, autrement dit un décalage de 100µm des deux couches ont été étudiées. A nouveau, les performances restent intactes pour ces dispersions.



## Annexe 3

### Définition de l'Ecart type et du nombre de bits équivalent pour une loi de quantification

La figure suivante présente une loi de phase quantifiée à  $N$  états :  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N$ .

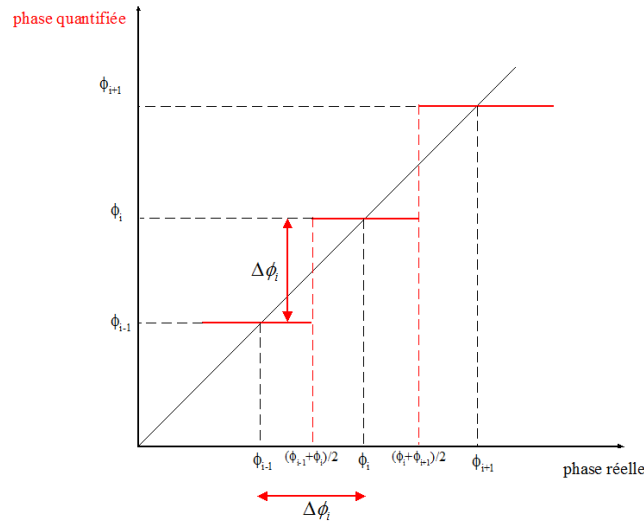


Figure A3.1 : Représentation d'une loi de phase quantifiée en fonction d'une loi de phase réelle

Dans le cas général, les états de quantification ne sont pas équirépartis et la quantification s'opère de la façon suivante :

$$\text{Pour } \frac{\phi_{i-1} + \phi_i}{2} \leq \phi_r < \frac{\phi_i + \phi_{i+1}}{2},$$

$$\phi_q = \phi_i,$$

où  $\phi_r$  représente la phase réelle et  $\phi_q$  la phase quantifiée.

On pose :

$$\phi_{i+1} = \phi_i + \Delta\phi_i$$

Sur tout intervalle  $[\phi_i, \phi_{i+1}]$  (ou ce qui revient au même  $[\phi_i, \phi_i + \Delta\phi_i]$ ), l'erreur de quantification (comptée positivement) est :

$$\delta\phi_i = |\phi_r - \phi_q| = \begin{cases} \phi_r - \phi_i & \text{si } \phi_r \in \left[ \phi_i, \phi_i + \frac{\Delta\phi_i}{2} \right] \\ \phi_i + \Delta\phi_i - \phi_r & \text{si } \phi_r \in \left[ \phi_i + \frac{\Delta\phi_i}{2}, \phi_i + \Delta\phi_i \right] \end{cases}$$

La variance sur la première partie de l'intervalle est donnée par :

$$\frac{2}{\Delta\phi_i} \int_{\phi_i}^{\phi_i + \frac{\Delta\phi_i}{2}} (\phi_r - \phi_i)^2 d\phi_r = \frac{2}{\Delta\phi_i} \int_0^{\frac{\Delta\phi_i}{2}} x^2 dx = \frac{2}{\Delta\phi_i} \left[ \frac{x^3}{3} \right]_0^{\frac{\Delta\phi_i}{2}} = \frac{(\Delta\phi_i)^2}{12}$$

en posant  $x = \phi_r - \phi_i$ .

De même, la variance sur la seconde partie de l'intervalle est donnée par :

$$\frac{2}{\Delta\phi_i} \int_{\phi_i + \frac{\Delta\phi_i}{2}}^{\phi_i + \Delta\phi_i} (\phi_i + \Delta\phi_i - \phi_r)^2 d\phi_r = \frac{2}{\Delta\phi_i} \int_{\frac{\Delta\phi_i}{2}}^0 x^2 dx = \frac{2}{\Delta\phi_i} \left[ \frac{x^3}{3} \right]_{\frac{\Delta\phi_i}{2}}^0 = \frac{(\Delta\phi_i)^2}{12}$$

en posant  $x = \phi_i + \Delta\phi_i - \phi_r$ .

Au final, la variance  $\sigma_i^2$  vaut :

$$\sigma_i^2 = \frac{(\Delta\phi_i)^2}{12}$$

sur tout intervalle  $[\phi_i, \phi_i + \Delta\phi_i]$ .

Pour avoir la variance sur toute la gamme de phase  $[0, 2\pi]$ , il suffit de calculer la valeur moyenne des variances partielles  $\sigma_i^2$  sur l'ensemble des  $N$  intervalles de quantification en pondérant chaque valeur par la longueur de l'intervalle considéré, à savoir  $\frac{\Delta\phi_i}{2\pi}$  :

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^N \frac{\Delta\phi_i}{2\pi} \sigma_i^2$$

Il vient :

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^N \frac{(\Delta\phi_i)^3}{2\pi \cdot 12} \quad (\text{A3.1})$$

ce qui correspond à un écart type égal à :

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{(\Delta\phi_i)^3}{2\pi \cdot 12}} \quad (\text{A3.2})$$

- **Cas d'une quantification uniforme (états équirépartis)**

Si les états sont équirépartis, alors :

$$\Delta\phi_i = \frac{2\pi}{N} \quad \forall i$$

Dans ce cas, la variance ( $\sigma_u^2$ , avec l'indice  $u$  pour uniforme) vaut :

$$\sigma_u^2 = N \frac{\left(\frac{2\pi}{N}\right)^3}{2\pi \cdot 12} = \frac{1}{12} \left(\frac{2\pi}{N}\right)^2$$

ce qui conduit à un écart type :

$$\sigma_u = \frac{2\pi}{N} \frac{1}{\sqrt{12}} \quad (\text{A3.3})$$

Pour  $N$  états équirépartis,  $N$  peut donc être retrouvé à partir de l'écart type par la relation :

$$N = \frac{2\pi}{\sigma_u} \frac{1}{\sqrt{12}} \quad (\text{A3.4})$$

Sachant que le nombre de bits de quantification  $N_{bit}$  est relié au nombre d'états par la relation :

$$N = 2^{N_{bit}}$$

Il vient :

$$N_{bit} = \frac{\ln(N)}{\ln(2)} \quad (\text{A3.5})$$

ce qui permet, grâce à **A3.4**, de retrouver  $N_{bit}$  à partir de la valeur observée de  $\sigma_u$ .

On notera que l'intérêt principal de cette opération réside dans le fait que l'écart type est une grandeur facilement accessible à l'observation (on la déduit directement des phases observées).

- **Nombre de bits équivalent pour une loi non uniforme**

Dans le cas où la loi n'est pas uniforme, il est intéressant de définir un nombre de bits équivalent en s'appuyant là encore sur la facilité d'observation de  $\sigma$ . On utilise pour ce faire les relations **A3.4** et **A3.5** (théoriquement définies pour une loi uniforme) mais en s'appuyant sur la valeur réelle de l'écart type observé ( $\sigma$  au lieu de  $\sigma_u$ ). On définit ainsi un nombre équivalent  $N_{eq}$  d'états équirépartis comme :

$$N_{eq} = \frac{2\pi}{\sigma} \frac{1}{\sqrt{12}} \quad (\text{A3.6})$$

où  $\sigma$  est calculé à partir de **A3.2**.

Le nombre de bit équivalent s'en déduit par :

$$N_{bit_{eq}} = \frac{\ln(N_{eq})}{\ln(2)} \quad (\text{A3.7})$$

En pratique, ce sont donc ces deux relations qui permettent d'évaluer la qualité d'une loi de quantification.

Par exemple, pour un déphaseur idéal à 2 bits, on a  $\Delta\phi = \pi/2$  et  $\sigma_u = \frac{\pi}{2\sqrt{12}}$  soit  $26^\circ$ . Si les états ne sont pas parfaitement répartis, l'écart type  $\sigma$  observé est dégradé ( $\sigma > 26^\circ$ ) et d'autant

plus élevé que la loi est imparfaite. Pour  $\sigma=31^\circ$ , le nombre de bits équivalent n'est plus égal qu'à 1,74.

