



**HAL**  
open science

# Etude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V

François David

► **To cite this version:**

François David. Etude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V. Electronique. Université de Limoges, 2017. Français. NNT : 2017LIMO0095 . tel-01717852

**HAL Id: tel-01717852**

**<https://theses.hal.science/tel-01717852v1>**

Submitted on 26 Feb 2018

**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.

**Université de Limoges**

**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information,  
Mathématiques (ED 521)**

Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252

Thèse pour obtenir le grade de

**Docteur de l'Université de Limoges**

Discipline : Electronique des hautes fréquences – Micro et nano structures pour les télécoms

Présentée et soutenue par

**François DAVID**

Le 14 décembre 2017

**Etude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de  
qualité pour applications en bande Q/V**

Thèse dirigée par Claire DALMAY, Matthieu CHATRAS et Pierre BLONDY

**JURY :**

Président du jury

M. Dominique CROS, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Christian PERSON, Professeur, Telecom Bretagne

M. Jorge Daniel MARTINZ-PEREZ, Professeur, Université Polytechnique de Valence

Examineurs

M. Ludovic CARPENTIER, Ingénieur, CNES

M. Lilian MESTHE, Ingénieur, Thales Alenia Space

M. Nicolas DELHOTE, Maitre de conférences, Université de Limoges

Mme. Claire DALMAY, Maitre de conférences, Université de Limoges

M. Matthieu CHATRAS, Professeur, Université de Limoges

Invités

M. Anthony GHIOTTO, Maitre de Conférences, Université de Bordeaux

M. Pierre BLONDY, Professeur, Université de Limoges





*Ce n'est qu'en essayant continuellement que l'on finit par réussir  
Ou, en d'autres termes : plus ça rate, plus on a de chance que ça marche ...*  
**Proverbe Shadock**



## Remerciements

---

Ces travaux sont nés d'une collaboration entre l'institut XLIM, le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et Thales Alenia Space.

Je tiens tout d'abord à remercier Dominique BAILLARGEAT pour m'avoir accueilli au sein de l'institut XLIM et m'avoir permis de mener à bien cette thèse.

J'adresse un remerciement particulier à mes encadrants : Pierre BLONDY, Claire DALMAY et Matthieu CHATRAS qui ont encadré mon travail et qui m'ont apporté leurs conseils et leur aide tout au long de ma thèse.

Aussi, je tiens à remercier Christian PERSON et Jorge Daniel MARTINEZ-PEREZ, pour s'être joint aux membres du jury, mais aussi pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture de ce mémoire et aux corrections qu'ils ont apporté. Je remercie tous les membres du jury pour avoir pris le temps de se déplacer et d'assister à la soutenance de cette thèse.

Je remercie le CNES et Thales Alenia Space pour avoir cofinancé mes travaux de recherche. Merci à Ludovic CARPENTIER, chargé de suivre l'avancement de cette thèse pour le CNES, Lilian MESTHE et Olivier VENDIER pour avoir suivi mon avancement pour Thales Alenia Space.

Un grand merci à Cyril GUINES pour sa disponibilité et ses conseils lors des phases de fabrication en salle blanche. Je remercie aussi Damien PASSERIEUX pour sa patience et sa minutie lors des mesures des composants fabriqués. Je remercie aussi Christophe LOUOT pour les cafés, Maxime AGATY, Ling Yan ZANG et Fabien ROUBEAU avec qui j'ai partagé de nombreuses heures de fabrication en salle blanche, et tous les doctorants et permanents de XLIM que j'ai côtoyé durant cette thèse.

Je souhaite également remercier ma famille et mes amis pour m'avoir soutenu durant ces trois années de thèses.

Cette thèse a été une très belle expérience, parsemée de défis, de moments difficiles, mais aussi de belles opportunités. Un grand merci à ma chérie, Mélanie BAUBIAS, qui a toujours été là dans les moments difficiles, et sans qui mes rapports et mes présentations contiendraient un peu plus de fautes d'orthographe.

## Droits d'auteurs

---

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



## Sommaire

---

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Remerciements .....</b>   | <b>5</b>  |
| <b>Droits d’auteurs.....</b>   | <b>6</b>  |
| <b>Sommaire .....</b>  | <b>7</b>  |
| <b>Introduction générale.....</b>  | <b>13</b> |
| <b>Chapitre I. Evolution des systèmes de communications spatiaux et des composants hyperfréquences passifs .....</b> | <b>17</b> |
| I. Introduction.....   | 19        |
| II. Caractéristiques des lignes de transmission.....   | 21        |
| II.1. Lignes de transmission .....   | 22        |
| II.1.1. Modélisation d’une ligne de transmission TEM.....  | 22        |
| II.1.2. Les différents types de lignes de transmission.....  | 23        |
| II.1.2.1. Lignes micro-ruban.....  | 23        |
| II.1.2.2. Ligne coplanaire.....  | 25        |
| II.1.2.3. Guide d’ondes.....   | 25        |
| II.1.2.4. Ligne coaxiale.....  | 26        |
| II.1.2.5. Conclusion .....   | 27        |
| II.2. Les pertes dans les composants passifs.....  | 27        |
| II.2.1. Les pertes métalliques.....  | 28        |
| II.2.2. Les pertes diélectriques.....  | 29        |
| II.2.3. Les pertes par rayonnement .....   | 29        |
| II.2.4. Les pertes dues à la rugosité métallique .....   | 29        |
| II.2.5. Approche pour minimiser les pertes .....   | 30        |
| II.3. Facteur de qualité.....  | 31        |
| III. Technologies disponibles pour les applications millimétriques .....   | 32        |
| III.1. Introduction .....  | 32        |
| III.2. Technologies volumiques.....  | 33        |
| III.2.1. Technologie SIW .....   | 33        |
| III.2.2. Micro-usinage.....  | 35        |
| III.2.3. Fabrication additive .....  | 36        |
| III.2.3.1. Principe .....  | 37        |
| III.2.3.2. Extrusion de matériaux.....   | 38        |
| III.2.3.3. Stéréo-lithographie.....  | 41        |
| III.2.3.4. Impression par jet d’encre.....   | 43        |
| III.2.3.5. Fusion de poudre.....   | 44        |
| III.2.4. Micro-fabrication additive.....   | 45        |
| III.3. Choix de la micro-fabrication additive.....   | 47        |
| IV. Procédés de micro-fabrication additive existants.....  | 48        |
| IV.1. Procédé EFAB.....  | 48        |
| IV.2. Procédé Polystrata.....  | 49        |
| V. Technologies de fabrication disponibles à XLIM .....  | 50        |
| V.1. Photolithographie .....   | 51        |
| V.2. Techniques d’ajout et de retrait de matériaux métalliques .....   | 52        |
| V.2.1. Pulvérisation cathodique.....   | 52        |
| V.2.2. Evaporation thermique par faisceau d’électron .....   | 53        |



|   |           |
|---|-----------|
| V.2.3. Electrolyse .....  | 54        |
| V.2.4. Gravure humide .....   | 54        |
| VI. Conclusion.....   | 55        |
| <b>Chapitre II. Réalisation de lignes coaxiales rectangulaires.....</b>       | <b>57</b> |
| I. Introduction.....  | 59        |
| II. Caractéristiques d'une ligne coaxiale rectangulaire .....                 | 62        |
| II.1. Caractéristiques.....   | 62        |
| II.1.1. Structure.....  | 62        |
| II.1.2. Impédance caractéristique.....  | 63        |
| II.1.3. Fréquence de coupure des modes supérieurs .....                       | 64        |
| II.1.4. Atténuation linéique.....   | 65        |
| II.2. Choix des matériaux .....   | 66        |
| II.2.1. Approche électrique .....   | 66        |
| II.2.2. Etude mécanique.....  | 67        |
| II.2.2.1. <i>Approche thermique</i> .....                                     | 67        |
| II.2.2.2. <i>Approche mécanique</i> .....                                     | 68        |
| II.3. Dimensionnement de la ligne .....                                       | 71        |
| II.3.1. Facteur d'échelle.....  | 72        |
| II.3.2. Influence des épaisseurs d'air horizontale $g$ et verticale $h$ ..... | 72        |
| II.3.3. Influence de la largeur de ligne suspendue $w$ .....                  | 73        |
| II.3.4. Conclusion concernant le choix des dimensions d'une ligne .....       | 74        |
| II.3.5. Validation du design .....  | 74        |
| II.4. Maintien de la ligne de transmission .....                              | 77        |
| II.4.1. Maintien uniforme avec diélectrique .....                             | 78        |
| II.4.1.1. <i>Répartition uniforme du diélectrique</i> .....                   | 78        |
| II.4.1.2. <i>Diélectrique dans la moitié inférieure</i> .....                 | 79        |
| II.4.2. Eléments de maintien periodique.....                                  | 80        |
| II.4.2.1. <i>Plots de maintien diélectrique</i> .....                         | 80        |
| II.4.2.2. <i>Bandes en diélectriques</i> .....                                | 81        |
| II.4.2.3. <i>Plots de maintien métalliques</i> .....                          | 82        |
| II.4.3. Conclusion .....  | 84        |
| III. Réalisation des lignes coaxiales rectangulaires.....                     | 85        |
| III.1. Architecture retenue .....   | 85        |
| III.2. Procédé de fabrication .....   | 86        |
| III.2.1. Règles de fabrication .....  | 86        |
| III.2.2. Choix des matériaux .....  | 86        |
| III.2.2.1. <i>Résine</i> .....  | 86        |
| III.2.2.2. <i>Conducteurs métalliques</i> .....                               | 88        |
| III.2.2.3. <i>Substrat</i> .....  | 88        |
| III.2.3. Description du procédé de fabrication.....                           | 88        |
| III.2.3.1. <i>Métal 1</i> .....   | 88        |
| III.2.3.2. <i>Résine 1</i> .....  | 89        |
| III.2.3.3. <i>Métal 2</i> .....   | 90        |
| III.2.3.4. <i>Résine 2</i> .....  | 91        |
| III.2.3.5. <i>Métal 3</i> .....   | 91        |
| III.2.3.6. <i>Libération</i> .....  | 92        |
| III.2.4. Dimensionnement de la ligne et simulations.....                      | 92        |

|   |            |
|---|------------|
| III.2.4.1. Distance entre les piliers $l_p$ .....                             | 93         |
| III.2.4.2. Ouverture autour des piliers métalliques .....                     | 95         |
| III.2.5. Résultats de fabrication .....                                       | 96         |
| III.2.5.1. Les lignes fabriquées .....  | 96         |
| III.2.5.1. Points à améliorer .....   | 97         |
| III.3. Mesures et analyses .....  | 98         |
| III.3.1. Mesures entre 10 MHz et 67 GHz .....                                 | 98         |
| III.3.2. Mesures entre 110 GHz et 170 GHz.....                                | 99         |
| III.3.3. Analyses .....   | 100        |
| III.3.3.1. Permittivité effective.....  | 100        |
| III.3.3.2. Atténuation linéique.....  | 100        |
| III.3.3.3. Impédance caractéristique .....                                    | 101        |
| III.3.4. Rétro-simulations .....  | 102        |
| III.3.4.1. Forme du blindage .....  | 102        |
| III.3.4.2. Structures métalliques .....                                       | 103        |
| III.3.4.3. Pertes des accès de mesure .....                                   | 104        |
| III.3.4.4. Influence des trous dans le blindage .....                         | 105        |
| III.3.4.5. Estimation des performances maximales envisageables .....          | 106        |
| IV. Conclusion.....   | 107        |
| <b>Chapitre III. Réalisation de filtres passe-bande à cavités d'air .....</b> | <b>109</b> |
| I. Introduction.....  | 111        |
| II. Principe des filtres .....  | 111        |
| II.1. Fonctionnement .....  | 111        |
| II.2. Technologies de filtres existants.....                                  | 112        |
| II.2.1. Filtres planaires.....  | 112        |
| II.2.1.1. Filtres planaires sur substrats .....                               | 112        |
| II.2.1.2. Filtres à membrane suspendue .....                                  | 112        |
| II.2.1.3. Filtres BAW/SAW.....  | 113        |
| II.2.2. Filtres volumiques.....   | 113        |
| II.2.2.1. Filtres à cavités métalliques .....                                 | 113        |
| II.2.2.2. Filtre à résonateurs diélectriques.....                             | 114        |
| II.2.3. Résumé des différentes technologies existantes .....                  | 115        |
| II.3. La micro-fabrication additive appliquée aux filtres volumiques .....    | 115        |
| III. Cavité résonante à base de guide d'ondes .....                           | 118        |
| III.1. Fonctionnement.....  | 118        |
| III.2. Fréquence de résonance.....  | 118        |
| III.3. Facteur de qualité à vide d'une cavité résonante .....                 | 119        |
| III.4. Excitation de la cavité .....  | 121        |
| III.5. Mode $TE_{101}$ dans une cavité résonante .....                        | 122        |
| IV. Filtre passe-bande à cavités résonantes .....                             | 123        |
| IV.1. Modélisation d'un filtre passe-bande .....                              | 123        |
| IV.2. Matrice de couplage .....   | 124        |
| IV.3. Couplage externe.....   | 125        |
| IV.4. Couplage inter-résonateurs.....   | 126        |
| V. Synthèse d'un filtre passe-bande à deux pôles à 38 GHz.....                | 129        |
| V.1. Architecture des filtres .....   | 129        |
| V.2. Définition du gabarit.....   | 130        |

|  |            |
|--|------------|
| V.3. Dimensionnement de la cavité résonante à 38 GHz .....                                 | 131        |
| V.4. Couplage extérieur.....   | 131        |
| V.5. Couplage inter-résonateurs .....  | 132        |
| V.6. Simulation du filtre.....   | 133        |
| VI. Fabrication et mesures des composants .....  | 134        |
| VI.1. Procédé de fabrication.....  | 134        |
| VI.1.1. Electrolyses successives de cuivre .....   | 134        |
| VI.1.2. Présentation du procédé de fabrication .....                                       | 136        |
| VI.2. Mesure des composants fabriqués.....   | 137        |
| VI.2.1. Cavité résonante découplée à 38 GHz.....   | 137        |
| VI.2.2. Filtre passe-bande à deux pôles à 38 GHz .....                                     | 138        |
| VI.2.3. Filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz .....                                       | 139        |
| VI.2.4. Récapitulatif des dimensions des composants fabriqués.....                         | 141        |
| VI.3. Rétro-simulations .....  | 143        |
| VI.3.1. Décalage en fréquence .....  | 143        |
| VI.3.2. Rétro-simulations .....  | 144        |
| VI.3.3. Utilisation du modèle de rétro-simulation.....                                     | 146        |
| VI.4. Analyse des pertes.....  | 147        |
| VII. Conclusion .....  | 149        |
| <b>Chapitre IV. Perspectives .....</b>   | <b>151</b> |
| I. Introduction.....   | 153        |
| II. Amélioration du procédé de fabrication des filtres à cavités d'air .....               | 153        |
| II.1. Choix du nouveau procédé de fabrication .....  | 153        |
| II.2. Procédé de fabrication .....   | 154        |
| II.2.1. Résine négative AZ-125-nXT.....  | 154        |
| II.2.2. Description du nouveau procédé de fabrication.....                                 | 155        |
| II.3. Composants fabriqués avec ce nouveau procédé de fabrication.....                     | 155        |
| III. Validation des composants pour les normes spatiales.....                              | 157        |
| III.1. Normes utilisées dans le spatial.....   | 157        |
| III.2. Notion de résistance des matériaux .....  | 157        |
| III.3. Etude mécanique .....   | 160        |
| III.3.1. Cas statique.....   | 160        |
| III.3.1.1. Ligne coaxiale rectiligne .....   | 160        |
| III.3.1.2. Cavité résonante.....   | 161        |
| III.3.2. Résistance aux vibrations .....   | 162        |
| III.3.2.1. Cavités résonantes.....   | 163        |
| III.3.2.2. Ligne coaxiale rectiligne.....  | 164        |
| III.4. Etude thermique .....   | 164        |
| III.4.1.1. Ligne coaxiale rectangulaire.....   | 164        |
| III.4.1.2. Cavité résonante.....   | 166        |
| III.5. Conclusion.....   | 167        |
| IV. Perspectives.....  | 167        |
| IV.1. Fabrication de lignes coaxiales rectangulaires .....                                 | 167        |
| IV.2. Autres composants pouvant être réalisés avec le nouveau procédé de fabrication ..... | 169        |
| IV.2.1. Antennes patch à air .....   | 169        |
| IV.2.2. Antennes à fente .....   | 171        |
| V. Conclusion.....   | 172        |

|  |            |
|--|------------|
| <b>Liste des publications .....</b>  | <b>179</b> |
| <b>Références bibliographiques .....</b>   | <b>181</b> |
| <b>Annexe 1 : Equations de transformation des paramètres S en paramètres ABCD .....</b>                  | <b>189</b> |
| <b>Etude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V .....</b> | <b>190</b> |



# Introduction générale



Le monde des télécommunications est en constante évolution, confronté à une demande toujours plus grande en matière de débit des données et de miniaturisation des composants. Ce phénomène s'est fortement accéléré récemment avec l'apparition des smartphones, des objets connectés et des applications embarquées. Une grande part de ces flux de données transite par les systèmes de communications spatiaux, ce qui entraîne une surcharge du spectre électromagnétique actuellement utilisé par les satellites. Ainsi, les systèmes de télécommunications mobiles utilisant la norme dite 4G ont besoin d'une bande de fréquence plus large que les générations précédentes, et la norme 5G est déjà en cours de préparation avec des débits encore plus importants. Aussi, nous pouvons supposer que le développement des futurs projets de constellations de satellites pour fournir un accès internet à haut débit à n'importe quel endroit de la planète va accroître encore l'encombrement du spectre de fréquences utilisé par les télécommunications spatiales.