## Annexe 4

### Performances des coupleurs orthomodes OMT (Pasquali Microwave)

Les figures ci-dessous présentent une représentation schématique de l'OMT et les différents paramètres  $S$  expérimentaux (mesurés chez Pasquali Microwave) des coupleurs orthomodes :

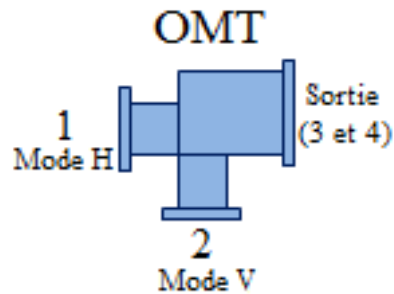


Figure A4.1 : Représentation schématique de l'OMT

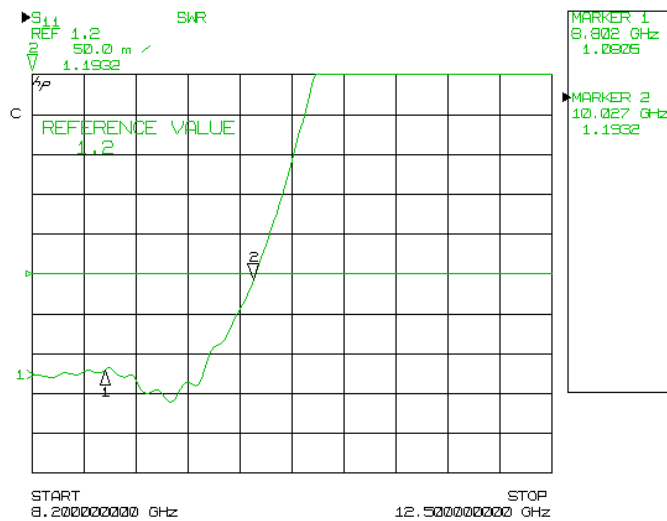


Figure A4.2 : ROS en entrée d'un OMT ( $S_{11}$ )

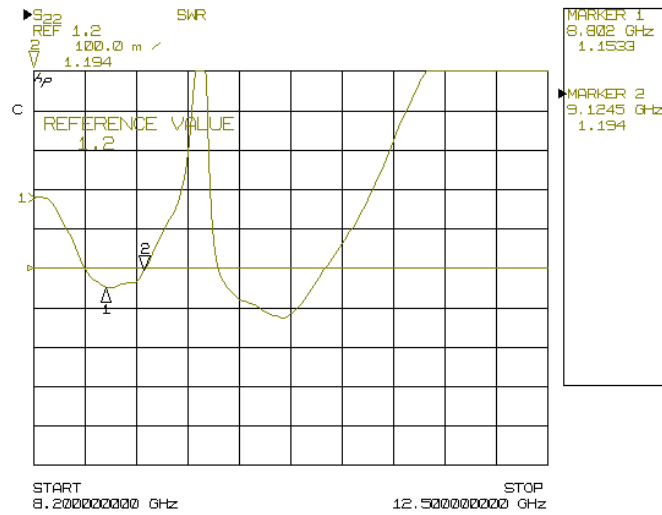


Figure A4.3 : ROS en entrée d'un OMT ( $S_{22}$ )

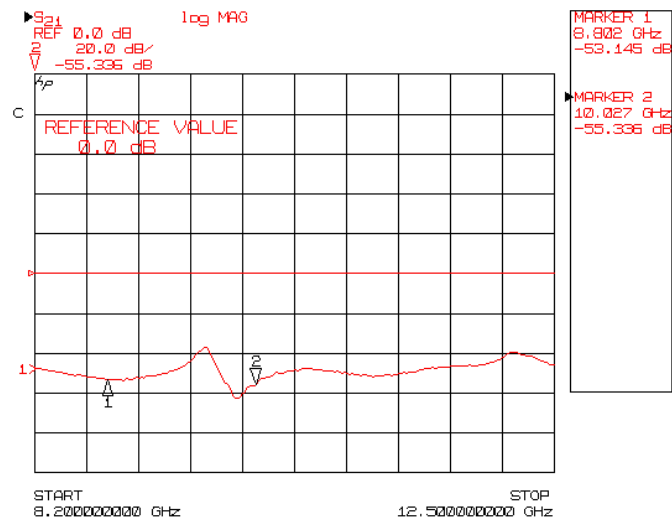


Figure A4.4 : Module de l'isolation en entrée de l'OMT

Les performances de l'OMT sont excellentes. L'isolation entre les deux ports est très bonne, autour de 55 dB entre 8 et 9 GHz. De plus, chaque composante de la polarisation linéaire est correctement transmise ( $ROS=1,1$ ) sur toute la bande de fréquence.

## Annexe 5

### Topologie et performances de la transition carré-circulaire

L'objectif de cette transition est d'obtenir une propagation correcte des modes de propagation du guide circulaire (diamètre 23,76mm) vers le guide carré (22,88\*22,88mm). En effet, comme les modes ne sont pas les mêmes dans le guide circulaire et dans le guide carré, il y a des phénomènes autres que les problèmes d'impédance qui apparaissent. De plus, le guide circulaire est trop petit vis à vis de la longueur d'onde, il est donc logique d'agrandir progressivement le guide d'onde circulaire afin de propager le mode de propagation correctement vers son nouveau mode dans le guide d'onde carré. Voici la transition proposée qui est réalisée en double :

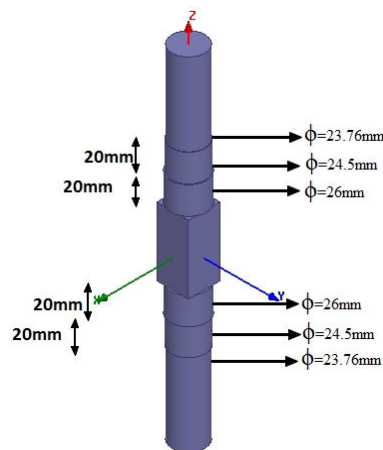


Figure A5.1 : Guide carré avec les deux transitions ainsi que leurs dimensions

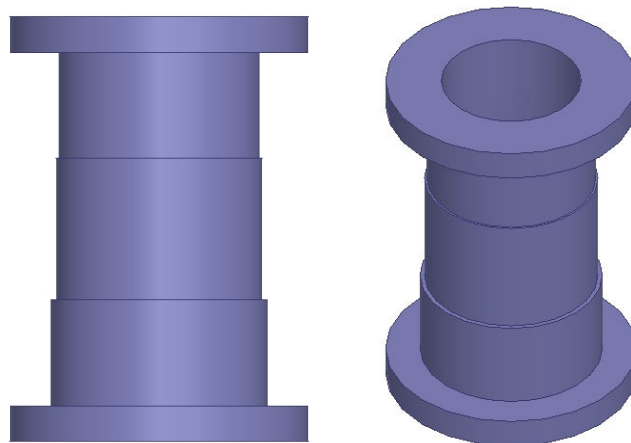


Figure A5.2 : Visualisation d'une transition

Les performances de ces transitions en transmission sont représentées ci-dessous :

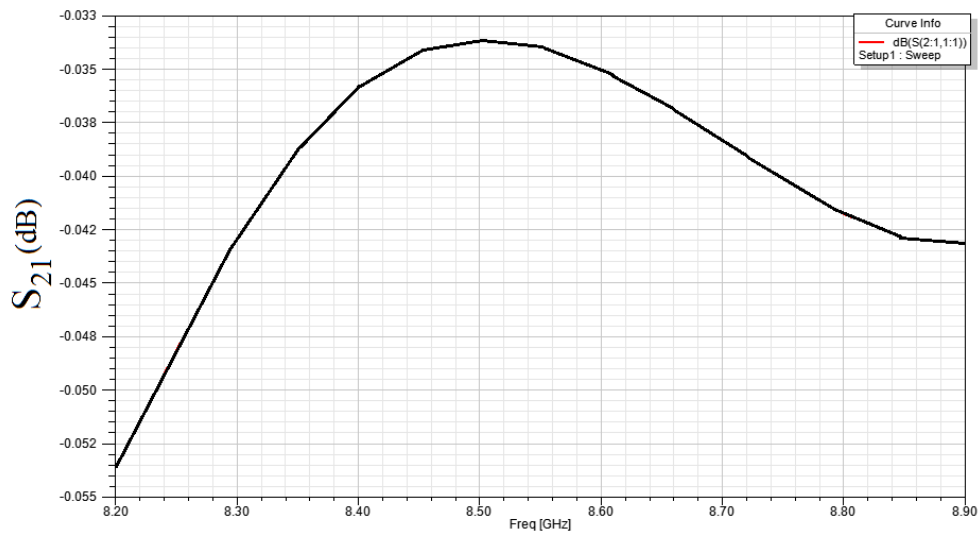


Figure A5.3 : Coefficient de transmission à travers la transition

Les performances de cette transition guide d'onde circulaire-guide d'onde carré sont excellentes : les pertes en transmission sont inférieures à 0,05 dB sur toute la bande de fréquence ([8,2-8,9 GHz]). Pour conclure, la figure ci-dessous représente le coefficient de réflexion LHCP et de transmission RHCP sur la Left-CPSS avec ou sans la présence de cette transition circulaire-carré.