La multiplication de ces flux de données et l'augmentation croissante des débits sur les réseaux de communications satellitaires a conduit les industriels à repenser le futur des télécommunications spatiales. Ainsi, on prévoit une migration des bandes de fréquences de ces communications spatiales des bandes Ku à Ka (entre 12 et 40 GHz) vers les bandes Q (entre 33 et 50 GHz) et V (entre 50 et 75 GHz), élargissant le spectre disponible pour les applications télécoms et améliorant le débit de ces télécommunications.

Enfin, le domaine des télécommunications spatiales n'est pas épargné par la compétitivité. En effet, l'arrivée de constellations de nombreux satellites implique une utilisation à plus grande échelle des composants destinés au secteur du spatial. Ainsi, pour pouvoir être compétitifs, les futurs composants pour les télécoms spatiales devront être peu onéreux et très performants.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif est de réaliser des composants électroniques passifs utilisés dans les systèmes de télécommunications spatiales, qui répondent à cette nouvelle problématique de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, la miniaturisation et la réduction des coûts de fabrication. Pour cela, nous étudierons et développerons une technologie de réalisation de lignes micro-coaxiales rectangulaires à air.

Nous aborderons cette problématique de façon détaillée dans le premier chapitre. Cela nous permettra de définir la démarche appropriée pour la résoudre. Dans le domaine des hyperfréquences, de nombreux composants passifs sont réalisés à partir de sections de lignes de transmissions. Ainsi, nous analyserons dans un premier temps les différents types de lignes de transmission utilisées pour les applications millimétriques et leurs caractéristiques, démontrant ainsi l'intérêt des lignes coaxiales rectangulaires à air. Ensuite, nous nous intéresserons aux différentes technologies de fabrication permettant de réaliser des composants passifs hyperfréquences. Cela nous permettra de déterminer laquelle est la plus appropriée pour répondre à la problématique. Enfin, nous verrons les technologies



de fabrication disponibles au sein du laboratoire XLIM pour fabriquer des lignes micro-coaxiales rectangulaires à air.

Le second chapitre concerne l'étude et la fabrication de lignes de transmission micro-coaxiales rectangulaires à air. Nous commencerons par introduire le principe de ce type de ligne de transmission, l'état de l'art de cette technologie et les caractéristiques de ces lignes. Ensuite, nous présenterons la démarche qui a été proposée afin de pouvoir réaliser ce type de composant. Enfin, nous verrons la manière dont les lignes ont été fabriquées ainsi que les résultats de leur caractérisation.

Le troisième chapitre s'articule autour du développement de composants de filtrage à partir des résultats obtenus dans le chapitre II, en utilisant un procédé de fabrication modifié pour les filtres à cavités résonantes. Nous commencerons par étudier les différentes technologies utilisées pour réaliser des filtres. Puis, nous expliquerons le principe de fonctionnement d'un filtre appliqué à la technologie volumique à air retenue. Enfin, nous verrons la manière dont ces composants ont été fabriqués ainsi que les résultats de leurs mesures.

Pour finir, un quatrième chapitre proposera des perspectives de recherche pour continuer ces travaux. Nous y aborderons une amélioration du procédé de fabrication, utilisé dans le troisième chapitre, dans le but de réaliser des composants encore plus performants. Nous analyserons ensuite la résistance des composants fabriqués dans les deuxième et troisième chapitres par rapport aux contraintes de l'environnement spatial. Enfin, nous proposerons quelques exemples de composants pouvant être réalisés avec ce procédé de fabrication.

# Chapitre I.

Evolution des systèmes de  
communications spatiaux et des  
composants hyperfréquences passifs



## I. Introduction

Le domaine des télécommunications spatiales est en pleine expansion depuis plusieurs années. L'explosion des applications mobiles embarquées et la démocratisation des smartphones en sont en partie responsables. Ainsi, la demande en termes de bande de fréquence et de débit ne cesse de croître, ce qui pousse les fabricants de satellites à trouver des solutions afin d'éviter une saturation du spectre électromagnétique (Tableau I-1).

Tableau I-1 : Répartition fréquentielle des bandes millimétriques

| Nom de bande | Gamme de fréquences |
|--------------|---------------------|
| L            | 1 – 2 GHz           |
| S            | 2 – 4 GHz           |
| C            | 4 – 8 GHz           |
| X            | 8 – 12 GHz          |
| Ku           | 12 – 18 GHz         |
| K            | 18 – 26 GHz         |
| Ka           | 26 – 40 GHz         |
| Q            | 33 – 50 GHz         |
| U            | 40 – 60 GHz         |
| V            | 50 – 75 GHz         |
| W            | 75 – 110 GHz        |
| D            | 110 – 170 GHz       |
| G            | 110 – 300 GHz       |

Cette tendance n'est pas nouvelle. En effet, le marché des satellites de télécommunications a déjà subi une transformation il y a quelques années avec une migration des systèmes mono-faisceau utilisant les bandes de fréquence C et Ku vers des systèmes multifaisceaux en bande Ka [1]. Ainsi, le débit des télécommunications spatiales est passé d'environ 2-3 Mbps<sup>1</sup> sur la bande Ku en 2005 à 10-20 Mbps en bande Ka multifaisceaux en 2010, et il est estimé à 100 Mbps en 2020 toujours sur bande Ka.

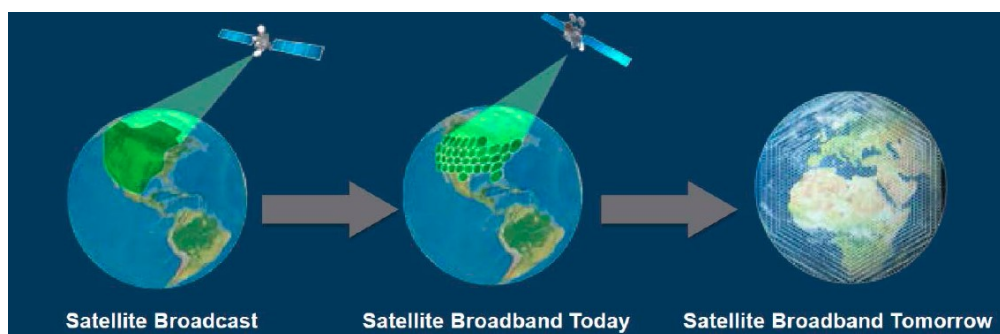


Figure I.1 : Evolution des transmissions par satellites [2]

<sup>1</sup> Mégabit par seconde

Devant la forte demande en matière de nouvelles applications télécoms, de l'augmentation des débits et de la saturation du spectre électromagnétique, les industriels se tournent vers l'utilisation de bandes de fréquences supérieures à la bande Ka. C'est dans ce contexte que le premier test de visio-conférence par satellite a eu lieu en Italie en 2015 en utilisant la bande de fréquence Q/V de la charge utile « Aldo Paraboni » embarquée sur le satellite Alphasat [3]. Les industriels se dirigent donc vers l'utilisation des bandes Q à V, voire au-delà, pour les futures télécommunications spatiales. Cette montée en fréquences entraîne un impact sur les composants dédiés aux télécommunications. En effet, une augmentation de la fréquence implique une diminution de la longueur d'onde et donc une diminution de la taille des composants. Ainsi, leur fabrication devient plus complexe alors que le coût attendu diminue. Les futurs composants électroniques dédiés aux télécommunications spatiales devront donc répondre à ces deux contraintes.

Une autre tendance dans le domaine du spatial est la diminution progressive du prix du Gbps<sup>2</sup>. Le graphique présenté en Figure I.2 montre une décroissance presque exponentielle du prix du Gbps avec le temps et les nouvelles versions de satellite. Ces valeurs tiennent compte des prix du satellite, du lancement, de l'assurance, etc. Un des moyens pour réduire ce prix est de réduire la masse du satellite. En effet, le coût de lancement sur Ariane 5 est compris entre 10 000 € et 20 000 € par kilogramme en fonction de l'orbite visée. Ainsi, en augmentant les fréquences des télécommunications spatiales, la taille et la masse des composants sont réduites, et donc le coût de lancement du satellite l'est également. La charge utile d'un satellite est aussi composée d'éléments destinés au stockage de l'énergie. En concevant des composants électroniques plus performants, la consommation énergétique du satellite serait plus faible, entraînant une diminution de la masse des batteries et des panneaux solaires.

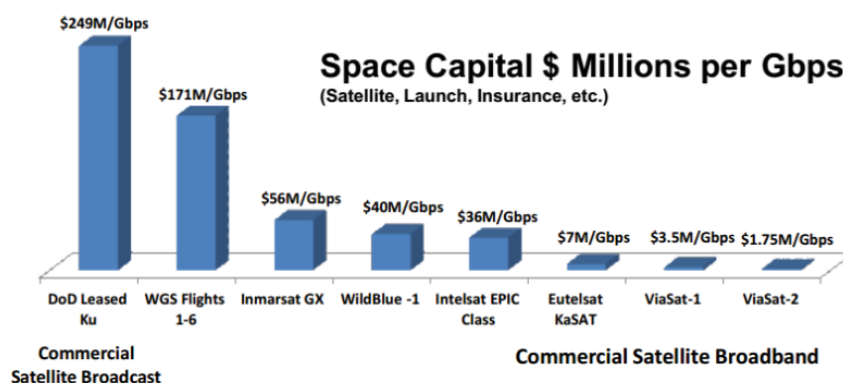


Figure I.2 : Evolution du prix du Gbps en millions de dollars en fonction des versions de satellite [4]

Enfin, la dernière tendance du spatial est illustrée par la Figure I.3 qui montre l'évolution du nombre de commandes de satellites commerciaux. Hormis un nombre de commandes constant pour les satellites géostationnaires, le nombre de commandes de satellites non-géostationnaires est en

<sup>2</sup> Gigabit par seconde

augmentation, avec un pic en 2016 et une forte croissance pour l'horizon 2020. Cela s'explique par l'arrivée des constellations de satellites. Le projet Oneweb de Qualcomm et Airbus Defense and Space illustre bien cette dernière tendance dans le domaine du spatial [5]. Il consiste à mettre en orbite basse une constellation de 900 microsattelites, redéfinissant la conception du satellite. Un satellite classique est conçu sur mesure et embarque la pointe de la technologie. Il est prévu pour fonctionner une dizaine d'années avec des instruments reconfigurables afin d'anticiper des changements de fréquences des communications futures. Cette approche est différente avec la constellation de satellite : il s'agit de construire une grande quantité de satellite en un temps record, avec une durée de vie plus faible, tout en étant compétitif. Les composants électroniques embarqués devront donc répondre à une autre problématique : avoir un coût de fabrication faible.

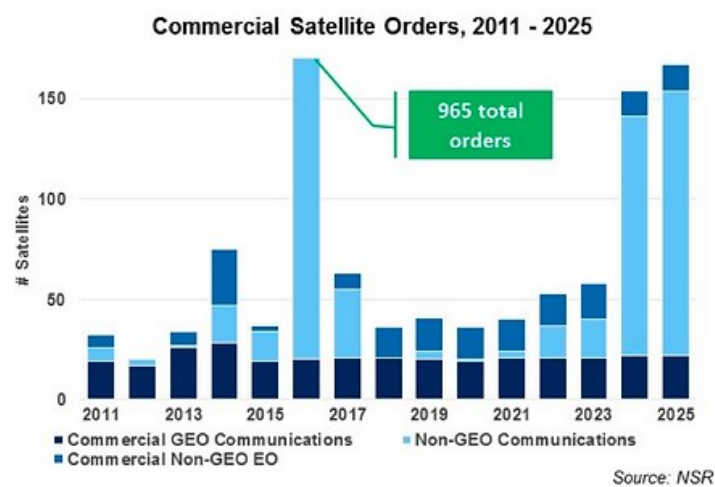


Figure I.3 : Evolution des commandes de satellites [6]

Ainsi, les contraintes actuelles des télécommunications spatiales sont de réaliser des composants plus petits, plus performants, protégés des perturbations EM<sup>3</sup> et cela à moindre coût.

Dans ce premier chapitre, nous verrons d'abord comment traduire ces contraintes du spatial en contraintes technologiques. Ensuite, nous étudierons les différents moyens de fabriquer des composants électroniques passifs performants répondant à cette problématique. Nous présenterons enfin la solution retenue dans le cadre de ces travaux.

## II. Caractéristiques des lignes de transmission

Nous avons vu dans l'introduction que l'un des enjeux de ces travaux est de réaliser des composants plus performants électriquement et consommant moins d'énergie. Pour cela, nous verrons d'abord les différents types de ligne de transmissions existants ainsi que les pertes énergétiques associées. Enfin, nous aborderons la notion de facteur de qualité qui quantifie les performances des composants, et donc leur consommation d'énergie.

<sup>3</sup> Electromagnétique

## II.1. Lignes de transmission

### II.1.1. Modélisation d'une ligne de transmission TEM

On peut modéliser une ligne de transmission par le modèle des télégraphistes constituée par une succession de tronçons élémentaires de longueur  $dx$ , définis par le schéma de la Figure I.4. Les éléments en série  $R$  et  $L$  correspondent respectivement à la résistance linéique en  $\Omega.m^{-1}$  et à l'inductance linéique en  $H.m^{-1}$ . Ils représentent les pertes dans les conducteurs résistifs et l'opposition du conducteur à une variation de courant. Les éléments en parallèle  $C$  et  $G$  modélisent respectivement la capacitance linéique en  $F.m^{-1}$  qui révèle le couplage entre conducteurs et la conductance linéique liée aux pertes à travers le diélectrique en  $S.m^{-1}$ .

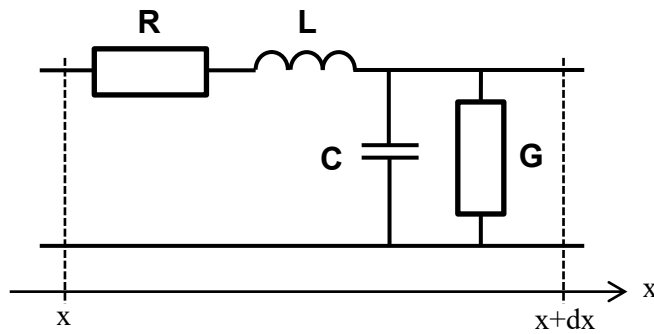


Figure I.4 : Modèle d'une ligne de transmission

Les principales caractéristiques d'une ligne de transmission sont définies par son impédance caractéristique  $Z_C$ , sa constante de propagation  $\gamma$  et sa vitesse de phase  $v_\varphi$ . L'impédance caractéristique est l'impédance vue en chaque point de la ligne lorsque celle-ci est infinie. Elle est liée aux éléments série et parallèle du modèle des télégraphistes. L'adaptation d'impédance entre deux éléments est importante car elle permet une bonne transmission de l'onde incidente. Au contraire, une ligne de transmission désadaptée entraîne la réflexion d'une partie de l'onde incidente, augmentant ainsi les pertes en transmission.  $Z_C$  s'exprime en  $\Omega$  et  $\omega$  représente la pulsation de l'onde en  $rad.s^{-1}$ .

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (I.1)$$

La constante de propagation  $\gamma$  peut être décomposée en une partie réelle et une partie imaginaire.  $\alpha$  représente l'affaiblissement linéique en  $Np.m^{-1}$  et  $\beta$  est la constante de phase en  $rad.m^{-1}$ , avec  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde guidée dans la ligne en m.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (I.2)$$

La vitesse de phase exprimée en  $m.s^{-1}$  est définie par l'équation (I.3).

$$v_{\varphi} = \frac{\omega}{\beta} \quad (I.3)$$

### II.1.2. Les différents types de lignes de transmission

Les principales lignes de transmission utilisées pour les applications en hautes fréquences sont les lignes micro-rubans, les lignes coplanaires, les guides d'ondes et les lignes coaxiales.