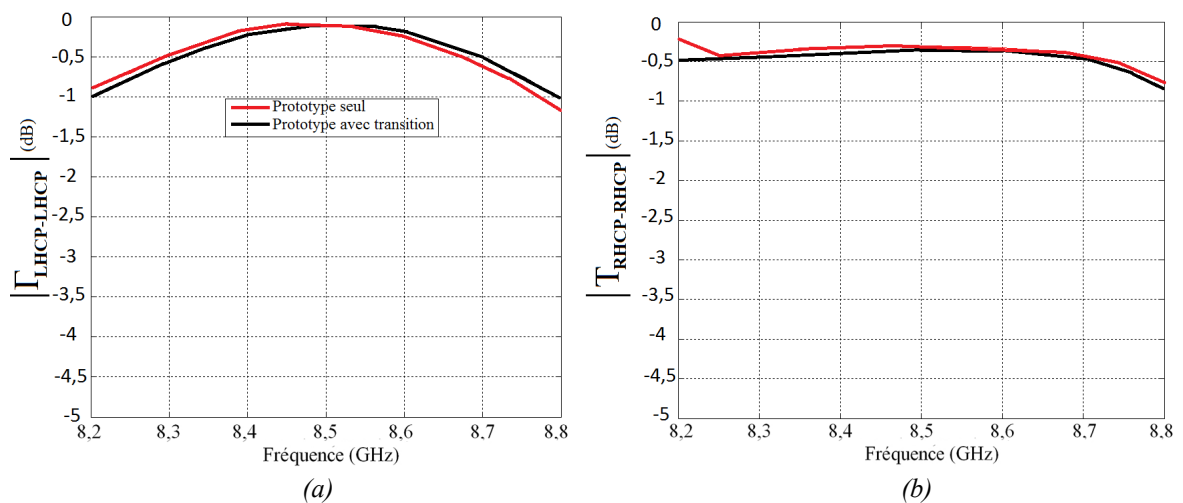


Figure A5.4 : (a) Coefficient de réflexion LHCP sur la Left-CPSS. (b) : Coefficient de transmission RHCP sur la Left-CPSS

Cette étude montre que la transition a été étudiée correctement et optimisée. Nous pouvons maintenant l'utiliser dans le dispositif de mesure.



## Annexe 6

### Relation de passage matrice S-matrice T : élément 4-ports

Voici ci-dessous, l'élément 4-ports avec les différentes matrices correspondantes afin d'écrire une relation entre matrice T et matrice S :

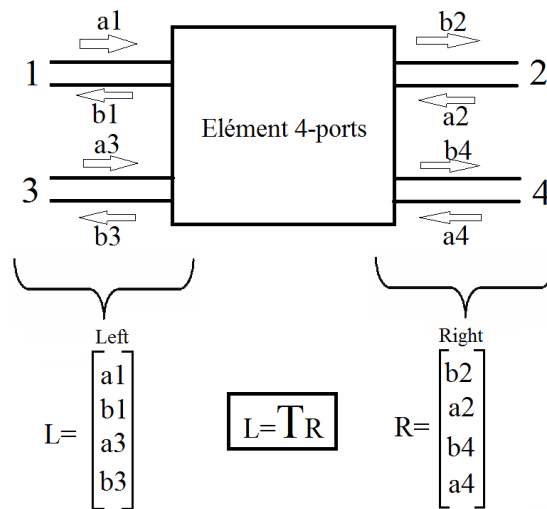


Figure A6.1 : Définition d'une matrice L et R afin d'obtenir la relation  $L=TR$

On peut donc écrire :

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

Soit :

$$L = Aa + Bb = Aa + BSa$$

*car*

$$Sa = b$$

*donc*

**(A6.1)**

$$L = (A + BS)a$$

On peut aussi écrire :

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$$

Soit :

$$R = (C + DS)a$$

On peut donc exprimer la matrice T en fonction de la matrice S :

$$(A + BS)a = T(C + DS)a$$

*donc*

**(A6.2)**

$$T = [A + BS][C + DS]^{-1}$$

## Annexe 7

### Extraction paramètres S 2-ports à l'aide de 3 mesures 1port avec courts-circuits décalés

La méthode est devenue relativement aisée car il suffit simplement pour chaque tronçon de jonction, d'adapter (charge 50 Ω) le port non utilisé et d'extraire les matrices S tronçon 2 ports de chaque tronçon pour ensuite reconstruire la matrice 4 ports de chaque jonction (2 tronçons) comme montré ci-dessous pour le tronçon H<sub>1</sub>-H<sub>2</sub> de la jonction 1. Il faudra donc mesurer le tronçon V<sub>1</sub>-V<sub>2</sub> pour avoir la matrice complète et faire de même pour la seconde jonction.

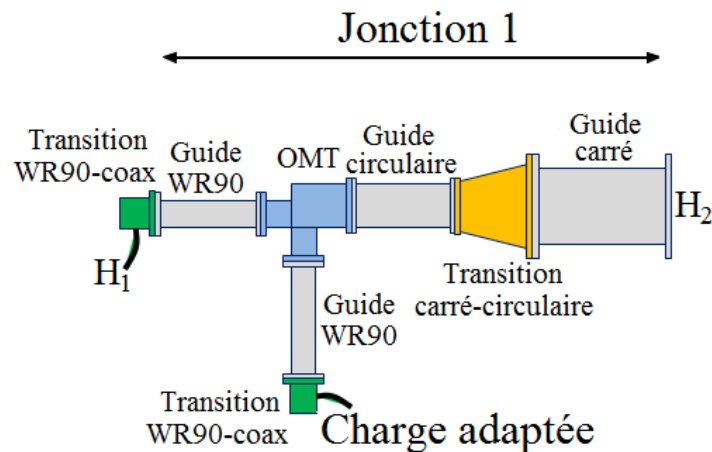


Figure 78.1 : Visualisation du système de mesure pour le tronçon H<sub>1</sub>-H<sub>2</sub> de la jonction 1

En effet, l'isolation et la transmission des composantes croisées étant nulles, la construction de la matrice 4-ports devient aisée. On suppose ici le port H<sub>2</sub> en WR<sub>90</sub> (standard) et le port H<sub>1</sub>, le guide d'onde carré (non standard). Pour faciliter la lecture des équations, le 'port H<sub>1</sub>' s'appelle simplement 'port 1' et le port H<sub>2</sub> s'appelle 'port 2'. On a donc ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A7.1})$$

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{12}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (\text{A7.2})$$

On place une charge (type court-circuit) sur 1 (accès non standard) :

$$a_1 = \Gamma b_1 \quad (\text{A7.3})$$

$$\frac{a_1}{\Gamma} = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{A7.4})$$

$$a_1 = \frac{\Gamma S_{12}a_2}{1 - \Gamma S_{11}}$$

$$b_2 = a_2 \left( S_{22} + \frac{\Gamma S_{12}^2}{1 - \Gamma S_{11}} \right) \quad (\text{A7.5})$$

On a donc :

$$\begin{aligned} S_{22}'_0 &= S_{22} + \frac{\Gamma_0 S_{12}^2}{1 - \Gamma_0 S_{11}} \\ S_{22}'_1 &= S_{22} + \frac{\Gamma_1 S_{12}^2}{1 - \Gamma_1 S_{11}} \quad (\text{A7.6}) \\ S_{22}'_2 &= S_{22} + \frac{\Gamma_2 S_{12}^2}{1 - \Gamma_2 S_{11}} \end{aligned}$$