#### II.1.2.1. Lignes micro-ruban

La ligne micro-ruban est schématisée sur la Figure I.5. Elle est constituée d'une ligne conductrice sur la face supérieure du substrat et d'un plan de masse métallique sur sa partie inférieure. Ce type de ligne est largement utilisé grâce à sa simplicité et rapidité de fabrication, son faible coût et sa forte capacité d'intégration.

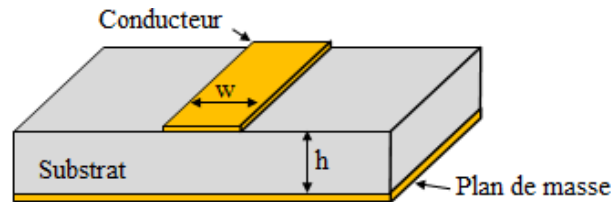


Figure I.5 : Schéma d'une ligne micro-ruban

Comme deux milieux différents interviennent (le substrat et l'air), le mode de propagation du champ électromagnétique n'est pas purement transverse électromagnétique (TEM). Cependant, il est possible d'obtenir une bonne approximation d'un champ quasi-TEM dans le cas où l'épaisseur du substrat est très inférieure à la longueur d'onde de la fréquence de travail. La répartition du champ EM de la ligne micro-ruban est présentée sur la Figure I.6. L'onde se propage dans l'air et dans le substrat, mais la majorité du champ électromagnétique est contenu dans le substrat.

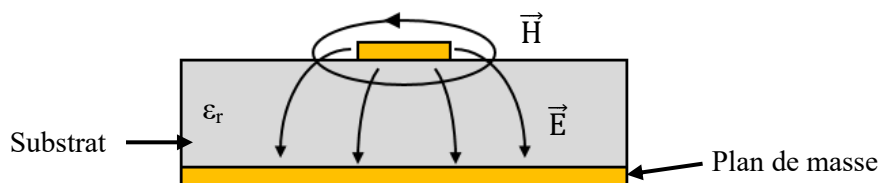


Figure I.6 : Répartition du champ EM dans une ligne micro-ruban

Une ligne micro-ruban peut être sujette à l'apparition de modes supérieurs pour des fréquences de travail élevées. En effet, il est possible d'évaluer approximativement les fréquences à partir desquelles ces modes apparaissent, entraînant des pertes supplémentaires [7]. Ainsi, l'expression (I.4) correspond au mode transverse magnétique (TM) de surface induisant des pertes importantes et pouvant aboutir à un couplage non désiré avec les éléments adjacents.

$$f_{T1} \approx \frac{c}{2\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \tan^{-1} \epsilon_r \quad (I.4)$$



Avec  $c$  la célérité de la lumière en  $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ ,  $h$  l'épaisseur du substrat en m et  $\epsilon_r$  la permittivité relative du substrat.

Si la ligne micro-ruban possède des discontinuités, le courant traversant le conducteur peut induire un mode de couplage transverse électrique (TE) de surface. La fréquence minimum à laquelle ce type de couplage devient non négligeable est donnée par la fréquence de coupure du mode de surface  $\text{TE}_1$  (équation (I.5)).

$$f_{T2} \approx \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (\text{I.5})$$

Pour les lignes micro-ruban de grande largeur, il est possible d'exciter une résonance transverse suivant l'axe transversale de la ligne dans le diélectrique. Cela se produit lorsque la dimension  $w+h/2$  est environ égale à la moitié de la longueur d'onde du signal dans le diélectrique. La limite approximative en fréquence pour la résonance transverse est donnée par l'équation (I.6).

$$f_{T3} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}(2w + h)} \quad (\text{I.6})$$

En pratique, il est rare que la ligne soit suffisamment large pour que ce mode apparaisse.

Enfin, le mode de plaques parallèles peut apparaître quand la hauteur  $h$  entre la ligne micro-ruban et le plan de masse se rapproche de la valeur  $\lambda/2$  dans le diélectrique. La valeur approximative de la fréquence pour laquelle ce mode apparaît est donnée par l'équation (I.7).

$$f_{T4} \approx \frac{c}{2h\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.7})$$

Le comportement dispersif de la technologie micro-ruban dans des bandes de fréquence élevées peut être illustré sur la Figure I.7 par un filtre passe-bande à 140 GHz [8]. Ce composant de filtrage est réalisé à partir de lignes micro-ruban sur un substrat de type CMOS et présente des pertes d'insertion proches de 10 dB.

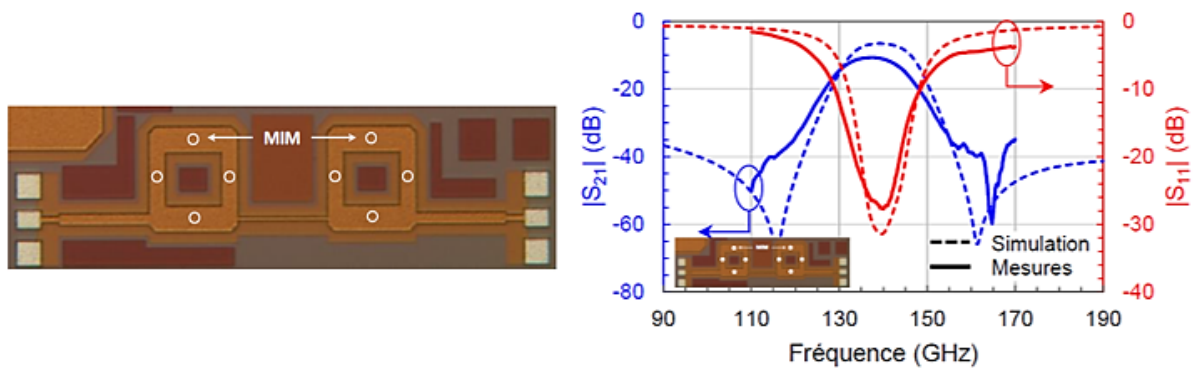


Figure I.7 : Filtre passe-bande chargé d'ordre 4 à 140 GHz

### II.1.2.2. Ligne coplanaire

Comme la ligne micro-ruban, la ligne coplanaire a un coût réduit et reste facile de mise en œuvre. Une structure de ligne coplanaire est présentée en Figure I.8. On retrouve la ligne de transmission sur la partie supérieure du substrat. Le plan de masse est réparti de part et d'autre de la ligne de transmission, sur le même plan ce qui facilite la fabrication et l'intégration de composants actifs comme des transistors.

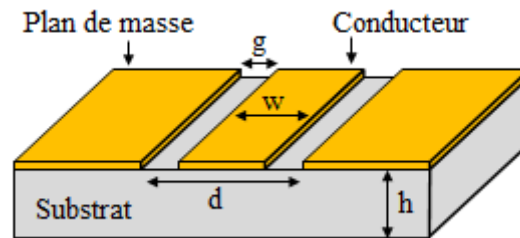


Figure I.8 : Ligne coplanaire

La ligne coplanaire admet deux types de propagation EM : une propagation quasi-TE appelée mode fente, et une propagation quasi-TEM appelée mode coplanaire (Figure I.9).

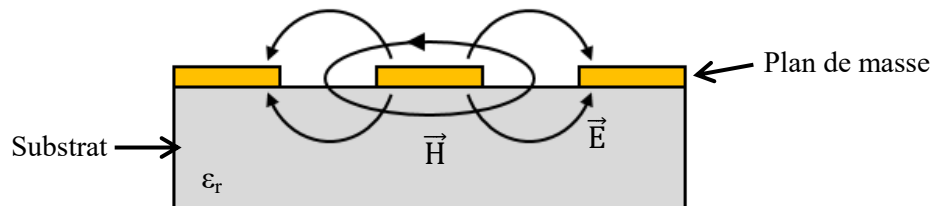


Figure I.9 : Mode quasi-TEM d'une ligne coplanaire

Le mode fente est très dispersif et se produit en général en présence de discontinuités dans la structure. Il est possible de réduire l'influence de ce mode en plaçant des ponts à air autour de chaque discontinuité, et en conservant un espacement entre les plans de masse petit devant la longueur d'onde ( $d < \frac{\lambda_d}{10}$  avec  $\lambda_d$  la longueur d'onde dans le substrat).

### II.1.2.3. Guide d'ondes

Le guide d'ondes (Figure I.10) est une des plus anciennes structures utilisées pour transmettre des signaux micro-ondes. L'onde est transmise à l'intérieur du guide, ce qui empêche tout phénomène de couplage avec les lignes adjacentes. Il est possible de l'utiliser jusqu'à des fréquences très élevées et il peut supporter de fortes puissances. Etant donné sa structure et ses grandes dimensions, il n'est pas bien adapté pour l'interconnexion de composants micro-électroniques.

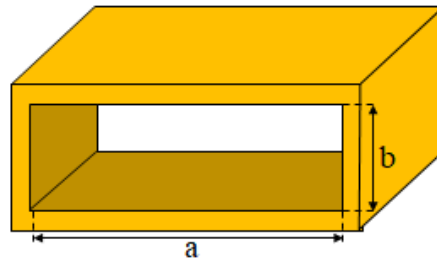
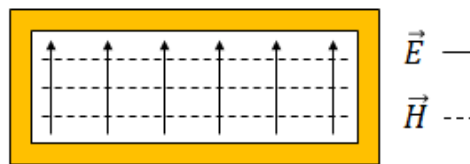


Figure I.10 : Guide d'onde

Les modes de propagations dans un guide d'onde sont les modes TE et TM [7]. Dans le cas où  $a > b$ , le mode fondamental est  $TE_{10}$  (Figure I.11).

Figure I.11 : Mode  $TE_{10}$  dans un guide d'onde

#### II.1.2.4. Ligne coaxiale

La ligne coaxiale est composée d'un conducteur central aussi appelé âme, d'un blindage métallique et d'un diélectrique entre ces deux derniers (Figure I.12). Ce type de ligne possède une transmission large bande ainsi qu'un blindage évitant les perturbations électromagnétiques. Cela dit, elle supporte généralement des puissances en transmission plus faibles que les guides d'onde. De plus, cette structure peut présenter des pertes diélectriques dues aux matériaux contenus entre le blindage et l'âme centrale. Le mode de propagation de la ligne coaxiale est TEM (Figure I.13).

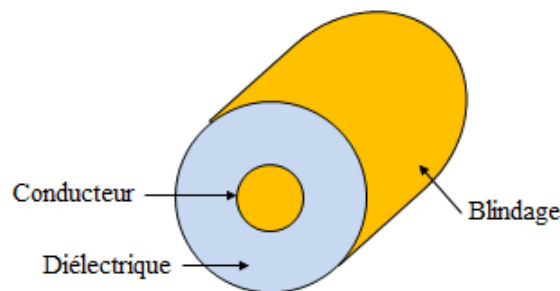


Figure I.12 : Ligne coaxiale

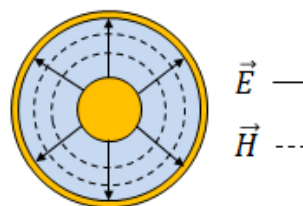


Figure I.13 : Mode TEM d'une ligne coaxiale

### II.1.2.5. Conclusion

Les lignes présentées ci-dessus sont résumées dans le Tableau I-2. Chaque structure possède des avantages et des inconvénients. Il sera donc judicieux de choisir la technologie en fonction de l'application visée. Ainsi, les lignes micro-rubans et coplanaires seront plutôt utilisées pour des applications à bas coût où la recherche de la performance n'est pas une priorité. Le guide d'onde fonctionne bien pour effectuer la liaison entre éléments de puissance, ou pour réaliser des résonateurs ou des filtres à faibles pertes, mais ne sera pas adapté pour l'interconnexion de composants RF de petites dimensions. Enfin, la ligne coaxiale possède un blindage et peut fonctionner sur de larges bandes. Cependant, elle est moins adaptée à la transmission de puissance et peut engendrer des pertes diélectriques.

Malgré ces deux désavantages, elle semble être une solution à la problématique présentée précédemment. En effet, la présence d'un blindage permet de réduire les pertes par rayonnement et isole la ligne des perturbations électromagnétiques. La large bande passante rend cette technologie utilisable sur une grande gamme de fréquence, comme les bandes Q et V. Aussi, l'interconnexion avec des composants ou des pointes de mesures peut être réalisée assez facilement. Enfin, la limite d'utilisation dans les bandes de fréquence élevées ne dépend pas du substrat utilisé mais des dimensions transverses de la ligne. Nous pourrions donc développer des applications dans les bandes Q et V sans problèmes de dispersion comme pour les lignes micro-ruban et coplanaire.

Tableau I-2 : Comparaison entre les lignes de transmission

| Type de ligne | Mode           | Avantages  | Inconvénients  |
|---------------|----------------|--|--|
| Micro-ruban   | Quasi TEM      | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible coût</li> <li>▪ Fabrication facile</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible isolation</li> <li>▪ Fortes pertes en hautes fréquences</li> </ul> |
| Coplanaire    | Quasi TEM      | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible coût</li> <li>▪ Fabrication facile</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible isolation</li> <li>▪ Fortes pertes en hautes fréquences</li> </ul> |
| Guide d'onde  | Modes TE et TM | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible pertes dans l'air ou le vide</li> <li>▪ Bonne isolation</li> <li>▪ Tenue en puissance</li> <li>▪ Fréquences élevées</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Encombrant</li> <li>▪ Intégration compliquée</li> </ul>                   |
| Coaxiale      | TEM            | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Large bande</li> <li>▪ Bonne isolation</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faible puissance</li> <li>▪ Pertes diélectriques</li> </ul>               |

## II.2. Les pertes dans les composants passifs

La ligne parfaite sans perte n'existe pas. Le transport d'informations dans une ligne subit donc des pertes qui sont de quatre natures : les pertes résistives ou métalliques, les pertes diélectriques, les

perles par rayonnement, et les pertes engendrés par la rugosité des conducteurs métalliques. Ces pertes vont se traduire par une atténuation du signal transmis.

### II.2.1. Les pertes métalliques

La transmission d'un signal électrique dans un conducteur métallique est soumise à un effet résistif de la part du conducteur qui n'est pas parfait. Dans le cas de la transmission d'une onde électromagnétique, le champ magnétique contenu à l'intérieur du conducteur induit des courants de Foucault s'opposant au passage du courant vers le centre du conducteur. Le courant circule donc principalement à l'extérieur du conducteur où il subit des pertes par effet Joule.

L'épaisseur sous la surface du conducteur où circule l'onde est appelée épaisseur de peau  $\delta$  et est définie par la relation (I.8).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\sigma f}} \quad (\text{I.8})$$

$\delta$  s'exprime en mètre,  $\mu_0$  est la perméabilité du vide égale à  $4.\pi.10^{-7}$  H.m<sup>-1</sup>,  $\sigma$  la conductivité du matériau en S.m<sup>-1</sup> et  $f$  la fréquence de l'onde en Hz.

L'épaisseur de peau dépend de la fréquence et du conducteur utilisé. Aussi, le courant circulant dans la profondeur de l'épaisseur de peau représente 63% de la densité de courant totale. En effet, la répartition de la densité de courant en fonction de la profondeur sous la surface du conducteur est donnée par le Tableau I-3. Ainsi, plus l'épaisseur de métallisation du conducteur est faible par rapport à l'épaisseur de peau, plus la ligne sera sujette à des pertes métalliques. La littérature montre qu'une épaisseur de métallisation supérieure à 3 fois l'épaisseur de peau est nécessaire pour réduire ces pertes [9]. Cependant, trois épaisseurs de peau correspondent à 95% de la densité de courant circulant dans le conducteur. Il serait donc judicieux d'utiliser une épaisseur de métallisation de 5 fois l'épaisseur de peau afin de faire passer la quasi-totalité de la densité de courant.

Tableau I-3 : Densité de courant en fonction de l'épaisseur de peau

| Profondeur | Densité de courant circulant entre chaque niveau | Densité de courant à partir de la surface du conducteur |
|------------|--|---|
| 0          | 0%   | 0%  |
| $\delta$   | 63,3%  | 63,3%   |
| $2*\delta$ | 23,2%  | 86,5%   |
| $3*\delta$ | 8,5%   | 95%   |
| $4*\delta$ | 3,2%   | 98,2%   |
| $5*\delta$ | 1,1%   | 99,3%   |
| Au-delà    | 0,7%   | 100%  |

### II.2.2. Les pertes diélectriques

Ces pertes sont liées aux propriétés physiques des diélectriques utilisés comme substrat ou support des lignes de transmission : une partie de l'énergie s'y dissipe. Elles dépendent de la valeur de la tangente de pertes définie par l'équation (I.9).