On obtient alors (3équations : 3 inconnues) :

$$S_{22} = \frac{S_{22}'_0 \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_1 + S_{22}'_1 \Gamma_0 S_{22}'_2 \Gamma_2 - S_{22}'_1 \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_1 - S_{22}'_0 \Gamma_2 S_{22}'_2 \Gamma_1 + S_{22}'_1 \Gamma_2 S_{22}'_1 \Gamma_1 - S_{22}'_0 \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_2}{-\Gamma_1 \Gamma_2 S_{22}'_2 + S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_2 + S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_2 + \Gamma_0 \Gamma_2 S_{22}'_2 - \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_1} \quad (\text{A7.7})$$

$$S_{11} = \frac{-\Gamma_0 S_{22}'_1 + \Gamma_0 S_{22}'_2 - \Gamma_1 S_{22}'_2 - S_{22}'_0 \Gamma_2 + S_{22}'_0 \Gamma_2 + S_{22}'_0 \Gamma_1}{-\Gamma_1 \Gamma_2 S_{22}'_2 + S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_2 + S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_2 + \Gamma_0 \Gamma_2 S_{22}'_2 - \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_1} \quad (\text{A7.8})$$

$$S_{12} = \frac{\begin{aligned} &S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_2 \Gamma_1 + S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_1 \Gamma_2 - S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_1 \Gamma_0 + S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_2 \Gamma_0 - S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_2 \\ &- S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_2 + S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_0 \Gamma_2 - S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_2 \Gamma_1 + S_{22}'_2 S_{22}'_2 \Gamma_1 \Gamma_2 - S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_1 \Gamma_2 + S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_2 \Gamma_1 \\ &- S_{22}'_1 S_{22}'_2 \Gamma_1 \Gamma_0 + S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_0 \Gamma_2 - S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_2 \Gamma_0 - S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_0 \Gamma_1 + S_{22}'_1 S_{22}'_2 \Gamma_0 \Gamma_1 + S_{22}'_0 S_{22}'_2 \Gamma_1 \Gamma_0 \\ &+ S_{22}'_1 S_{22}'_2 \Gamma_2 \Gamma_0 - S_{22}'_1 S_{22}'_2 \Gamma_0 \Gamma_2 + S_{22}'_0 S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_2 + S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_1 \Gamma_0 + S_{22}'_0 S_{22}'_1 \Gamma_2 \Gamma_0 - S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_1 \Gamma_2 \\ &- S_{22}'_0 S_{22}'_1 \Gamma_0 \Gamma_2 - S_{22}'_0 S_{22}'_1 \Gamma_0 \Gamma_2 - S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_1 S_{22}'_1 \Gamma_2 \Gamma_1 + S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_2 \Gamma_1 - S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_2 \Gamma_0 \\ &+ S_{22}'_1 S_{22}'_1 \Gamma_0 \Gamma_2 + S_{22}'_1 S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_2 \Gamma_0 - S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_0 \Gamma_1 + S_{22}'_2 S_{22}'_0 \Gamma_2 \Gamma_0 + S_{22}'_2 S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_0 \end{aligned}}{-\Gamma_1 \Gamma_2 S_{22}'_2 + S_{22}'_1 \Gamma_1 \Gamma_2 + S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_1 - S_{22}'_0 \Gamma_0 \Gamma_2 + \Gamma_0 \Gamma_2 S_{22}'_2 - \Gamma_0 S_{22}'_1 \Gamma_1} \quad (\text{A7.9})$$

Afin de lever l'indétermination sur le signe de la transmission  $S_{12}$  à travers cette jonction, il faut utiliser une transition carré-WR90 pour chaque tronçon de chaque jonction comme le montre la figure ci-dessous pour le tronçon  $H_1-H_2$  (1-2) de la jonction 1 :

# Jonction 1

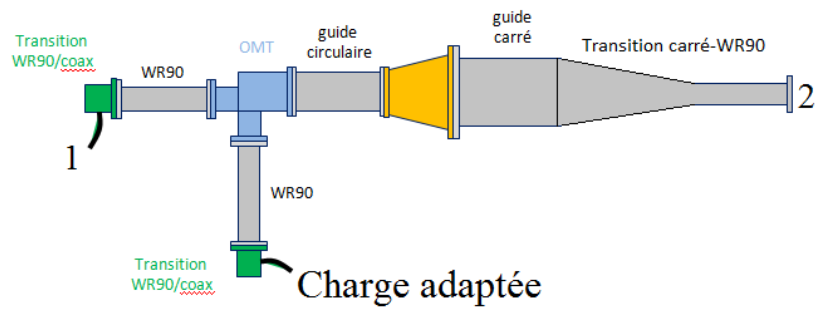


Figure A7.2 : Visualisation du système de mesure permettant de déterminer le signe de la transmission (pour le tronçon  $H_1$ - $H_2$  de la jonction 1)

Cette levée d'indétermination est simple car il suffit d'extraire les paramètres  $S$  de la transition carré-WR90 (port standard) à l'aide de la méthode des courts-circuits décalés (formules ci-dessus) et ensuite, d'utiliser les matrices  $T$  pour récupérer la transmission intrinsèque à la jonction :

$$[T_{\text{mesure}}] = [T_{\text{jonction}}][T_{\text{carré-WR}_{90}}] \quad (\text{A7.10})$$

## Annexe 8

### Expression d'une matrice de répartition d'une cellule à 2 accès à partir de sa mesure en 2 ports à l'aide d'une matrice à 4 accès

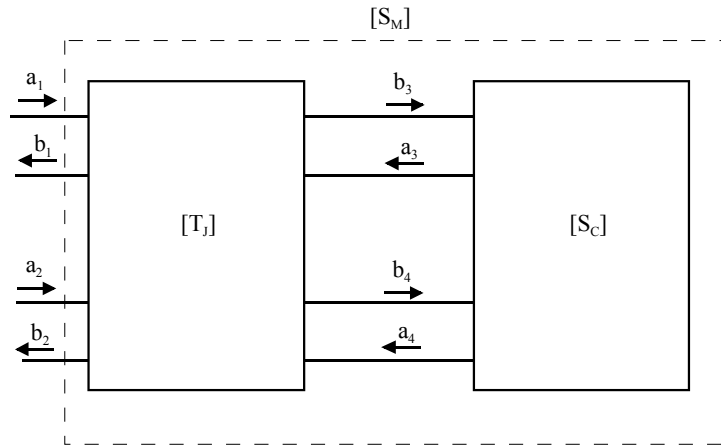


Figure A8.1 : Schéma équivalent représentant la matrice  $[S_C]$  à partir d'une jonction exprimée en 4 ports

Ce nouveau calcul permet, après avoir exprimé les matrices de passage matrice  $S$ -matrice  $T$  en 4 ports, d'extraire la matrice  $S$  de la cellule à mesurer en réflexion uniquement.

Avec les conventions de la Figure A8.1, on a pour la cellule :

$$\begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = [S_C] \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A8.1})$$

On choisit pour l'écriture de  $[T_J]$  un rangement des ondes permettant de découper facilement le vecteur de droite en deux vecteurs  $[b_3, b_4]^T$  et  $[a_3, a_4]^T$  correspondant aux vecteurs utilisés dans (A8.1).

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [T_J] \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A8.2})$$

On découpe donc la matrice  $T$  en quatre blocs (matrice  $2 \times 2$ )

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{11}] & [M_{12}] \\ [M_{21}] & [M_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A8.3})$$

On peut alors écrire :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [M_{11}] \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} + [M_{12}] \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [M_{21}] \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} + [M_{22}] \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A8.4})$$

En utilisant (A8.1), il vient :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \{[M_{11}] + [M_{12}] [S_C]\} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \{[M_{21}] + [M_{22}] [S_C]\} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A8.5})$$

On peut extraire le vecteur  $[b_3, b_4]^T$  :

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \{[M_{11}] + [M_{12}] [S_C]\}^{-1} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Et le réinjecter dans la seconde. On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \{[M_{21}] + [M_{22}] [S_C]\} \{[M_{11}] + [M_{12}] [S_C]\}^{-1} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Par définition, la matrice reliant  $[b_1, b_2]^T$  et  $[a_1, a_2]^T$  est la matrice  $[S_M]$  correspondant à la mesure :

$$[S_M] = \{[M_{21}] + [M_{22}] [S_C]\} \{[M_{11}] + [M_{12}] [S_C]\}^{-1} \quad (\text{A8.1})$$

On peut facilement « retourner » cette expression pour formuler  $[S_C]$  en fonction de  $[S_M]$  :

$$[S_M] \{[M_{11}] + [M_{12}] [S_C]\} = \{[M_{21}] + [M_{22}] [S_C]\}$$

$$[S_M] [M_{11}] + [S_M] [M_{12}] [S_C] = [M_{21}] + [M_{22}] [S_C]$$

$$\{[S_M] [M_{12}] - [M_{22}]\} [S_C] = \{[M_{21}] - [S_M] [M_{11}]\}$$

On obtient ainsi :

$$[S_C] = \{[S_M] [M_{12}] - [M_{22}]\}^{-1} \{[M_{21}] - [S_M] [M_{11}]\} \quad (\text{A8.1})$$