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (\text{I.9})$$

$\varepsilon$  est la permittivité du diélectrique en  $\text{F.m}^{-1}$  et est définie par  $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$  avec  $\varepsilon'$  et  $\varepsilon''$  les parties réelle et imaginaire de la permittivité du matériau.  $\sigma$  est la conductivité du diélectrique en  $\text{S.m}^{-1}$  et  $\omega$  la pulsation à la fréquence de travail en  $\text{rad.s}^{-1}$ .

Ainsi, la tangente de perte dépend de la résistivité du substrat via le terme  $\sigma$ , de la fréquence de travail et de la permittivité du diélectrique utilisé.

### II.2.3. Les pertes par rayonnement

Tout élément de transmission traversé par une onde électromagnétique émet un champ électromagnétique. Ce champ rayonné est une source de fuite d'énergie qui peut être mise à profit pour réaliser une antenne, mais il est souvent négligeable devant les pertes métalliques et diélectriques dans des lignes de transmissions de petite section. Cependant, ce faible champ est quand même susceptible d'induire des perturbations dans les composants adjacents. L'utilisation d'un blindage métallique autour de la ligne de transmission permet d'éviter ces pertes radiatives et les perturbations liées au rayonnement de la ligne.

### II.2.4. Les pertes dues à la rugosité métallique

L'état de surface d'un conducteur métallique peut devenir une source de perte lorsque la fréquence de travail est élevée. En effet, il a été démontré qu'une rugosité moyenne entre 1 et 1,5  $\mu\text{m}$  peut réduire la conductivité du cuivre d'un facteur deux à trois à 10 GHz [10]. L'équation (I.10) montre une bonne approximation des pertes générées par la rugosité métallique dans une ligne micro-ruban [11].

$$\alpha' = \alpha * \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left( 1,4 \left( \frac{R_a}{\delta} \right)^2 \right) \right] \quad (\text{I.10})$$

Avec  $\alpha'$  l'atténuation linéique de la ligne possédant une rugosité,  $\alpha$  l'atténuation linéique de la ligne sans rugosité,  $R_a$  la variation moyenne de rugosité du conducteur, et  $\delta$  l'épaisseur de peau du métal à la fréquence de travail.

L'équation (I.10) est illustrée par le graphique de la Figure I.14 qui montre l'influence de la rugosité d'une ligne micro-ruban en fonction de la fréquence de travail. La ligne considérée est adaptée à 50  $\Omega$ , avec une conductivité de  $2.10^7 \text{ S.m}^{-1}$  et une largeur de ligne  $w = 200 \mu\text{m}$ . On voit que les pertes engendrées par la rugosité deviennent non négligeables lorsque la valeur moyenne dépasse

0,2  $\mu\text{m}$ . Les pertes deviennent importantes pour des applications supérieures à 50 GHz lorsque la rugosité moyenne ( $R_a$ ) dépasse 0,2  $\mu\text{m}$ ,

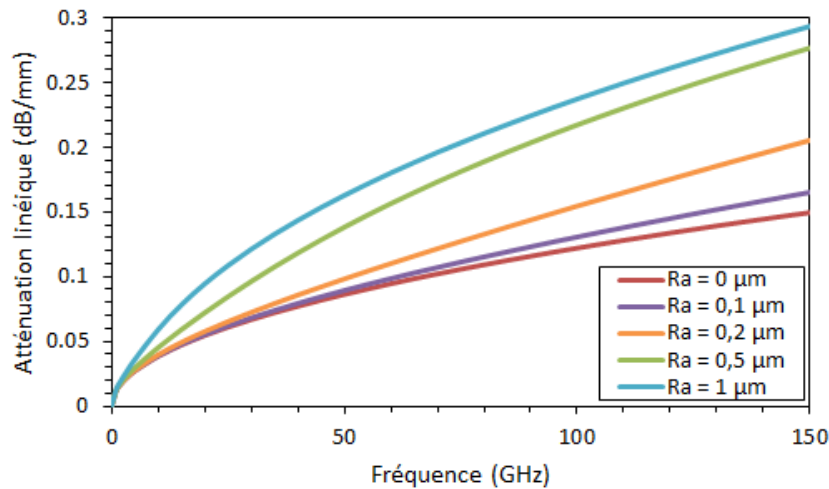


Figure I.14 : Atténuation linéique d'une ligne micro-ruban en fonction de la fréquence de travail pour différentes valeurs de rugosité du conducteur métallique

### II.2.5. Approche pour minimiser les pertes

Afin de réaliser des lignes de transmission performantes, il faut jouer sur les quatre types de pertes listés précédemment. Ainsi, la réduction des pertes métalliques passe par un dimensionnement correct de l'épaisseur des conducteurs et par le choix de matériaux très conducteurs. Il est possible de s'affranchir des pertes diélectriques en réalisant des composants à air, c'est-à-dire sans aucun diélectrique à l'intérieur. On peut également supprimer les pertes radiatives en plaçant un blindage métallique autour des composants fabriqués. Enfin, les pertes engendrées par la rugosité des conducteurs peuvent être réduites grâce à un procédé de fabrication permettant d'obtenir un bon état de surface des matériaux conducteurs.

La réduction des pertes consiste donc à concevoir un type de ligne en 3D, avec un blindage métallique relié à la masse, possédant de l'air ou du vide entre la ligne de transmission et le blindage, et dont les conducteurs métalliques présentent un état de surface lisse.

Ainsi, l'utilisation de lignes coaxiales à air (Figure I.15) ou de lignes demi-coaxiales à air (Figure I.16) peut permettre d'atteindre les caractéristiques énoncées.

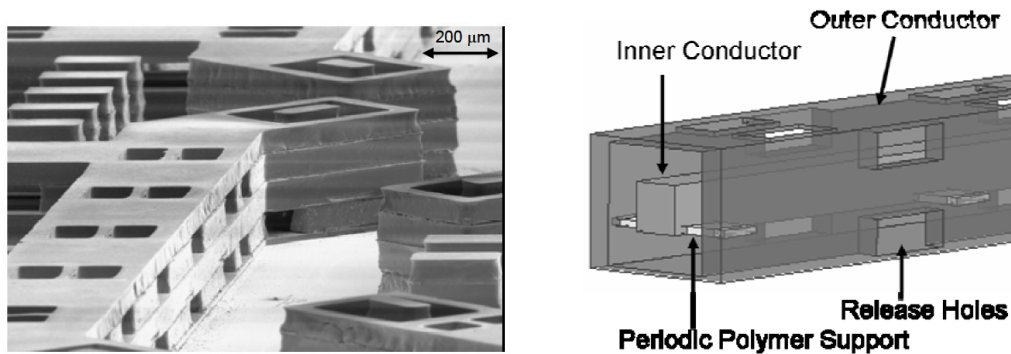


Figure I.15 : Ligne coaxiale rectangulaire à air [12]

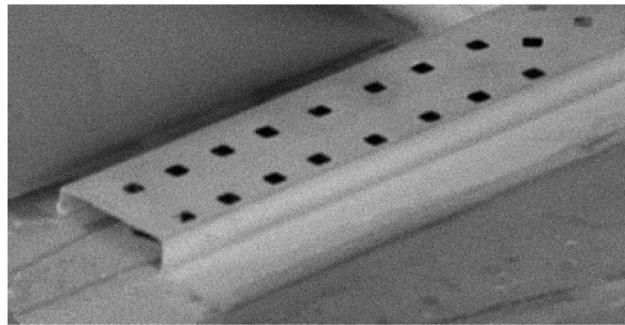


Figure I.16 : Ligne demi-coaxiale à air [13]

### II.3. Facteur de qualité

Les performances d'une ligne de transmission sont évaluées par son aptitude à atténuer le moins possible le signal transmis. Cependant, des lignes à très faibles pertes, comme les lignes à air, sont parfois difficiles à mesurer, l'atténuation étant comparable aux pertes des accès de mesure. Ainsi, il est courant d'évaluer ces performances en utilisant le facteur de qualité défini par Hsu [14].

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (\text{I.11})$$

Avec  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$  la constante de phase en  $\text{rad.m}^{-1}$ ,  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée en m, et  $\alpha$  les pertes linéiques en  $\text{Np.m}^{-1}$ . Les pertes linéiques dépendent des pertes citées précédemment. Ainsi, le facteur de qualité augmente avec la fréquence à travers le terme  $\beta$  mais également avec la diminution des pertes linéiques.

Cette notion peut être appliquée aux composants passifs tels que les résonateurs et les filtres. Dans ce cas, le facteur de qualité représente le rapport entre l'énergie stockée dans le composant et l'énergie dissipée par ce dernier pendant une période du signal dans le cas d'une excitation sinusoïdale [15].

$$Q = 2\pi \frac{E_{\text{stockée}}}{E_{\text{dissipée/cycle}}} \quad (\text{I.12})$$

Un fort facteur de qualité sera donc obtenu en réalisant un composant dissipant peu d'énergie et/ou étant capable de stocker beaucoup d'énergie.



### III. Technologies disponibles pour les applications millimétriques

#### III.1. Introduction

Les ondes millimétriques sont comprises entre 30 GHz et 300 GHz. Elles sont utilisées pour un grand nombre d'applications, tels que les télécommunications par satellites, les communications à courtes portées, la radioastronomie, les radars anticollisions, etc. (Figure I.17).

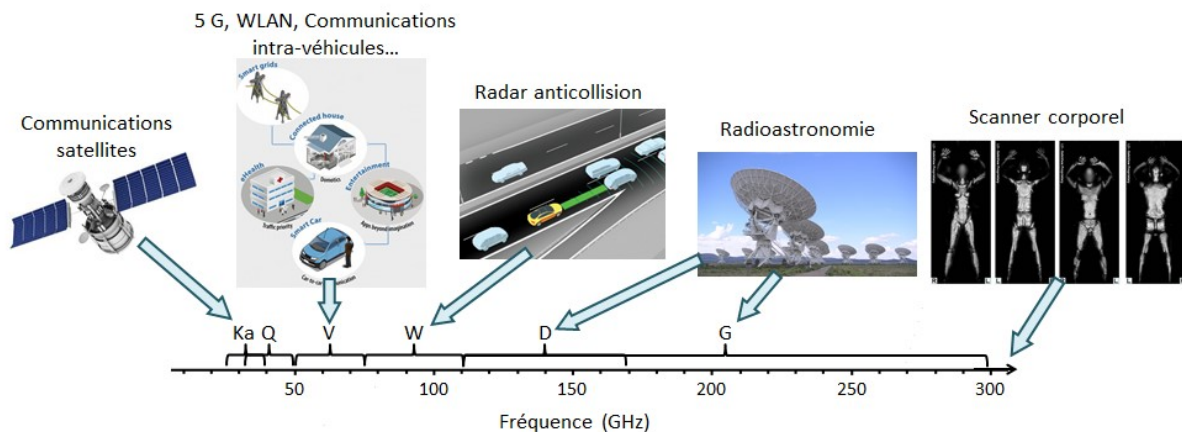


Figure I.17 : Quelques exemples d'application dans les bandes millimétriques

Ainsi, le développement de composants destinés aux télécommunications spatiales sur les bandes Q/V peut aussi servir dans d'autres domaines et pour d'autres applications que les télécoms. Il serait aussi intéressant d'évaluer la possibilité de fabriquer des composants sur des bandes de fréquences supérieures à la bande V, permettant d'atteindre le domaine Terahertz (THz) qui s'étend de 100 GHz à 10 THz. D'abord utilisé pour la radioastronomie, ces bandes dites submillimétriques ont maintenant des applications commerciales dans les domaines de la sécurité, des tests non destructifs ou encore des communications. Par exemple, on retrouve les applications liées à la sécurité avec le scanner corporel, la détection de drogues ou d'armes à travers les vêtements [16]. Des applications à des tests non destructifs sont à l'étude, comme l'analyse d'œuvres d'art [17], ou avec des applications plus précises comme l'analyse de la croissance de couches de germanium pour des applications de micro-électronique [18].

L'augmentation de la fréquence implique une diminution de la longueur d'onde et donc une diminution de la taille des composants. A 60 GHz, la longueur d'onde est de 5 mm. Ainsi, les composants réalisés à partir d'éléments quart d'onde ou demi-onde auront des dimensions de l'ordre du millimètre. A 120 GHz, cette longueur d'onde est de 2,5 mm. Un élément quart d'onde sera de l'ordre de quelques centaines de micromètres. Il est donc nécessaire d'utiliser un procédé de fabrication et une technologie permettant d'atteindre ces dimensions avec une grande précision afin d'éviter les dérives en fréquence.

## III.2. Technologies volumiques

Nous avons vu précédemment que les lignes micro-rubans et coplanaires ont tendance à avoir des pertes plus importantes que les lignes coaxiales, et sont aussi sujet à l'apparition de modes supérieurs très dispersifs. Ainsi, l'objectif de minimiser les pertes implique l'utilisation de composants blindés à air. Il existe plusieurs technologies permettant de concevoir ces composants passifs volumiques. Il s'agira donc de trouver la méthode de fabrication qui ne soit pas trop onéreuse, permettant d'obtenir des composants de petite taille, réalisés avec une grande précision, dont la rugosité des conducteurs métalliques est faible, et ayant de bonnes performances.

Dans le cas d'un composant volumique, le facteur de qualité augmente avec son volume. Ainsi, pour un composant fonctionnant à une fréquence donnée, donc avec des dimensions transversales fixes, le facteur de qualité augmente avec la hauteur sous le blindage du composant. Nous reviendrons sur cette notion dans le chapitre III.

Nous évaluerons donc le critère de performance d'une technologie sur sa capacité à produire des composants avec une hauteur de cavité d'air importante.

### III.2.1. Technologie SIW

Les composants SIW<sup>4</sup> sont réalisés par laminage de plusieurs plaques de diélectrique possédant des vias métallisés, et dont les plaques supérieure et inférieure sont métallisées (Figure I.18). Les vias sont espacés d'une certaine distance les uns des autres, mais les conditions aux limites font que le champ EM reste confiné à l'intérieur de la structure métallique. Il en résulte le comportement d'un guide d'onde avec diélectrique.

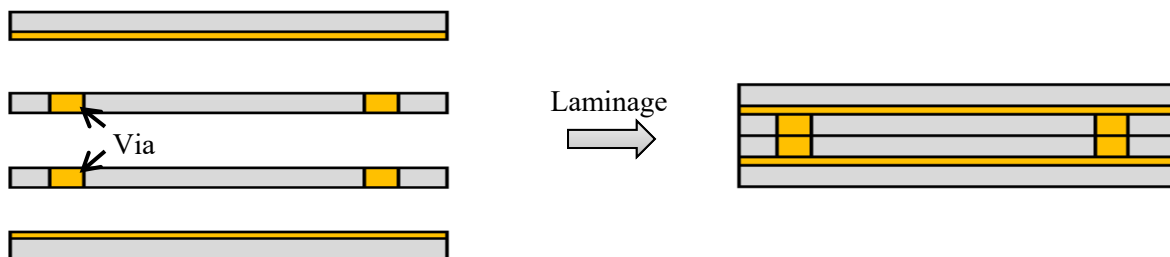


Figure I.18 : Vue en coupe du principe de la technologie SIW

Il est possible de s'affranchir en grande partie des pertes diélectriques avec cette technologie [19]. En effet, une partie du diélectrique présent à l'intérieur du guide d'onde peut être retiré par usinage, formant ainsi un guide d'onde à air (Figure I.19, Figure I.20). Néanmoins, la Figure I.19 montre qu'il restera toujours une certaine proportion  $w$  du guide constituée de diélectrique. Cela peut être négligé pour des applications jusqu'à la bande U où la largeur  $w$  de diélectrique d'environ  $250\ \mu\text{m}$  est faible devant la largeur totale du guide. Cependant, cela ne sera pas le cas pour des applications dans des bandes de fréquences supérieures.