Avec :

$$[M_{11}] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

$$[M_{12}] = \begin{bmatrix} T_{13} & T_{14} \\ T_{23} & T_{24} \end{bmatrix}$$

$$[M_{21}] = \begin{bmatrix} T_{31} & T_{32} \\ T_{41} & T_{42} \end{bmatrix}$$

$$[M_{22}] = \begin{bmatrix} T_{33} & T_{34} \\ T_{43} & T_{44} \end{bmatrix}$$



## Annexe 9

### Caractéristiques des matériaux résistifs de TICER



**TCR Specification Data Set: Resistive Foil Specifications**

Resistive material	NiCr	NCAS	CrSiO
Sheet resistance ( $\Omega/\text{sq}$ )	25, 50, 100	25, 50, 100, 250	1000
Sheet resistivity tolerance (%)	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 7$
Temperature coefficient of resistance (ppm/ $^{\circ}\text{C}$ )	<110	-20	300
Base copper foil thickness (microns)	18, 35	18, 35	18, 35
Width maximum mm (inches)	1295 (51)	1295 (51)	1295 (51)
Maximum recommended power dissipation at 40 $^{\circ}$ C (watts/sq in)	25 $\Omega/\text{sq}$ : 250 50 $\Omega/\text{sq}$ : 200 100 $\Omega/\text{sq}$ : 150 —	25 $\Omega/\text{sq}$ : 250 50 $\Omega/\text{sq}$ : 200 100 $\Omega/\text{sq}$ : 150 250 $\Omega/\text{sq}$ : 75	1000 $\Omega/\text{sq}$ : 250
Recommended etching solutions			
1st etch	Cupric chloride	Ammoniacal*	Ammoniacal*
2nd etch	Ammoniacal	Acidic permanganate	Alkaline permanganate
3rd etch	—	Ammoniacal*	Ammoniacal*

*For base foil properties, please refer to the appropriate product application sheet.*

*\* For NCAS and CrSiO, cupric chloride can be used in place of ammoniacal etchant.*

## Annexe 10

### Visualisation des pavages en fonction des configurations choisies

#### ▪ Configuration 2

- LHCP : Plan  $\varphi=90^\circ$  (déphasage selon y), dépointage de  $12^\circ$  (déphasage de  $50^\circ$  entre cellules) :

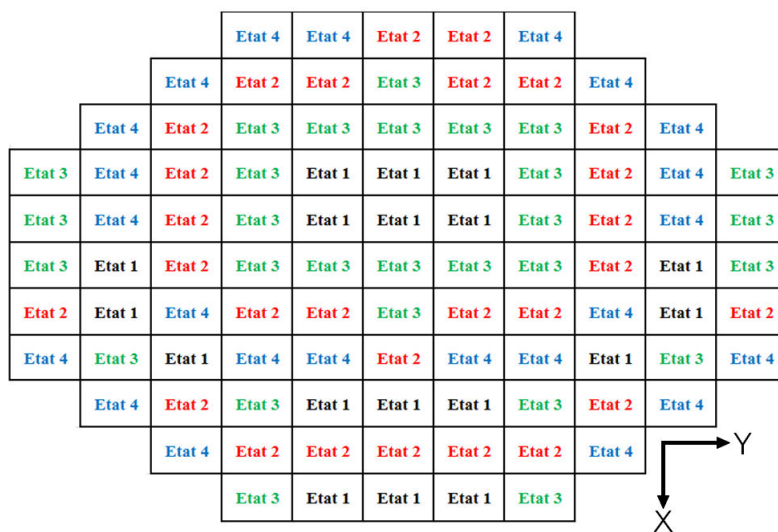


Figure A10.1 : Pavage mis en place pour la couche LHCP dans la configuration 2

#### ▪ Configuration 3

- LHCP : Plan  $\varphi=90^\circ$  (déphasage selon y), dépointage de  $21^\circ$  (déphasage de  $90^\circ$  entre cellules) :

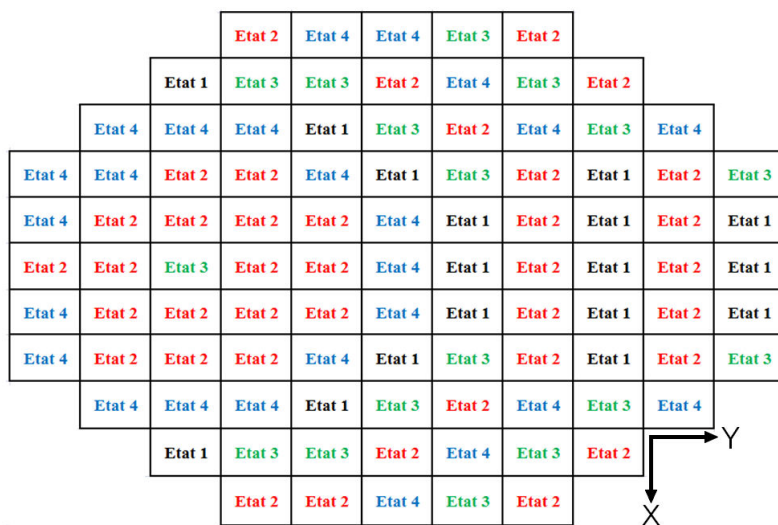


Figure A10.2 : Pavage mis en place pour la couche LHCP dans la configuration 3

▪ **Configuration 4**

- **LHCP** : Plan  $\varphi=0^\circ$  (déphasage selon x), dépointage de  $-26^\circ$  (déphasage de  $110^\circ$  entre cellules) :

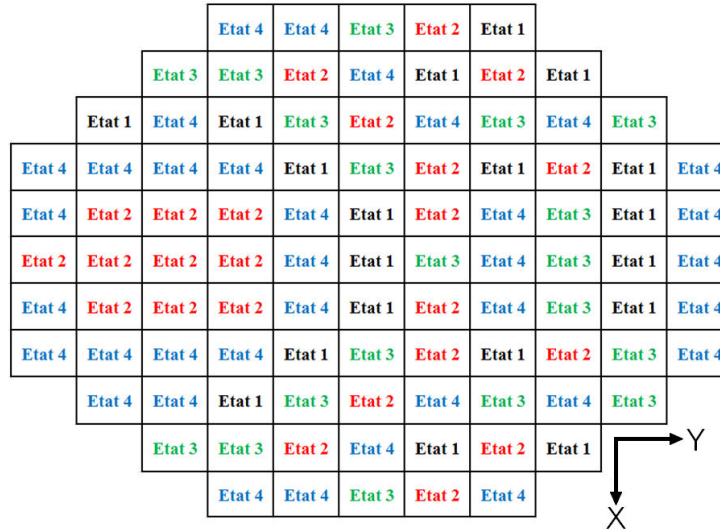


Figure A10.3 : Pavage mis en place pour la couche LHCP dans la configuration 4

- **RHCP** : Plan  $\varphi=0^\circ$  (déphasage selon x), dépointage de  $-10^\circ$  (déphasage de  $40^\circ$  entre cellules) :

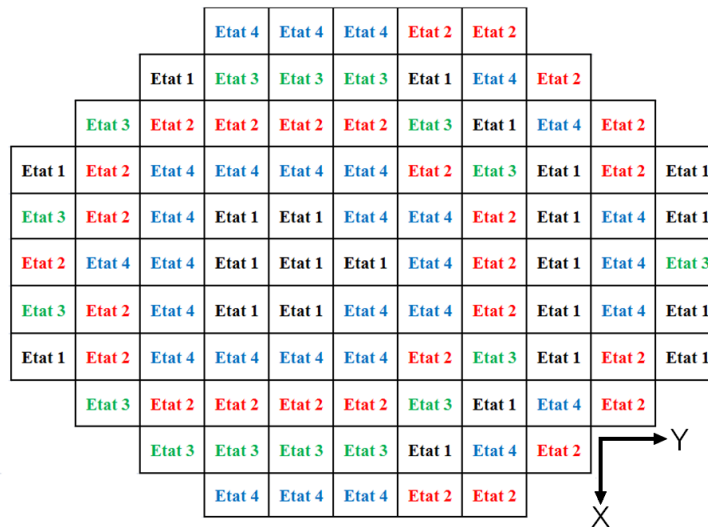


Figure A10.4 : Pavage mis en place pour la couche RHCP dans la configuration 4

▪ **Configuration 5**

- **RHCP** : Plan  $\varphi=0^\circ$  (déphasage selon x), dépointage de  $-5^\circ$  (déphasage de  $21^\circ$  entre cellules) :

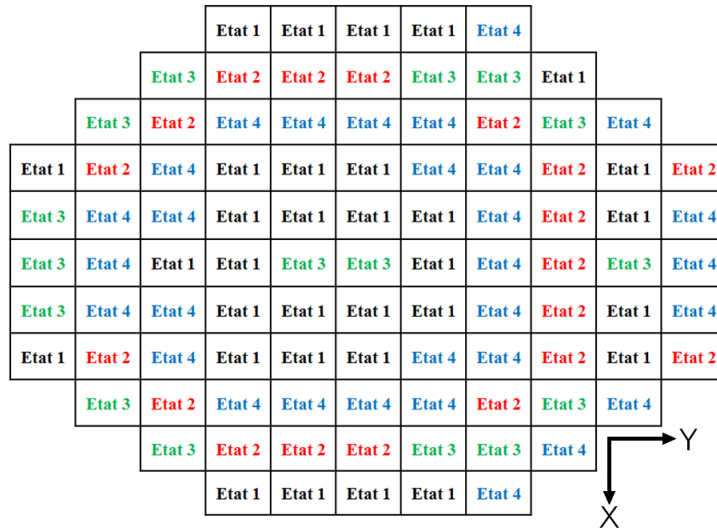


Figure A10.5 : Pavage mis en place pour la couche RHCP dans la configuration 5

### ■ Configuration 6

- RHCP : Plan  $\varphi=0^\circ$  (déphasage selon x), dépointage de  $-22^\circ$  (déphasage de  $100^\circ$  entre cellules) :

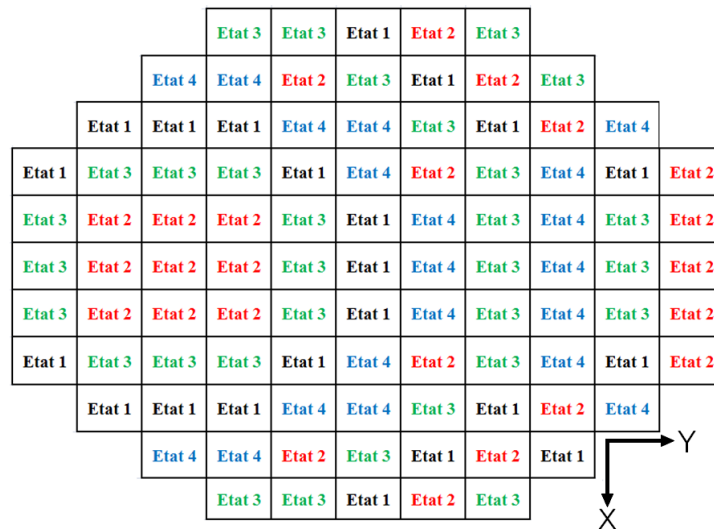


Figure A10.6 : Pavage mis en place pour la couche LHCP dans la configuration 6

### ■ Configuration 7

- LHCP : Dépointage LHCP de  $14^\circ$  en élévation dans le plan  $\varphi=140^\circ$ :

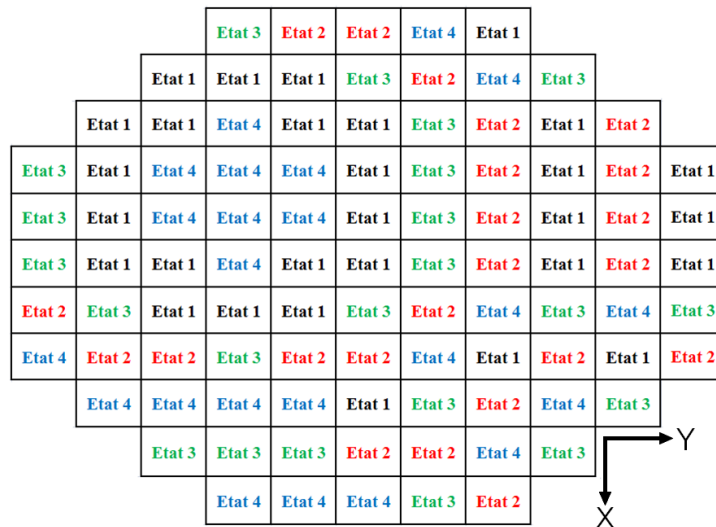


Figure A10.7 : Pavage mis en place pour la couche LHCP dans la configuration 7

- RHCP : Dépointage RHCP de 10° en élévation dans le plan  $\varphi=45^\circ$

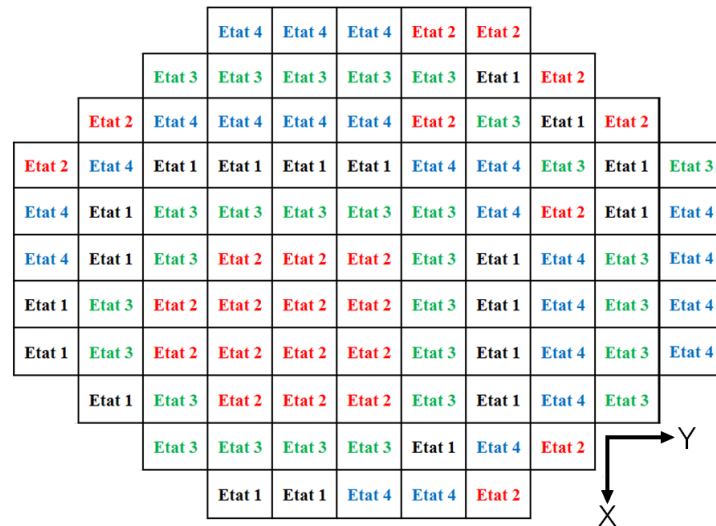


Figure A10.8 : Pavage mis en place pour la couche RHCP dans la configuration 7

▪ Cartographie de l'erreur de quantification pour la configuration 1

- LHCP :

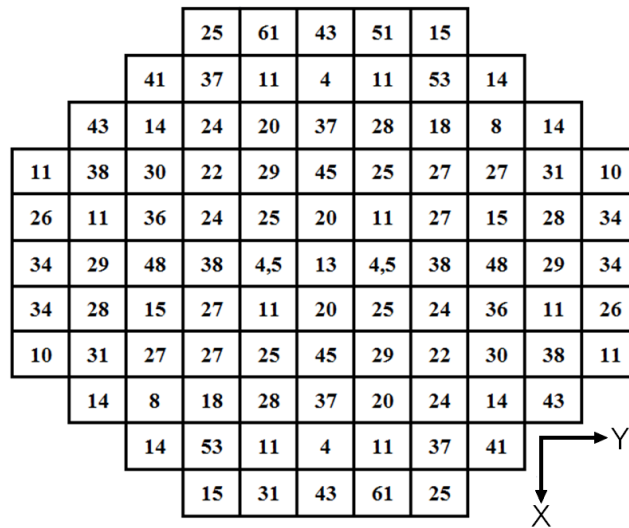


Figure A10.9 : Cartographie de l'erreur de quantification sur la configuration 1 en LHCP



# Bibliographie

- [1] P. J. Wood, *Reflector Antenna Analysis and Design*, Peter Peregrinus LTD, Institute of Electrical Engineers, 1980, Chapitre 5.
- [2] C. A. Balanis, “*Antenna Theory : Analysis and Design*”, Wiley-Interscience, Apr. 2005.
- [3] Y. T. Lo, S.W. Lee, “*Antenna Handbook : Theory, Applications, and Design*”, Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [4] A. W. Rudge, N. A. Adatia, “Offset parabolic reflector antennas: A review”, *In Proceedings of the IEEE*, vol. 66, pp. 1592–1618, Dec. 1978.
- [5] R. C. Hansen, “*Phased Array Antennas*”, Wiley-Interscience, 1998.
- [6] H. Unz, “Linear Arrays with arbitrarily distributed elements”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 8, no. 2, pp. 222–223, Mar. 1960.
- [7] A. Ishimaru, “Theory of unequally-spaced arrays”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 10, pp. 691-702, 1962.
- [8] D. M. Pozar, “Microstrip antennas”, *In Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp 79–91, Jan. 1992.
- [9] R. C. Hansen, “Array pattern control and synthesis”. *In Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp 141–151, Jan. 1992.
- [10] J. Huang, J. A. Encinar, “*Reflectarray Antennas*”, Wiley-Interscience, Oct. 2007.
- [11] J. S. Duniam, G. Hubertet , B. A. Langhorn, “Electromagnetic wave lens and mirrorsystems”, Brevet d’invention no. US2986734, May. 1961.
- [12] D. Berry, R. Malechet W. Kennedy, “The reflectarray antenna”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, Nov. 1963.
- [13] J. Huang, “Microstrip reflectarray”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp 612–615, Jun. 1991.
- [14] J. Huang, “Analysis of a microstrip reflectarray”, *Antenna for Micro-Spacecraft Telecommunications Equipment Station*, TDA Progress Report, pp. 153–173, Feb. 1995.
- [15] T. A. Metzler, “Stub loaded microstrip reflectarrays”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 574–577, Jun. 1995.