<sup>4</sup> Substrate Integrated Waveguide

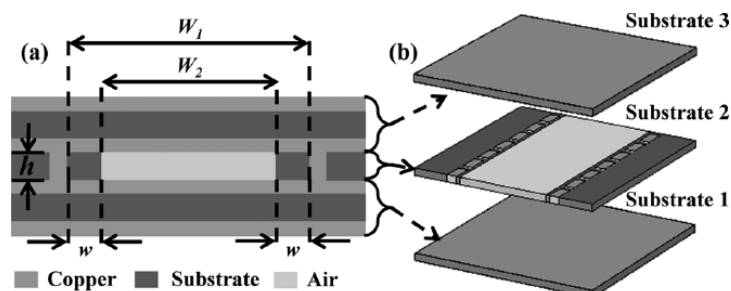


Figure I.19 : Ligne SIW à air, vue en coupe (a), structure (b)

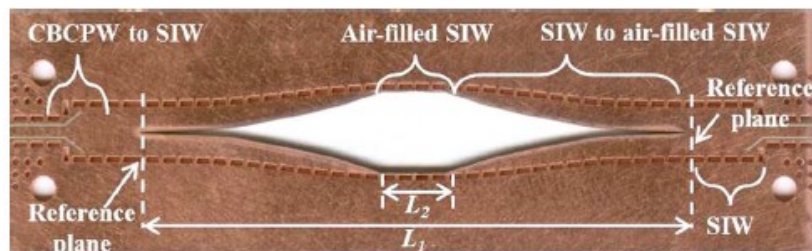
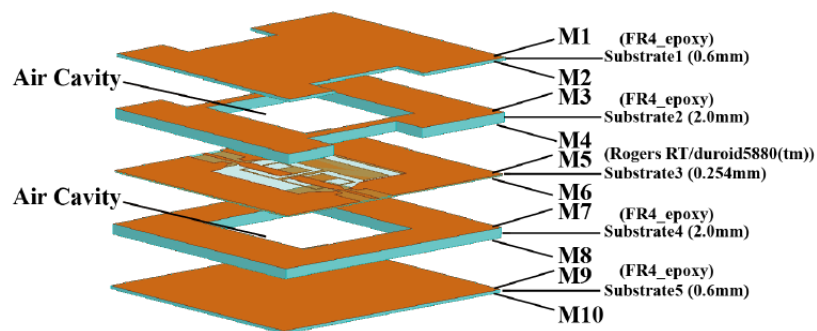


Figure I.20 : Photographie du substrat central d'un guide à air SIW [19]

Plusieurs types de composants peuvent être fabriqués avec cette technologie, comme par exemple des filtres passe-bande [20]. Le substrat central contient les motifs métalliques permettant de réaliser la fonction du composant, ici un filtre à deux bandes passantes (Figure I.21). Les deux substrats situés au-dessus et en dessous du substrat central forment les cavités d'air entourant le composant, puis les deux substrats présents aux extrémités sont utilisés comme blindage métallique.

Figure I.21 : Filtre passe bande en technologie SISL<sup>5</sup>

Cette technologie est simple à mettre en œuvre, rapide et a un coût réduit. De plus, la superposition des substrats permet d'obtenir des hauteurs de cavité d'air très importantes : la Figure I.21 montre l'utilisation de substrats de type FR4 de 2 mm d'épaisseur, là où un substrat en silicium est limité entre 0,3 et 1 mm.

Cependant, on retrouve la présence de diélectrique même après usinage, ce qui peut entraîner des pertes lorsque la fréquence augmente. La précision de fabrication peut également être source de pertes pour des applications à très hautes fréquences. Il sera ainsi difficile d'obtenir des éléments de quelques

<sup>5</sup> Substrate Integrated Suspended Line

dizaines de micromètres avec une précision de l'ordre du micromètre. L'étape d'assemblage peut aussi engendrer une erreur de positionnement entre les plaques.

### III.2.2. Micro-usinage

Nous avons vu que la technologie SIW présentait une limitation pour la réalisation de composants de petites dimensions à cause de l'usinage des substrats. Ce problème peut être résolu avec la technique de micro-usinage [21], [22]. Cela consiste à usiner des substrats de silicium à l'aide d'un procédé chimique afin de créer des cavités d'air. Ces cavités sont obtenues grâce à des techniques de fabrication de micro-électronique, telles que la photolithographie et la gravure de silicium par voie humide (voir la partie V du Chapitre I). Il est possible de réaliser deux types de composants avec cette technologie : des circuits suspendus sur membrane (Figure I.22) ou des cavités (Figure I.23).

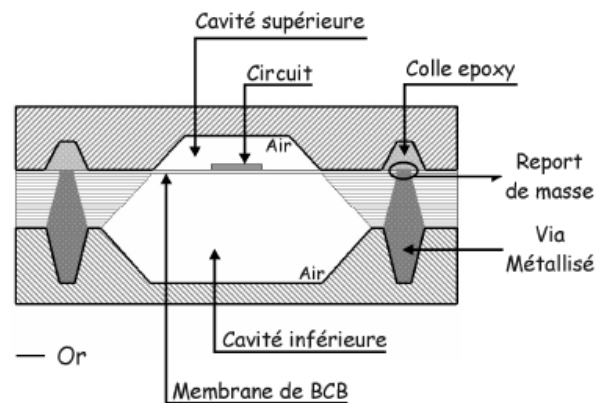


Figure I.22 : Vue en coupe d'un circuit suspendu sur membrane [23]

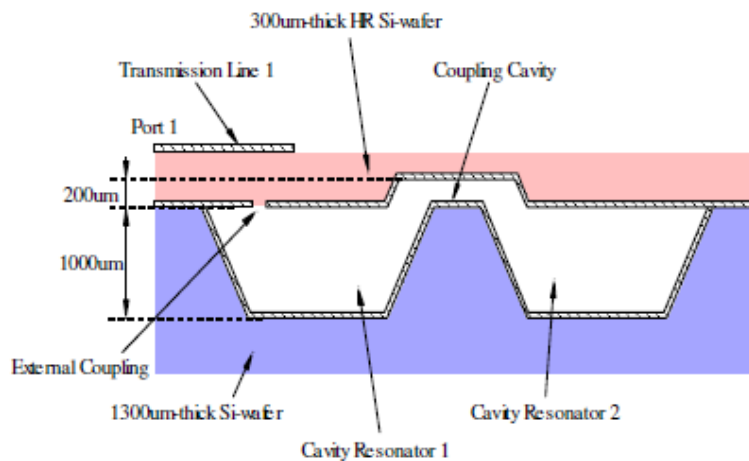


Figure I.23 : Vue en coupe d'un filtre à cavité [22]

La fabrication de circuits planaires sur membrane consiste à concevoir des composants planaires (micro-ruban ou coplanaire) sur un substrat de quelques micromètres d'épaisseur. Le tout est encapsulé entre deux demi-cavités de silicium, recouvertes ou non d'une couche métallique. Les pertes diélectriques dans la membrane suspendue sont faibles étant donnée son épaisseur très faible. Le champ EM est confiné à l'intérieur de la cavité d'air. Ainsi, les pertes diélectriques sont réduites et

celles radiatives sont théoriquement inexistantes. Il est possible d’obtenir des composants très performants avec de forts facteurs de qualité. En effet, la gravure d’un substrat en silicium permet d’obtenir des hauteurs de cavité d’air de l’ordre du millimètre, entraînant un fort facteur de qualité à vide. Par exemple, le filtre à cavité présenté [22] possède un facteur de qualité à vide de 1410 à 19,88 GHz. Cependant, on peut noter des désavantages à cette technologie. Le procédé se limite souvent aux composants dont la géométrie reste assez simple et la réalisation du composant nécessite le collage de plusieurs substrats, qui est une étape délicate. Enfin, les accès RF doivent être placés sur silicium, sur le bord de la membrane, et la discontinuité entre ces accès et le circuit sur membrane peut déclencher des modes de substrat, qui augmentent les pertes du composant.

### III.2.3. Fabrication additive

Plus connue sous le nom d’impression 3D, cette technique de fabrication qui est apparue dans les années 80 se décompose en sept familles distinctes (Tableau I-4) : la polymérisation en cuve, l’extrusion de matière, l’impression par jet de matériaux, l’utilisation de poudres avec liant, la fusion de poudres, le dépôt direct d’énergie et le laminage de feuilles.

Tableau I-4 : Techniques existantes en impression 3D

| Famille                         | Technologie   |
|---------------------------------|---|
| Polymérisation en cuve          | Stéréo-lithographie<br>Digital Light Processing   |
| Extrusion de matériaux          | Extrusion de matériaux sous fusion  |
| Impression par jet de matériaux | Polyjet<br>Ink-jetting<br>Thermojet   |
| Poudre avec liant               | 3D Printing<br>Ink-jetting<br>S-Print<br>M-Print  |
| Fusion de poudres               | Frittage laser sélectif<br>Fusion Laser sélective<br>Fusion par Faisceau d’Electron                   |
| Dépôt direct d’énergie          | Dépôt de métal direct<br>Dépôt laser<br>Consolidation Laser<br>Fusion directe par faisceau d’électron |
| Laminage de feuille             | Consolidation Ultrasonique<br>Fabrication d’objet laminé  |

III.2.3.1. Principe

A l'origine, l'impression 3D s'est développée afin de réaliser des éléments mécaniques plus performants comparés à ces mêmes éléments obtenus par des techniques de fabrication classiques. En effet, il est possible de concevoir des pièces en un seul bloc, sans étape d'assemblage, avec moins de matériaux, moins de chutes, un poids réduit, de meilleures performances, et le tout en un temps réduit. La Figure I.24 montre l'intérêt de la fabrication 3D avec l'exemple d'une pièce de support d'un satellite de la famille Eurostar 3000 de Airbus Defense and Space [24]. A gauche, on retrouve la structure utilisée à l'origine sur cette famille de satellite. Elle est composée de 4 pièces métalliques assemblées avec 44 rivets. Grâce à une optimisation assistée par ordinateur (image au centre), on obtient la structure à droite réalisée par frittage laser. Il s'agit d'une seule pièce en aluminium dont la masse a été réduite de 35 % et la rigidité améliorée de 40 %.

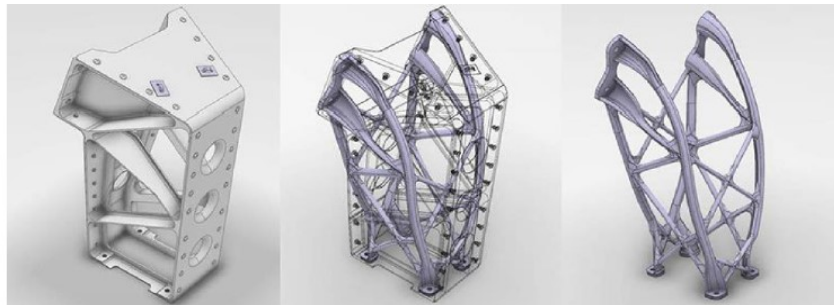


Figure I.24 : Support de panneau solaire Eurostar E3000 (Airbus Defense and Space) [24]

Avec l'amélioration de la précision, ces techniques de fabrication 3D se sont étendues à l'électronique. Toujours dans le domaine spatial, la Figure I.25 montre l'intérêt de la stéréolithographie dans la fabrication d'une antenne en bande Ka pour satellite [25].

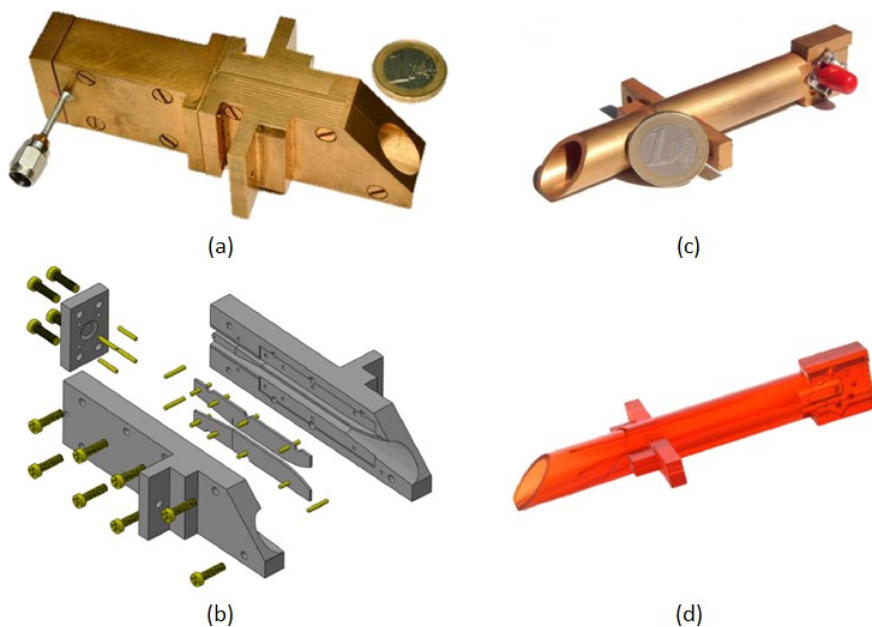


Figure I.25 : Evolution d'une antenne en bande Ka avec l'impression 3D [25]

On y retrouve le composant d'origine constitué de plusieurs pièces métalliques usinées, le tout assemblé à l'aide de vis (a). Les éléments de cet assemblage sont représentés en vue éclatée (b). L'image (d) représente l'antenne fabriquée par stéréo-lithographie après optimisation de sa forme. Enfin, l'image (c) montre l'antenne imprimée après avoir été recouverte d'un dépôt de cuivre. L'antenne finale est moins volumineuse, et son poids a été réduit de 484 à 28,5 g.

Une étude récente [26] a recensé le nombre de publications concernant la réalisation de composants RF par fabrication additive comparé à toutes les publications du domaine RF (Figure I.26 gauche). On s'aperçoit qu'il y a un véritable engouement pour ce domaine depuis 2015, avec plus de la moitié des publications de 2016 dédiées à la fabrication additive. Cela s'explique par la maturité des procédés de fabrication additive et par la possibilité de s'affranchir des limites géométriques des procédés de fabrication classiques.

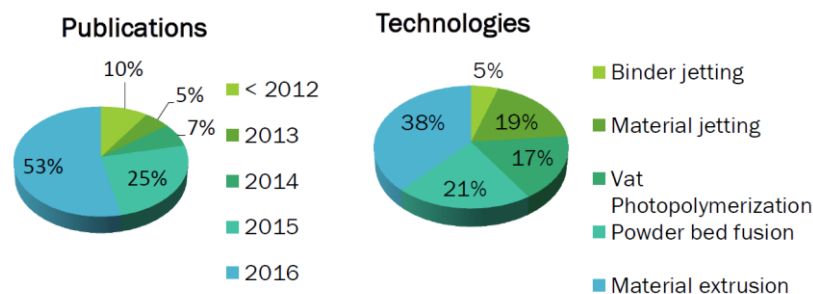


Figure I.26 : Publications de composants RF obtenus par fabrication additive (gauche), techniques utilisées (droite) [26]

Parmi toutes les publications utilisant de la fabrication additive (Figure I.26 droite), 38 % concernent la technique d'extrusion de matériaux, 21 % pour la fusion de poudres, 19 % pour l'impression par jet d'encre, 17 % pour la polymérisation en cuve et 5 % pour l'utilisation de poudres avec liant. Nous nous intéresserons donc aux techniques de fabrication additive les plus utilisées, c'est-à-dire l'extrusion de matériaux, la fusion de poudre, l'impression par jet d'encre et la polymérisation en cuve.

### III.2.3.2. Extrusion de matériaux

Le principe de fonctionnement de l'impression par extrusion de matériaux sous fusion est présenté sur la Figure I.27 et la Figure I.28. Un matériau solide sous forme de filament, pépite ou poudre est amené jusqu'à une buse chauffée à une certaine température. Le matériau est fondu dans la buse puis déposé sur un substrat. La température de transition vitreuse des polymères utilisés varie entre 65°C et 200°C. Il est ensuite refroidi par l'air ambiant ou par convection forcée, entraînant sa solidification. Durant cette étape, le matériau peut se rétracter. Le refroidissement forcé permet de conserver les dimensions et les formes du matériau déposé, mais les contraintes mécaniques à l'intérieur du matériau peuvent aboutir à une délamination des couches déposées. Le contrôle de la température est important à chaque étape afin d'obtenir une bonne précision et une répétabilité de fabrication.

Un des grands avantages de cette technique de fabrication est qu'il est possible d'utiliser différents matériaux dans la même pièce.

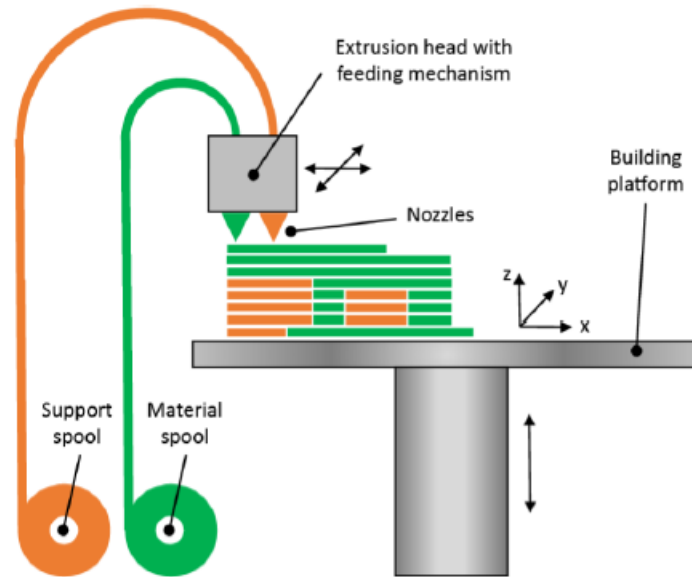


Figure I.27 : Vue d'ensemble de l'impression par extrusion de matériaux [24]

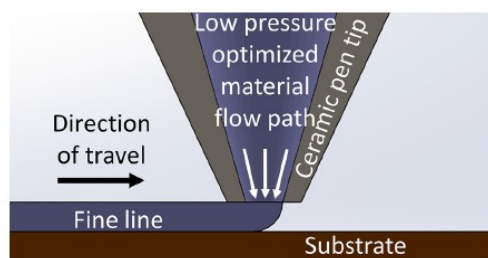


Figure I.28 : Fonctionnement de l'impression par extrusion de matériaux [27]

En général, ces machines utilisent des polymères dont la tangente de perte reste assez faible. Par exemple, l'ABS<sup>6</sup> a une tangente de perte de 0,007 à 10 GHz. Il est ainsi possible d'utiliser ces matériaux dans des applications micro-ondes sans générer trop de pertes diélectriques.