- [16] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size", *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol.49, no. 10, pp. 1403–1410, Oct. 2001.
- [17] F. F. Dubrovka, S. Y. Martynyuk, "Wideband dual polarized planar antenna arrays", *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, vol. 1, pp. 91–96, Sept. 2003.
- [18] D. Cadoret, R. Gillard, A. Laisne, "A new reflectarray cell using microstrip patches loaded with slots", *Microwave Optical Technology Letters*, vol.44, no. 3, pp 270–272, Feb. 2005.
- [19] J. A. Zornoza, R. Leberer, J.A. Encinar, W. Menzel, "Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern", *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 54, no. 2, pp. 510–518, Feb. 2006.
- [20] M. R. Chaharmir, J. Shaker, H. Legay, "FSS-backed reflectarray with broadband squareloop cell elements for dualband application", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, 2008.
- [21] M. R. Chaharmir, J. Shaker, "Broadband reflectarray with combination of cross and rectangle loop elements", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 11, pp. 658–659, May. 2008.
- [22] M. R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, "Broadband dual-band linear orthogonal polarization reflectarray", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 1, pp 13–14, Jan. 2009.
- [23] D. Cadoret, "Etude de cellules déphaseuses imprimées combinant patchs et fentes - Application à la réalisation de réseaux réflecteurs simple couche", Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Thèse de Doctorat, 2006.
- [24] D. Cadoret, A. Laisne', R. Gillard, L. Le Coq, H. Legay, "Design and measurement of new reflectarray antenna using microstrip patches loaded with slot", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 11, May. 2005.
- [25] F. Venneri, S. Costanzo, G. Di Massa, "Design and Validation of a reconfigurable Single varactor-tuned reflectarray", *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 61, no. 2, pp 635-645, Feb. 2013.
- [26] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-Polarized and Polarization-Flexible Reflective Cells With Dynamic Phase Control", *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 58, no. 5, pp. 1494-1502, May. 2010.

- [27] C. Cheymol, T. Dousset, P. Dumon, M. Labeyrie, C. Renard, “A X-band electronically scanned reflectarray antenna for space telemetry”, *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [28] D. Pozar, “Bandwidth of reflectarrays”, *Electronics Letters*, vol. 39, 2003.
- [29] K. Y. Sze, L. Shafal, “Analysis of phase variation due to varying patch length in a microstrip reflectarray”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1134–1137, Jun. 1998.
- [30] J. Huang, “Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 582–585, Jun. 1995.
- [31] Capozzoli, A. Curcio, C. Delia, G. Liseno, A. Bresciani, and D. Legay, “Fast Phase-Only Synthesis of Faceted Reflectarrays”, *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [32] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, Y. Kimn, “An Offset-Fed X-Band Reflectarray Antenna Using a Modified Element Rotation Technique”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 60, no. 3, pp.1619-1624, Mar. 2012.
- [33] S. D. Targonski, D.M. Pozar, “Analysis and design of a microstrip Reflectarray using patches of variable size”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1820-1823, Jun. 1994.
- [34] D. M. Pozar, S. D. Targonski, “Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarray”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 45, no. 2, Feb. 1997.
- [35] J. Shaker, M. Cuhaci, “Planar reflector for LMCS applications”, *Electronics Letters*, vol. 35, no. 2, pp. 103-104, Jan. 1999.
- [36] J. Encinar , “Design of two layer printed reflectarrays using patches of variable size”, *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 49, no.10, Oct. 2001.
- [37] J. Encinar “Design of a Dual Frequency Reflectarray using Microstrip Stacked Patches of variable size”, *Electronics letters*, vol. 32, no. 12, Jun. 1996.
- [38] R. D. Javor, X. D. Wu, “Offset-fed microstrip reflectarray antenna”, *Electronics letters*, vol. 30, no. 17, Aug. 1994.
- [39] R. D. Javor, X. D. Wu, “Dual polarisation of microstrip reflectarray antenna”, *Electronics letters*, vol. 30, no. 13, Jun. 1994.

- [40] R. D. Javor, X. D. Wu, "Design and Performance of a Microstrip Reflectarray Antenna", *Electronics letters*, vol. 30, no. 13, Jun. 1994.
- [41] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches with Slots and Lines of Variable Length," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 820-825, March 2007.
- [42] P. M. Bafrooei, L. Shafai, "Characteristics of Single- and Double-Layer Microstrip Square-Ring Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 10, pp. 1633-1639, Oct. 1999.
- [43] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Switchable dual-band circularly polarised patch antenna with single feed", *Electronics Letters*, vol. 37, no. 16, Aug. 2001.
- [44] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Patch antenna with switchable slot (PASS): dual-frequency operation", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, no. 3, pp. 165-168, Nov. 2001.
- [45] H. Tosi, J. L. Dubard, J-M. Laheurte, "Modélisation d'une fente rayonnante reconfigurable a diode PIN par la méthode TLM", *JNM Journée Nationales Microondes*, 21-22-23 Mai 2003.
- [46] J. M. Laheurte, "Switchable CPW-fed slot antenna for multi-frequency operation", *Electronics letters*, vol. 37, no. 25, dec. 2001.
- [47] M. L. Oberhart, Y. T. Lo, "Simple method of experimentally investigating scanning microstrip antenna arrays phase-shifting devices", *Electronics Letters*, vol. 25, pp. 1042-1043, Aug. 1989.
- [48] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1280-1283, Jul. 1997.
- [49] A. Georgiadis, A. Collado, J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable Reflectarray Antennas", brevet d'invention n° 18744761, Déc. 2008.
- [50] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, pp. 650-655, May. 1998.
- [51] M. E. Cooley, J. F. Walker, D. G. Gonzalez, "Novel reflectarray element with variable phase characteristics", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 144, no. 2, pp. 149-151, Apr. 1997.

- [52] D. E. Heckaman, D. B. Kanaly, “Flat panel-configured electronically steerable phased array antenna having spatially distributed array of fanned dipole sub-arrays controlled by triode-configured field emission control devices”, *Brevet d’invention* no. US5835062, 1998.
- [53] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, X. Delestre, “Dual linearly-polarized unit-cells with nearly 2-bit resolution for reflectarray applications in X-band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 6042-6048, Dec. 2012.
- [54] R. Sorrentino, “Mems-based reconfigurable reflectarrays”, *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Edinburgh, Nov. 2007.
- [55] E. Girard, “Conception et simulation de cellules rayonnantes déphaseuses pour réseau réflecteur à polarisation circulaire”, *Thèse de Doctorat*, Nov. 2003.
- [56] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, H. Legay, and H. Aubert, “Mems breakdown effects on the radiation of a mems based reconfigurable reflectarray”, *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [57] M. Charrier, T. Dean, A. Ziaei, H. Legay, B. Pinte, R. Gillard, E. Girard, R. Moulinet, “Cellule déphaseuse pour antenne à réseau réflecteur», *Brevet d’invention* no. WO03001899, 2003.
- [58] G. le Ray, H. Himdi, “Frequency agile slot-fed patch antenna”, *Electronic Letters*, vol. 32, Janv.1996
- [59] L. Boccia, F. Venneri, “Experimental Investigation of a Varactor Loaded reflectarray antenna”, *IEEE Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pp. 69-73, Seattle, 2002.
- [60] S. B. Brown, J. J. Rawnick, “Fluid dielectric reflectarray”, *Brevet d’invention* no. US20050035916, 2005.
- [61] D. Pozar, T. Metzler, “Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size”, *Electronics Letters*, vol. 29, Apr. 1993.
- [62] M. Albooyeh, N. Komjani, “Circularly Polarized Element for Reflectarray Antennas”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, 2009.
- [63] G. Zhao, Y. Jiao, F. Zhang, F. Zhang, “A Subwavelength Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarrays”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, 2010.
- [64] Z. H. Wu, W. X. Zhang, Z. G. Liu, W. Shen, “Circularly polarised reflectarray with linearly polarised feed”, *Electronics letters*, vol. 41, no. 7, Mar. 2005.