Des études récentes ont aussi montré la possibilité d'utiliser des matériaux conducteurs [28]. Il s'agit d'un polymère comme l'ABS chargé avec des particules d'argent. Le mélange nécessite un recuit après fabrication, permettant d'améliorer sa conductivité électrique qui est comprise entre  $0,2 \cdot 10^6$  et  $2,5 \cdot 10^6$  S.m<sup>-1</sup>. Ces valeurs sont plutôt faibles comparées à la conductivité des métaux purs. Les particules d'argent ont tendance à se déplacer vers le bas, rendant la conductivité non-homogène dans le conducteur. La Figure I.29 montre ce phénomène avec une vue en coupe prise au MEB<sup>7</sup> d'un conducteur réalisé avec le mélange ABS/particules d'argent (image de gauche). L'image de droite

<sup>6</sup> Acrylonitrile Butadiène Styrene : polymère très utilisé dans l'industrie pour ses propriétés mécaniques

<sup>7</sup> Microscope Electronique à Balayage



correspond à l'image binaire de l'image de gauche : les zones blanches représentent les zones métallisées et les zones noires le polymère.

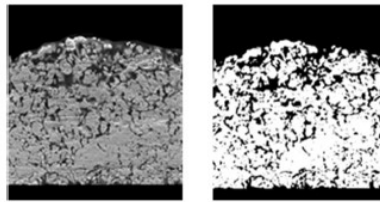


Figure I.29 : Vue en coupe au MEB d'une ligne ABS/particules d'argent [27]

Dans l'article précédent [28], l'épaisseur d'une couche de polymère est d'environ  $100\ \mu\text{m}$ , et celle du mélange polymère/particule d'argent est de  $40\ \mu\text{m}$  environ. Cependant, ces valeurs sont susceptibles de varier en fonction de l'imprimante 3D utilisée et serait comprise entre  $50$  et  $500\ \mu\text{m}$  par couche de polymère [29].

La rugosité du matériau déposé est assez faible, de l'ordre de quelques micromètres. Néanmoins, chaque couche déposée possède une forme arrondie. L'empilement de toutes les couches entraîne donc une rugosité des surfaces fabriquées comprise entre  $20$  et  $100\ \mu\text{m}$ , rendant les composants difficiles à utiliser pour des applications millimétriques et submillimétriques. La Figure I.30 montre que le chemin emprunté par le courant dans un conducteur déposé sur une surface très rugueuse est plus important que le chemin emprunté dans un conducteur lisse et plat. Cela se traduit par une augmentation des pertes métalliques dans le conducteur. Il est donc nécessaire de réaliser une étape de finition permettant d'améliorer cet état de surface.

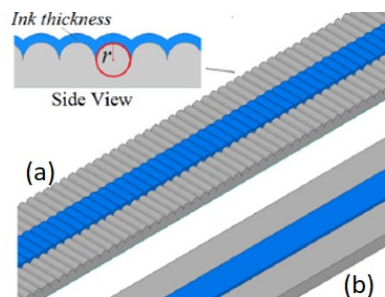


Figure I.30 : Comparaison entre la surface d'un substrat obtenu par impression 3D (a) et d'un substrat lisse (b) [27]

Le mélange ABS/argent est pour l'instant peu utilisé et présente une conductivité limitée. En général, les pièces fabriquées sont recouvertes d'un dépôt métallique afin de les rendre conductrices. La technique la plus souvent utilisée est un dépôt métallique de type « electroless » : la pièce en polymère est immergée dans un bain chimique qui recouvre l'intégralité des surfaces avec une couche de plusieurs micromètres de métal. La Figure I.31 montre un guide d'onde en bande X [30] réalisé par extrusion de matériaux. Le polymère est ensuite recouvert d'une couche de  $3\ \mu\text{m}$  de nickel par un procédé « electroless », suivi d'une électrolyse de cuivre de  $27\ \mu\text{m}$ . Les polymères ayant une masse

volumique bien plus faible que les métaux, la masse de ce guide d'ondes a été divisée par trois par rapport à un guide d'ondes classique entièrement métallique du commerce dans la même bande de fréquence [30].

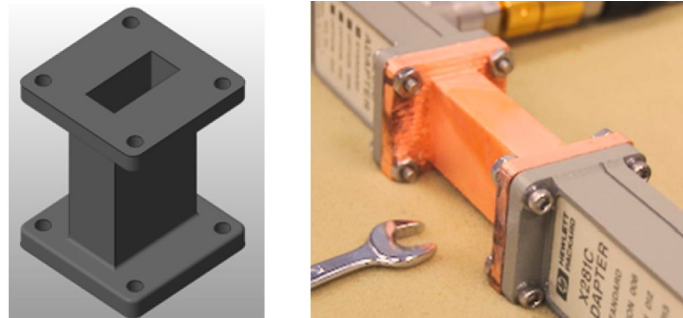


Figure I.31 : Design d'un guide d'ondes en bande X (gauche), guide d'ondes après fabrication et dépôt métallique (droite)

### III.2.3.3. Stéréo-lithographie

La stéréo-lithographie consiste à fabriquer une pièce dans un bain de polymère photosensible<sup>8</sup> (Figure I.32). Le bain de polymère est réticulé localement grâce à un faisceau UV suivant un ou plusieurs motifs. L'action des rayons UV sur le polymère liquide entraîne sa solidification. Une fois que la première couche de motifs est terminée, la plateforme supportant la pièce descend un peu dans la cuve, recouvrant le dessus de la pièce par du polymère liquide. L'étape de polymérisation par laser est répétée successivement avec différents motifs.

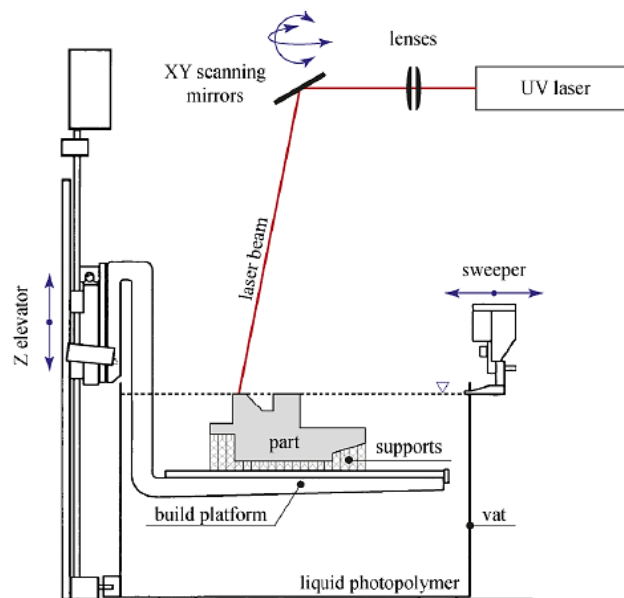


Figure I.32 : Fonctionnement de la stéréo-lithographie [24]

<sup>8</sup> Sensible aux rayonnements UV

Il n'est pas possible d'utiliser la large gamme de polymère disponible avec l'extrusion de matériaux sous fusion, tels que des polymères très résistants mécaniquement ou à faible tangente de pertes. En effet, la stéréo-lithographie nécessite l'utilisation de résines photosensibles, limitant ainsi le choix des matériaux. Les polymères disponibles présentent en général des tangentes de pertes assez élevées, comme la résine ProtoTherm dont la tangente de pertes est de 0,03 jusqu'à 10 GHz [28].

Ce procédé de fabrication est plus onéreux que l'extrusion de matériaux. Il possède cependant des avantages non-négligeables. La résolution de fabrication est meilleure que pour le procédé par extrusion de matériaux sous fusion, de l'ordre de +/-25  $\mu\text{m}$  pour les petits éléments. Mais cette résolution passe à +/- 200  $\mu\text{m}$  lorsque les dimensions à fabriquer deviennent trop grandes. La rugosité est aussi améliorée avec une valeur inférieure à 10  $\mu\text{m}$ . Néanmoins, une étape de finition est quand même nécessaire pour les applications millimétriques.

Comme pour l'extrusion de matériaux, les pièces en polymère obtenues par stéréo-lithographie peuvent être recouvertes d'un dépôt métallique par « electroless » (Figure I.33). La société Swissto12 a mis au point une technique « electroless » permettant de déposer du cuivre et de l'or avec des conductivités respectives de  $20,4 \cdot 10^6$  et  $12,4 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$  [31].

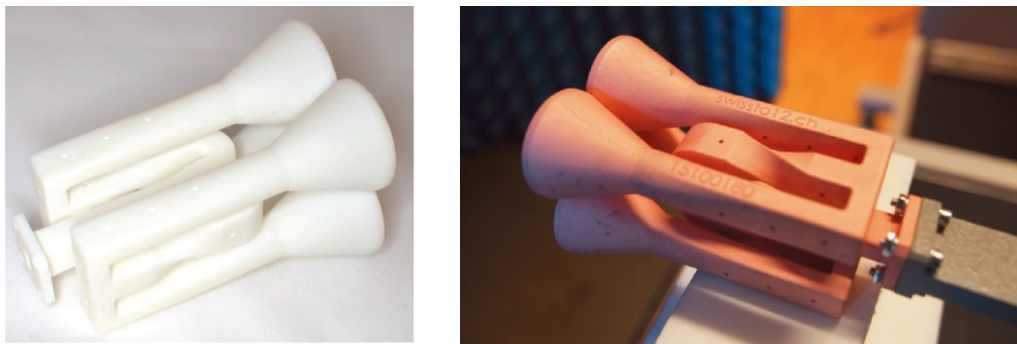


Figure I.33 : Réseau d'antennes en bande Ka, après stéréo-lithographie (gauche), après dépôt métallique (droite) [31]

Les polymères photosensibles ne sont pas les seuls matériaux utilisables avec la stéréo-lithographie. En effet, il est possible de concevoir des composants en céramique avec cette technique de fabrication, comme par exemple une antenne à 60 GHz avec filtre intégré qui a été réalisée au laboratoire XLIM [32]. Ce composant possède une précision de fabrication de 50 à 80  $\mu\text{m}$ .

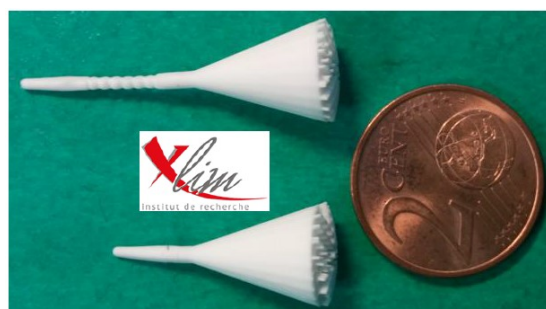


Figure I.34 : Antenne-filtre miniature à 60 GHz [32]

### III.2.3.4. Impression par jet d'encre

L'impression par jet d'encre est basée sur le même principe que les imprimantes jet d'encre classiques, à la différence que l'encre pour papier est remplacée par des polymères photosensibles. De petites gouttes de polymère à l'état liquide sont projetées depuis une buse vers le support de fabrication (Figure I.35). Le polymère déposé est ensuite solidifié soit par une exposition à un rayonnement UV qui le réticule, soit par évaporation du solvant contenu dans l'encre.

Il est possible d'imprimer des pièces contenant des matériaux différents, permettant une plus grande flexibilité de fabrication. Les polymères utilisés peuvent aussi être chargés avec des particules métalliques, les rendant ainsi conducteurs. Néanmoins, la conductivité de ces matériaux reste assez faible, comprise entre  $10^6$  et  $10^7$  S.m<sup>-1</sup> [33].

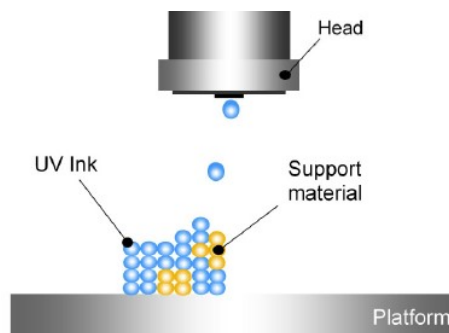


Figure I.35 : Fonctionnement de l'impression par jet d'encres [24]

La hauteur d'une couche peut varier de quelques micromètres [34] jusqu'à la dizaine de micromètres [35]. La résolution typique de cette technologie est comprise entre 10 et 30  $\mu\text{m}$ , mais elle peut aussi être plus élevée. Cela est visible sur la Figure I.36 qui représente une ligne coplanaire imprimée avec une résolution assez grossière.

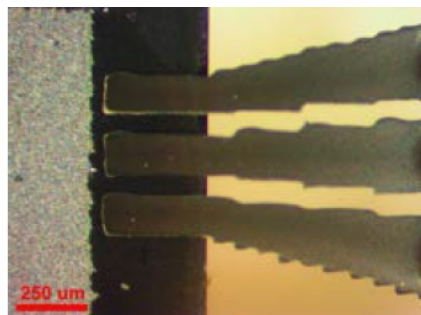


Figure I.36 : Ligne CPW réalisé par impression jet d'encre [34]

Cependant, le procédé reste assez précis pour réaliser des éléments de grandes dimensions, comme cette antenne à cornet [35].

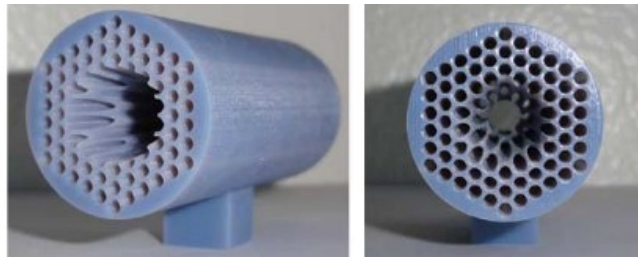


Figure I.37 : Antenne à cornet diélectrique obtenu par impression jet d'encre [35]

Enfin, cette technologie permet d'imprimer des motifs métalliques sur des substrats souples [34], augmentant ainsi les possibilités de fabrication.

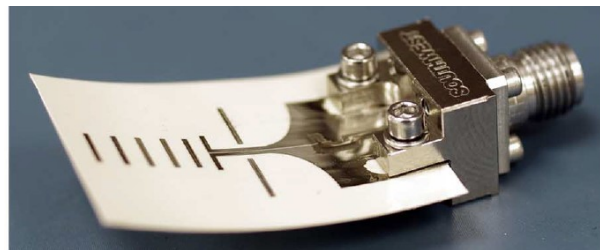


Figure I.38 : Antenne imprimée sur substrat flexible [34]

### III.2.3.5. Fusion de poudre

Les procédés d'impression 3D précédents utilisent principalement des matériaux diélectriques, nécessitant des étapes de dépôts métalliques pour rendre les pièces conductrices. La fusion de poudre consiste à construire un élément à partir de poudres métalliques. L'élément fabriqué est donc entièrement métallique. Cette famille d'impression 3D se décompose en trois techniques : le frittage laser sélectif, la fusion laser sélective et la fusion par faisceau d'électrons. Elles fonctionnent toutes sur le même principe (Figure I.39). La pièce est réalisée dans une cuve remplie de poudre. Un faisceau d'énergie fait fondre localement la poudre métallique pour former une couche de motifs. A chaque nouvelle couche, la plateforme de support descend un peu et de la poudre neuve est ajoutée par-dessus la couche précédemment solidifiée.

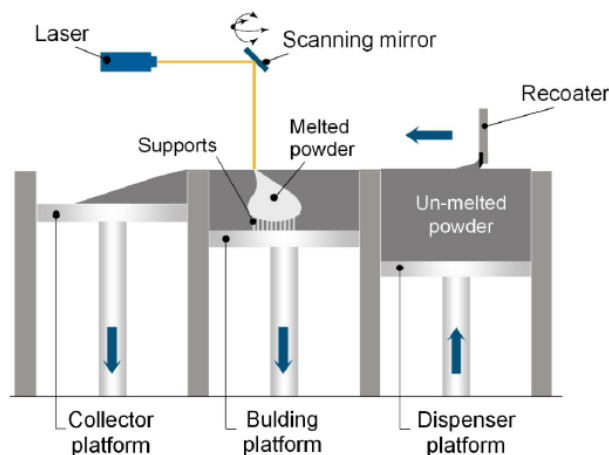


Figure I.39 : Fabrication 3D par fusion de poudre [24]

Un grand nombre de métaux et d'alliages métalliques peuvent être utilisés, comme de l'acier inoxydable, des alliages à base de nickel, de titane, d'aluminium, etc. La conductivité des pièces fabriquées est de l'ordre de  $10^6 \text{ S.m}^{-1}$ . Par exemple, les composants fabriqués dans [36] montre une conductivité de  $5.10^6 \text{ S.m}^{-1}$  pour un alliage d'aluminium, et de  $0,5.10^6 \text{ S.m}^{-1}$  pour un alliage de titane. Ces valeurs restent faibles comparées aux conductivités usuelles de ces métaux purs ( $37,7.10^6 \text{ S.m}^{-1}$  pour l'aluminium et  $2,3.10^6 \text{ S.m}^{-1}$  pour le titane), mais il est possible d'améliorer la conductivité du composant jusqu'à  $12,5.10^6 \text{ S.m}^{-1}$  en effectuant un dépôt d'argent après impression.

Malgré la masse volumique plus élevée des métaux comparée aux polymères, il est quand même possible de concevoir des pièces dont la masse est réduite. La Figure I.40 montre une antenne à cornet en bande X allégée dont la masse totale est de 8 g [37] .

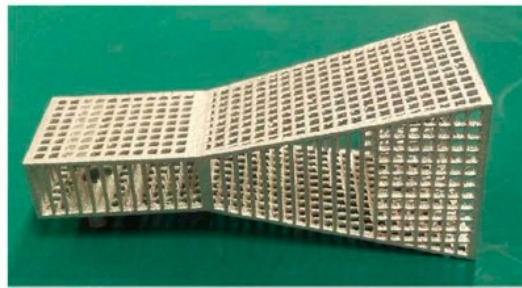


Figure I.40 : Antenne à cornet allégée en bande X [37]

Cette technologie a une précision limitée et engendre une rugosité en général de l'ordre de  $10 \mu\text{m}$ , mais qui peut aussi aller jusqu'à  $30\text{-}50 \mu\text{m}$  [38]. La Figure I.41 illustre bien ce manque de précision de fabrication. Cela ne posera pas de problème pour des applications de l'ordre de la dizaine de Gigahertz (Figure I.40), mais limitera les applications millimétriques et submillimétriques.

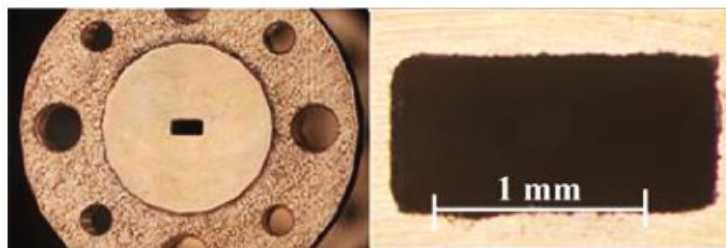


Figure I.41 : Guide d'ondes en bande D obtenu par fusion de poudres [29]

### III.2.4. Micro-fabrication additive

La micro-fabrication additive permet de concevoir un composant couche par couche en utilisant des étapes standards de micro-électronique, telles que la photolithographie, les électrolyses, les dépôts métalliques sous vide, etc. La Figure I.42 montre un exemple de procédé de micro-fabrication additive (à gauche) et le composant correspondant obtenu après fabrication (à droite) : il s'agit d'un filtre passe-bande réalisé à partir de tronçons de lignes coplanaires avec un blindage métallique sur sa partie supérieure [39]. L'étape (a) consiste à définir les lignes coplanaires qui réalisent la fonction de

filtrage. Ensuite, un polymère est déposé avec la forme du blindage désiré : cette couche de polymère servira de support à la fabrication du blindage (b). Le blindage est fabriqué grâce à un dépôt métallique (c). La dernière étape consiste à retirer le polymère de support afin d'obtenir un blindage suspendu dans l'air, au-dessus du filtre coplanaire.

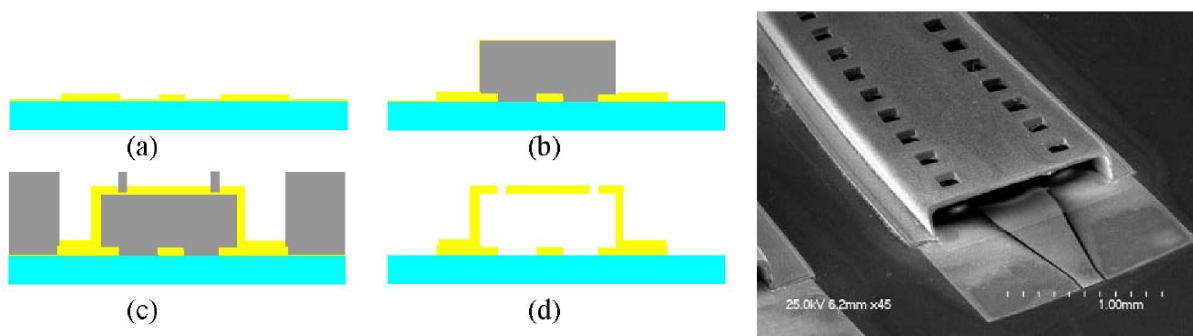


Figure I.42 : Filtre coplanaire blindé [39], procédé de fabrication (gauche), image MEB du composant (droite)

Contrairement à l'impression 3D, les techniques de fabrication de micro-électronique sont utilisées depuis plusieurs décennies et de manière industrielle. Les procédés de fabrication sont donc stables et ont déjà prouvé leur grande précision de fabrication, de l'ordre de la centaine de nanomètres jusqu'au micromètre. La fabrication est assez flexible car l'épaisseur de chaque couche peut varier entre la centaine de nanomètres et la centaine de micromètres. L'état de surface des métaux utilisés est en général très lisse, avec une rugosité inférieure au micromètre. Il en résulte de bonnes valeurs de conductivité métallique, supérieures à  $10^7 \text{ S.m}^{-1}$ .

Il est ainsi possible de réaliser des composants de très petite taille, avec une précision et un état de surface excellents, comme ce réseau d'antennes patch en bande W (Figure I.43).

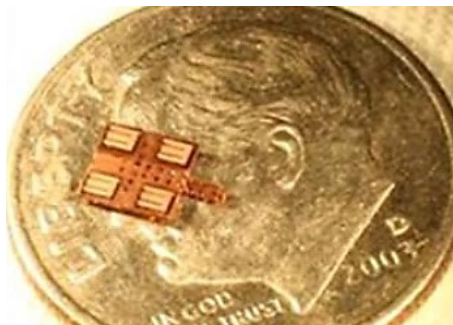


Figure I.43 : Réseau d'antennes patch en bande W [40]

Néanmoins, ce procédé de fabrication possède un inconvénient majeur : il n'est pas possible de fabriquer des composants de trop grande taille, notamment suivant l'axe vertical où la limite de fabrication sera de l'ordre du millimètre. Cette technologie sera donc adaptée à des applications dont la fréquence est supérieure à la bande Ku.

### III.3. Choix de la micro-fabrication additive

La présentation des différentes technologies permettant d’obtenir des composants volumiques à air montre qu’il n’existe pas de procédé de fabrication parfait : chaque technique a ses avantages et ses inconvénients (Tableau I-5).

Tableau I-5 : Récapitulatif des avantages et des inconvénients des techniques de fabrication 3D

| Technologies               | Avantages   | Inconvénients  |
|----------------------------|---|--|
| SIW                        | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Rapide</li> <li>▪ Pas cher</li> <li>▪ Simple</li> <li>▪ Hauteur de cavité d’air : quelques millimètres</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Applications &lt; Bande Ka</li> <li>▪ Pas de structure complexe</li> </ul>  |
| Micro-usinage              | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Hauteur de cavité de l’ordre du millimètre</li> <li>▪ Technologie performante</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Pertes dans les accès</li> <li>▪ Pas de géométrie complexe</li> <li>▪ Etape de collage</li> </ul>                       |
| Extrusion de matériaux     | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Rapide</li> <li>▪ Pas cher</li> <li>▪ Grandes structures</li> <li>▪ Hauteur de cavité importante</li> <li>▪ Utilisation de plusieurs matériaux dans une pièce</li> <li>▪ Structure complexe</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision de fabrication</li> <li>▪ Conductivité métallique</li> <li>▪ Rugosité</li> <li>▪ Etape de finition</li> </ul> |
| Frittage laser             | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Structure métallique</li> <li>▪ Grandes structures</li> <li>▪ Hauteur de cavité importante</li> <li>▪ Structure complexe</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision de fabrication</li> <li>▪ Conductivité métallique</li> <li>▪ Rugosité</li> <li>▪ Etape de finition</li> </ul> |
| Impression jet d’encre     | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision</li> <li>▪ Grandes structures</li> <li>▪ Hauteur de cavité importante</li> <li>▪ Utilisation de plusieurs matériaux dans une pièce</li> <li>▪ Structure complexe</li> </ul>                  | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision de fabrication</li> <li>▪ Conductivité métallique</li> <li>▪ Rugosité</li> <li>▪ Etape de finition</li> </ul> |
| Stéréo lithographie        | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision</li> <li>▪ Grandes structures</li> <li>▪ Hauteur de cavité importante</li> <li>▪ Structure complexe</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Conductivité métallique</li> <li>▪ Rugosité</li> <li>▪ Etape de finition</li> <li>▪ Choix des polymères</li> </ul>      |
| Micro-fabrication additive | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Précision</li> <li>▪ Conductivité</li> <li>▪ Structure complexe</li> <li>▪ Rugosité</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Hauteur de cavité &lt; millimètre</li> <li>▪ Applications &gt; bande Ku</li> </ul>                                      |

L’objectif de ces travaux est de réaliser des composants performants pour des applications en bande Q et V. La technologie SIW ne sera donc pas la plus appropriée. Le micro-usinage pourrait satisfaire les contraintes de la problématique, mais l’étape de collage des cavités peut induire des erreurs de



positionnement et des pertes. Les techniques d'impression 3D permettent de réaliser des cavités importantes et des architectures complexes, mais elles manquent de précision et ont en général une faible conductivité métallique. Enfin, la micro-fabrication additive est limitée dans la hauteur des composants réalisés. Néanmoins, la micro-fabrication additive possède une excellente précision de fabrication, une bonne conductivité métallique, peu de rugosité des conducteurs et permet de réaliser des structures complexes. C'est donc cette technique de fabrication qui a été retenue dans le cadre de ces travaux.

## IV. Procédés de micro-fabrication additive existants

Les avantages listés précédemment font de la micro-fabrication additive un outil de fabrication très prisé pour les applications qui nécessitent une grande précision. Il existe principalement deux procédés de fabrication appartenant à deux sociétés distinctes.

### IV.1. Procédé EFAB

La méthode EFAB<sup>9</sup> est la première technique de micro-fabrication additive à avoir été utilisée pour réaliser des composants volumiques à air de type MEMS<sup>10</sup> [41]. La Figure I.44 présente cette méthode qui consiste à réaliser une pièce en 3D grâce à la superposition de plusieurs couches métalliques ayant des motifs différents. La réalisation d'une couche est décrite par les étapes (a), (b) et (c) : un premier métal servant de support est électrolysé de façon sélective (a), puis une couche d'un second métal est déposée sur toute la surface (b). Il s'ensuit une étape de polissage permettant d'obtenir une surface lisse (c). Les opérations (a), (b) et (c) sont répétées plusieurs fois jusqu'à l'obtention de la pièce dans le matériau sacrificiel (d). Le procédé de fabrication se termine par la gravure du matériau sacrificiel permettant de libérer la pièce (e).

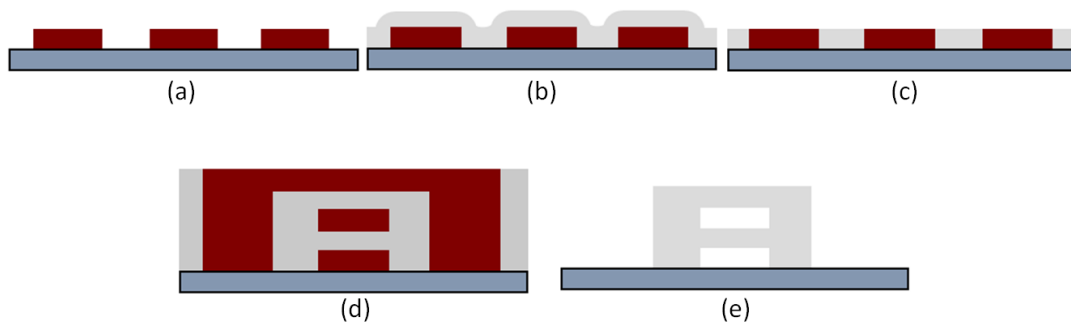


Figure I.44 : Procédé de la méthode EFAB

Ce procédé de fabrication a été mis au point par l'entreprise Microfabrica [42] qui produit principalement des pièces mécaniques de faibles dimensions pour diverses applications comme l'industrie médicale (Figure I.45). Habituellement, les structures sont réalisées en alliage de nickel ou

<sup>9</sup> Electrochemical FABrication

<sup>10</sup> Micro Electro-Mechanical System

de palladium. On retrouve quand même quelques applications de micro-électronique, comme par exemple un filtre passe-bande réalisé à partir de lignes coaxiales rectangulaires (Figure I.46), ou encore un gyroscope miniature (Figure I.47).



Figure I.45 : Pincettes réalisées avec la technique EFAB [43]

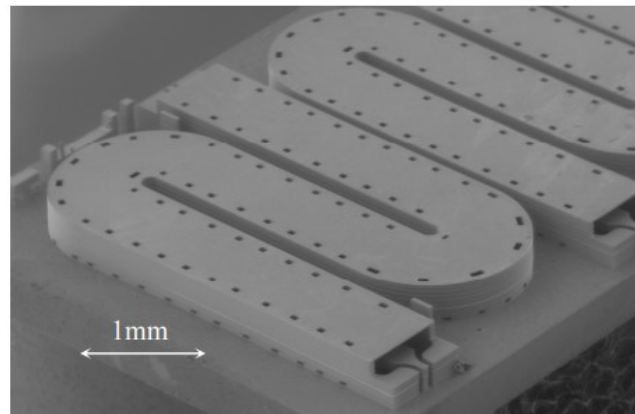


Figure I.46 : Filtre passe bande à base de lignes coaxiales rectangulaires [44]

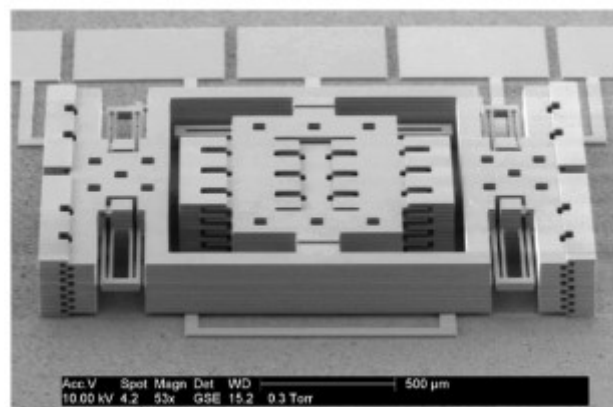


Figure I.47 : Micro gyroscope obtenu avec la technique EFAB [45]

## IV.2. Procédé Polystrata

Le procédé Polystrata [46] diffère du procédé EFAB sur deux aspects principaux : il utilise une résine photosensible en couche sacrificielle et permet de réaliser des structures en cuivre. Ce procédé

de fabrication est résumé Figure I.48. La réalisation d'une couche est décrite par les étapes (a), (b) et (c). D'abord, un moule est créé en résine photosensible par une étape de photolithographie (a). Ensuite, une étape d'électrolyse permet de faire croître un métal dans le moule en résine (b). L'étape de croissance électrolytique est suivie par une étape de polissage (c) permettant d'obtenir une surface plane pour répéter l'opération sur le niveau suivant. Après la répétition de ces étapes, on obtient la pièce dans la résine sacrificielle (d) qui est libérée en évacuant la résine (e).