- [65] L. Ren, Y. Jiao, F. Li, J. Zhao, G. Zhao, "A Dual-Layer T-Shaped Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarray With Linearly Polarized Feed", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, 2011.
- [66] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, "Development of a dual band circularly polarized microstrip reflectarray", *33rd European Microwave Conference*, vol. 3, pp. 1075-1078, Munich, Oct. 2003.
- [67] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, A. Sebak, "Circularly polarised reflectarray with cross-slot of varying arms on ground plane", *Electronics letters*, vol. 38, no. 24. Nov. 2002.
- [68] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 650-656, May. 1998.
- [69] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, "Reflective Antenna Arrays Based on Shorted Ring Slots", *IEEE Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1379-1382, Phoenix, May. 2001.
- [70] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, "An X-Band Circularly Polarized Reflectarray Using Split Square Ring Elements and the Modified Element Rotation Technique", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2008.
- [71] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, "Design and Measurement of a circularly polarized Ka-band reflectarray antenna", *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [72] B. Strassner, C. Han, K. Chang, "Circularly Polarized Reflectarray With Microstrip Ring Elements Having Variable Rotation Angles", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 4, Apr. 2004.
- [73] M. Zhao, G. Zhang, X. Lei, J. Wu, J. Shang, "Design of New Single-Layer Multiple-Resonance Broadband Circularly Polarized Reflectarrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 356-359, 2013.
- [74] S. Adel, "A novel microstrip rotting cell for CP-reflectarray applications", H. Hammad, *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Jan. 2013
- [75] S. Malfajani, Z. Atlasbaf, "Design and Implementation of a Broadband Single Layer Circularly Polarized Reflectarray Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 973-976, 2012.

- [76] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, K. Chang, “A C/Ka Dual Frequency Dual Layer Circularly Polarized Reflectarray Antenna With Microstrip Ring Elements”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2871–2876, Nov. 2004.
- [77] J. Huang, C. Han, K. Chang, “A Cassegrain Offset-Fed Dual-Band Reflectarray”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2006.
- [78] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, “Experimental Demonstration of a Single Layer Tri-band Circularly Polarized Reflectarray”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2010.
- [79] J.H. Wang, “Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 1, Jan. 1983.
- [80] H. Phelan, “Spiralphase, a new low cost, lightweight phased array”, *Microwave journal*, pp. 41-44, Dec. 1976.
- [81] M. Inam, M. Y. Ismai, “Integration of PIN diodes with slot embedded patch elements for active reflectarray antenna design”, *1st International Symposium on Telecommunication Technologies*, pp. 151 – 155, 26-28 Nov. 2012,
- [82] E. Carrasco, M. Barba, J. A. Encinar, “X-Band Reflectarray Antenna With Switching-Beam Using PIN Diodes and Gathered Elements”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 5700-5708, Dec. 2012.
- [83] E. Carrasco, M. Arrebola, M. Barba, J. A. Encinar, “Shaped-Beam Reconfigurable Reflectarray with Gathered Elements in an Irregular Lattice for LMDS Base Station”, *Proceedings of the 5<sup>th</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Rome, Italy, 11-15 Apr. 2011.
- [84] S. Montori, F. Cacciamani, C. Tomassoni, L. Marcaccioli, R. Vincenti Gatti, “Novel 1-bit Elementary Cell for Reconfigurable”, *Proceedings of the 8th European Radar Conference*, Manchester, Angleterre, Oct. 2011.
- [85] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, N. A. Martynyuk, “Reflectarray Based on Three-Bit Spatial Phase Shifters: Mathematical Model and Technology of fabrication”, *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [86] S. V. Hum, G. McFeetors, M. Okoniewski, “Integrated MEMS reflectarray elements,” *Proceedings of the 1<sup>st</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Nice, France, Nov. 2006.

- [87] H. Legay, Y. Cailloce, O. Vendier, G. Caille, J. Perruisseau-Carrier, M. Lati, J. P. Polizzi, U. Oestermann, P. Pons, N. Raveu, “Satellite antennas based on MEMS tunable reflectarrays”, *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Edinburgh, Nov. 2007.
- [88] J. Perruisseau-Carrier, A. Skrivervik, “Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360 phase range”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 138–141, 2008.
- [89] R. Sorrentino, R. Vincenti, L. Marcaccioli, “Recent advances on millimetre wave reconfigurable reflectarrays”, *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.
- [90] O. Bayraktar, O. Aydin, T. Akin, “Beam Switching Reflectarray with MEMS Controls”, *Proceedings of the 4<sup>th</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Barcelona, Apr. 2010.
- [91] E. Carrasco, M. Barba, B. Reig, J. A. Encinar, P. L. Charvet, “Demonstration of a gathered element for reconfigurable-beam reflectarrays based on ohmic MEMS”, *Proceedings of the 5<sup>th</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Rome, Italy, 11-15 Apr. 2011.
- [92] O. Bayraktar, O. A. Civi, T. Akin, “Beam switching reflectarray monolithically integrated with RF MEMS switches”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 854–862, Feb. 2012
- [93] B. Subbarao, V. Srinivasan, V.F. Fusco, R. Cahill, “Element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications”, *IEE Proc-Microw. Antennas Propag.*, vol. 151, no. 4, Aug. 2004.
- [94] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, O. A. Civi, “Proof of concept of a dual-band circularly-polarized RF MEMS beam-switching reflectarray”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5451-5455, Nov. 2012.
- [95] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, N. A. Martynyuk, “Spiralphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 1, Jan. 2004.
- [96] A.E. Martynyuk, J. I. Lopez, J. R. Cuevas, Y. K. Sydoruk, “Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest*, vol. 2, pp. 573-576, 2005

- [97] R. Pierrot, “Éléments résonnants en polarisation circulaire et réflecteur semi-transparent composé de ces éléments”, brevet d'invention n° 1.512.598, 1966.
- [98] V.F. Fusco, B. Nair, “Circular polarisation selective surface characterisation and advanced applications”, *IEEE Proc-Microw. Antennas Propag*, vol. 153, no. 3, pp. 247-252, Jun. 2006.
- [99] W. V. Tilston, “Polarization selective surface for circular polarization”, brevet d'invention n° 5.053.758, 1991.
- [100] G. A. Morin, “A Circular Polarization Selective Surface Made of Resonant Helices”, Defense research establishment , report no. 1269, Ottawa, , Nov. 1995.
- [101] J. E. Roy, L. Shafai, “Reciprocal circular-polarization selective surface”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 6, pp. 18-33, Dec. 1996.
- [102] G. Morin, “Circular polarization selective surface made of resonant spirals”, brevet d'invention n° 5.280.298, Jan. 1994.
- [103] E. Girard, R. Moulinet, R. Gillard, “An FDTD optimization of a circularly polarized reflectarray unit cell”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3 pp. 136-139, Jun. 2002.
- [104] *Datasheet* PIN diode MA4GP905.
- [105] *Datasheet* PIN diode MESTGFC1025.
- [106] R. Pereira, “Conception d’une cellule déphaseuse active bipolarisation pour réseau réflecteurs en bande X”, *Thèse de Doctorat*, Jan. 2011.
- [107] J. Montgomery, “Scattering by an Infinite Periodic Array of Microstrip Elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 6, pp. 850-854, November 1978.
- [108] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, “Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of printed Dipoles,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 6, pp. 602-610, Jun. 1984.
- [109] B. Sanadgol, O. Litschke and K. Solbach, “Method to predict scan blindness in printed planar phased arrays,” *Proceedings of the 3<sup>rd</sup> European Conference Antennas and Propag.*, Berlin, Germany, 23-27 Mar. 2009.



[110] H. Legay, “Synthèse sur les antennes à réseau réflecteurs,” JNM Journée Nationales Microondes, 18-20 Mai 2011.

[111] M. Antolin, R. Gillard, B. Le Lepvrier, “Dossier de conception d’un simulateur de reflectarray,” *Stage de fin d’études*, 5<sup>ème</sup> Année de l’INSA, Rennes, 2012.

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes

**Nom Prénom de l'auteur : MENER SIMON**

**Membres du jury :**

- Monsieur DOUSSET Thierry
- Monsieur GILLARD Rachid
- Monsieur SAULFAU Ronan
- Monsieur MONEDIERE Thierry
- Madame MIGLIACCIO Claire
- Monsieur HÉLIER Marc
- Monsieur BELLION Anthony
- Monsieur POTIER Patrick

Président du jury : *Marc HÉLIER*

Date de la soutenance : 26 Novembre 2013

Reproduction de la these soutenue

- Thèse pouvant être reproduite en l'état  
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 26 Novembre 2013

Signature du président de jury

La Directeur,  
M'hamed DRISSI