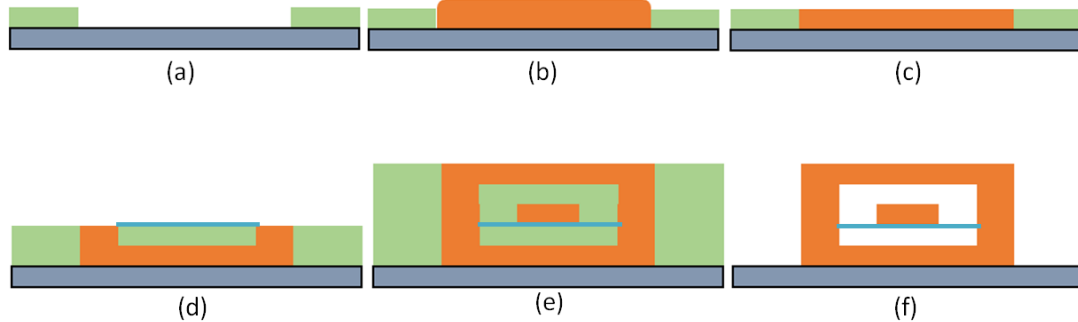


Figure I.48 : Procédé de la méthode Polystrata™

Le Polystrata permet la fabrication d'éléments complexes en cuivre, d'où sa grande utilisation pour réaliser des composants électroniques à base de lignes coaxiales rectangulaires à air, tels que des coupleurs [47], des filtres [48], des antennes [49], etc. La Figure I.49 montre un transformateur d'impédance réalisé à partir de lignes coaxiales rectangulaires à air [50].

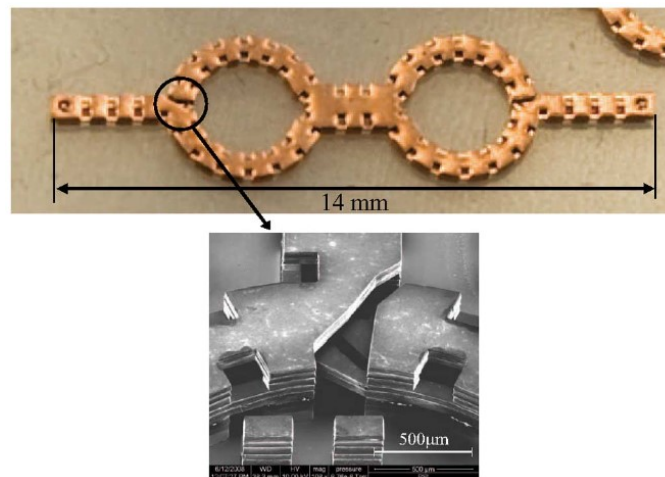


Figure I.49 : Transformateur d'impédance à base de lignes coaxiales rectangulaires [50]

## V. Technologies de fabrication disponibles à XLIM

Dans cette étude, nous avons choisi d'utiliser des techniques de micro-fabrication additive à partir d'étapes standard de micro-électronique afin de réaliser des composants volumiques à air de petite taille avec une grande précision.

Il existe un large éventail de techniques de fabrication dans le domaine de la micro-électronique. Un des enjeux de cette thèse est donc de trouver la bonne combinaison de ces différents moyens de fabrication afin de mettre en place un procédé de micro-fabrication additive viable.

## V.1. Photolithographie

La photolithographie permet de réaliser des motifs 3D en résine photosensible, c'est-à-dire sensible aux rayonnements ultraviolets. Cette résine est disponible sous forme liquide. Elle est préalablement étalée de manière uniforme sur un substrat puis exposée à un rayonnement Ultra-Violet au travers d'un masque possédant différents motifs. Ces motifs sont composés de zones transparentes permettant de faire passer le rayonnement UV, et de zones opaques bloquant le rayonnement.

Un masque de photolithographie est composé d'une plaque de verre recouverte d'un dépôt de chrome. On réalise les zones transparentes en enlevant ce dépôt et les zones opaques en laissant le dépôt. La Figure I.50 représente le principe d'exposition au rayonnement UV de la résine photosensible.

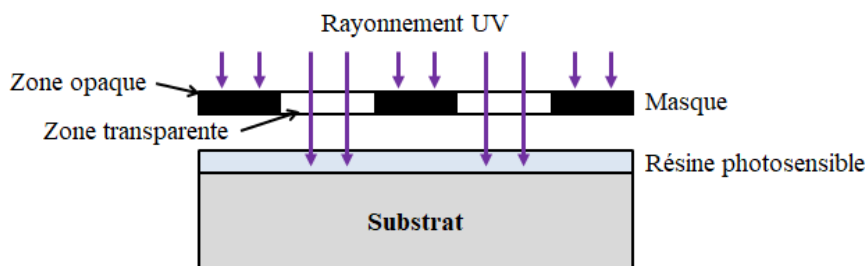


Figure I.50 : Fonctionnement de la photolithographie

On étale la résine sur le substrat avec une tournette. Cette machine permet la mise en rotation du substrat enduit de résine qui est étalée de manière uniforme grâce à la force centrifuge. L'épaisseur de résine obtenue dépend de la vitesse de rotation du substrat, de l'accélération, de la durée du cycle, de la viscosité de la résine et de sa température. Ensuite, la résine subit une étape de cuisson permettant d'évaporer les solvants. Chaque résine est différente. Il faut donc adapter les paramètres de rotation du substrat et de cuisson pour chacune d'entre elles.

Après l'exposition au rayonnement UV, la résine est développée grâce à un produit chimique appelé développeur qui dissout la résine exposée aux rayonnements ou non exposée en fonction du type de résine utilisée. Il existe deux types de résines : les positives et les négatives. Une résine positive est un polymère qui se réticule lors de sa cuisson, puis qui est dissout dans le développeur lorsqu'il a été exposé à un rayonnement UV. Le rayonnement ultraviolet casse les chaînes carbonées, rendant le polymère soluble dans le développeur. Au contraire, une résine négative est initialement soluble dans le développeur. L'exposition aux UV déclenche le processus de polymérisation des chaînes carbonées, rendant la résine inerte et donc résistante à la solution de développement.

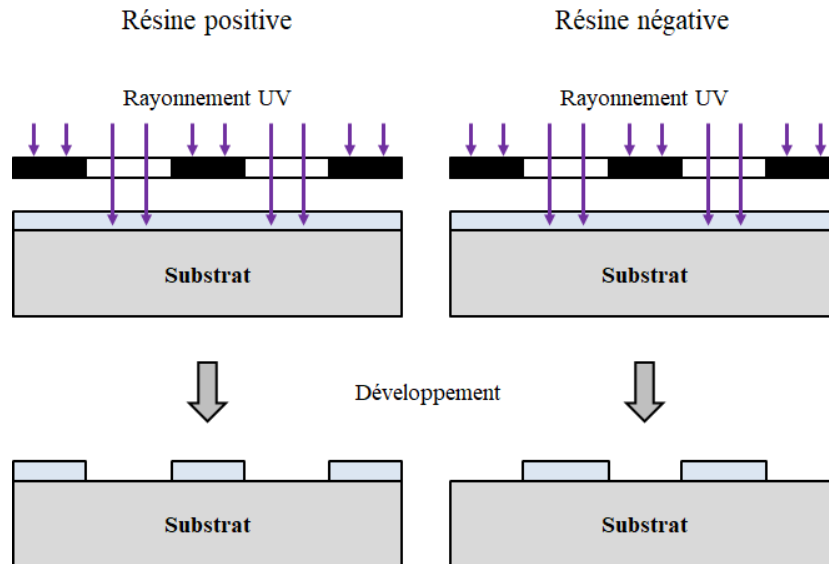


Figure I.51 : Photolithographie de résines positive et négative

Les motifs réalisés en résine sont très utiles pour de nombreuses étapes du procédé de fabrication. Les zones du substrat recouvertes de résine sont par exemple protégées lors des étapes de gravure ou de métallisation. La résine peut également servir de support lors d'une métallisation ou d'une électrolyse. Il en résulte une structure métallique en 3D comme une ligne suspendue ou un guide d'ondes.

Un procédé de fabrication requiert généralement plusieurs étapes de photolithographie ainsi que plusieurs niveaux de masques différents. Il est impératif de pouvoir positionner correctement un masque sur le niveau de photolithographie précédent. Cet alignement est possible avec un aligneur de masques. Cette machine permet en outre de garantir le bon contact du masque sur le substrat lors de l'exposition. En effet, un mauvais contact du masque sur la résine entraîne une perte de résolution des motifs par un phénomène de diffraction du rayonnement UV.

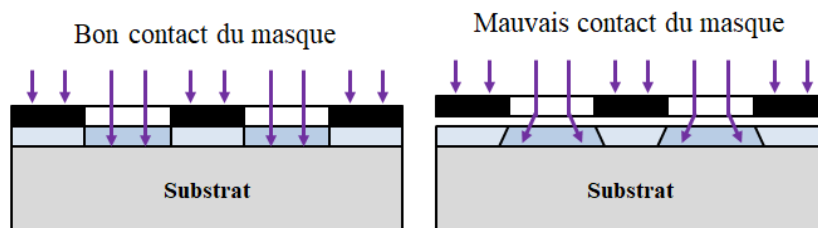


Figure I.52 : Phénomène de diffraction engendré par un mauvais contact

## V.2. Techniques d'ajout et de retrait de matériaux métalliques

### V.2.1. Pulvérisation cathodique

Il s'agit d'une technique de dépôt métallique. Le substrat est introduit dans une enceinte à vide au-dessus d'une plaque du matériau à déposer. Ce dernier est appelé matériau cible. La cible est fixée sur une électrode refroidie qui est portée à un potentiel de quelques milliers de volts. Cela constitue la cathode. L'anode est réalisée avec le substrat à métalliser. L'enceinte est ensuite placée à une faible

pression d'argon, ce qui permet de créer une ionisation des atomes d'argon avec le champ électrique. La cible est bombardée par les ions  $\text{Ar}^+$  qui vont arracher ses atomes et les déposer sur le substrat.

Les matériaux disponibles sur cette machine au laboratoire sont le molybdène et l'aluminium. Il est possible de réaliser des dépôts allant jusqu'à la centaine de nanomètres.

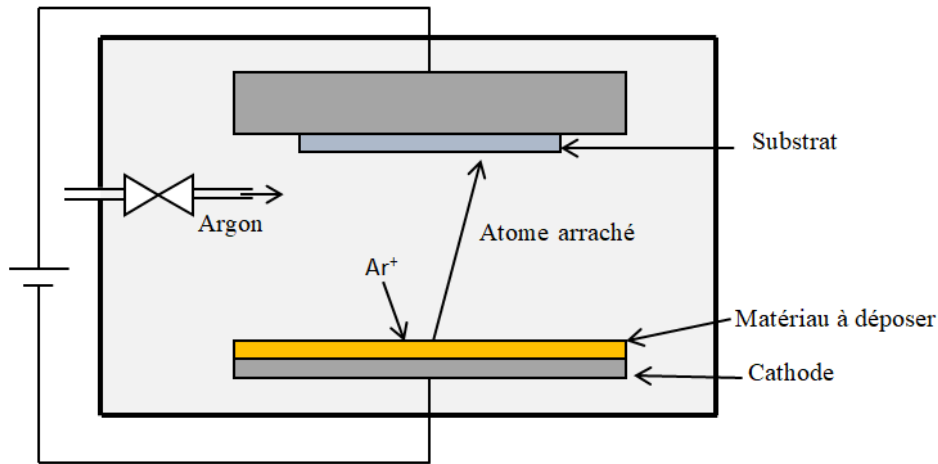


Figure I.53 : Pulvérisation cathodique

### V.2.2. Evaporation thermique par faisceau d'électron

Cette machine permet de réaliser un dépôt métallique par évaporation thermique. Ce dépôt s'effectue dans une enceinte à vide poussé entre  $10^{-6}$  et  $10^{-7}$  mbar. Le métal à déposer est porté à une température supérieure à sa température d'évaporation grâce à un faisceau d'électron. Les atomes évaporés se déposent sur le substrat situé au-dessus du creuset, ainsi que dans toute l'enceinte. Le substrat est mis en rotation afin d'assurer un dépôt homogène. Ce type de dépôt est caractérisé par son adhérence et sa vitesse de déposition qui est déterminée par un oscillateur à quartz. L'épaisseur des métallisations peut aller de quelques nanomètres à quelques centaines de nanomètres avec des métaux tel que de l'or, du cuivre, de l'aluminium, du platine, du titane ou encore du chrome.

Les dépôts sont très directs sur l'axe vertical. Ainsi, il est difficile de réaliser un dépôt homogène si la surface à recouvrir présente des parois verticales.

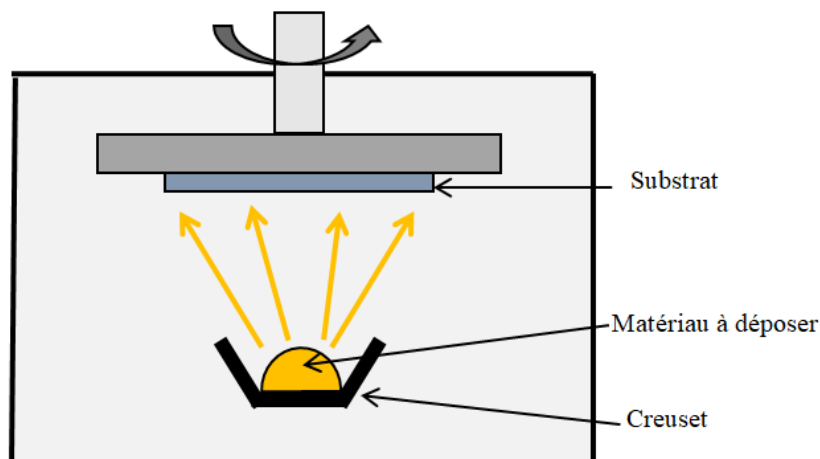


Figure I.54 : Evaporation thermique par faisceau d'électron

Tous les dépôts métalliques commencent par une première couche de quelques nanomètres de titane qui fait la liaison entre le substrat et le métal à déposer. Cela permet d'améliorer grandement l'adhérence du dépôt.

### V.2.3. Electrolyse

L'électrolyse est un procédé utilisant de l'énergie électrique afin de réaliser un dépôt métallique sur un substrat. On place deux électrodes dans une solution contenant des ions du métal à déposer sur le substrat, et on les relie à un générateur de tension. L'application du courant électrique fait migrer les ions métalliques en solution vers des zones du substrat préalablement métallisées.

Nous disposons de deux bancs d'électrolyse : un pour déposer de l'or et un autre pour du cuivre. Pour l'électrolyse d'or (Figure I.55), l'anode (constituée d'une grille) et la cathode (réalisée par le substrat préalablement recouvert d'un faible dépôt d'or) sont plongées dans une solution d'aurocyanure de potassium chauffée à 55°C. Lorsque les deux électrodes sont soumises à un courant électrique, les ions  $\text{Au}^{2+}$  migrent vers la cathode. Au contact de la cathode, les ions  $\text{Au}^{2+}$  équilibrent leurs charges avec les électrons, formant des atomes d'or. L'électrolyse de cuivre fonctionne de la même manière dans une solution de sulfate de cuivre à température ambiante.

La vitesse du dépôt dépend de l'intensité du courant appliquée ainsi que de la surface du substrat. Il est possible de réaliser des métallisations de plusieurs micromètres avec cette méthode. Cependant, la surface métallisée présente une rugosité bien plus importante qu'avec les deux méthodes présentées précédemment. Cette rugosité peut être réduite en utilisant un courant électrique faible, et donc un temps d'électrolyse plus long. Un autre inconvénient de cette méthode est la non-uniformité du dépôt. Il sera plus important à proximité de l'arrivée du courant sur le substrat et diminuera à mesure que l'on s'éloigne de ce point. Il est donc important de tourner le substrat pendant l'électrolyse.

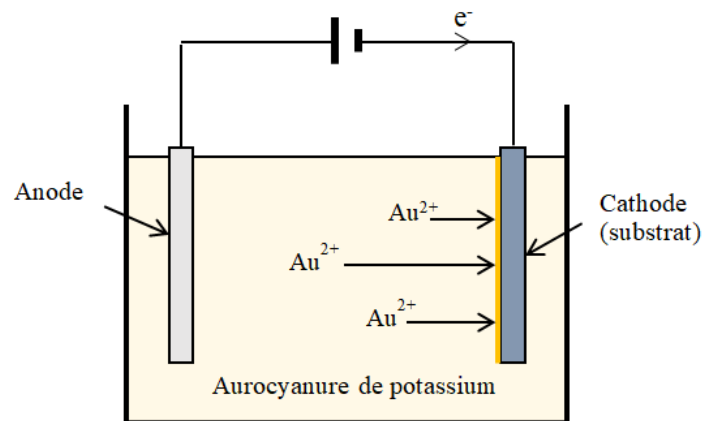


Figure I.55 : Electrolyse d'or

### V.2.4. Gravure humide

La gravure humide consiste à retirer des zones métallisées en plongeant le substrat dans une solution corrosive. En général, on effectue la gravure d'un métal après une étape de photolithographie.

Les zones métallisées recouvertes de résine seront protégées alors que les autres parties métalliques seront gravées.

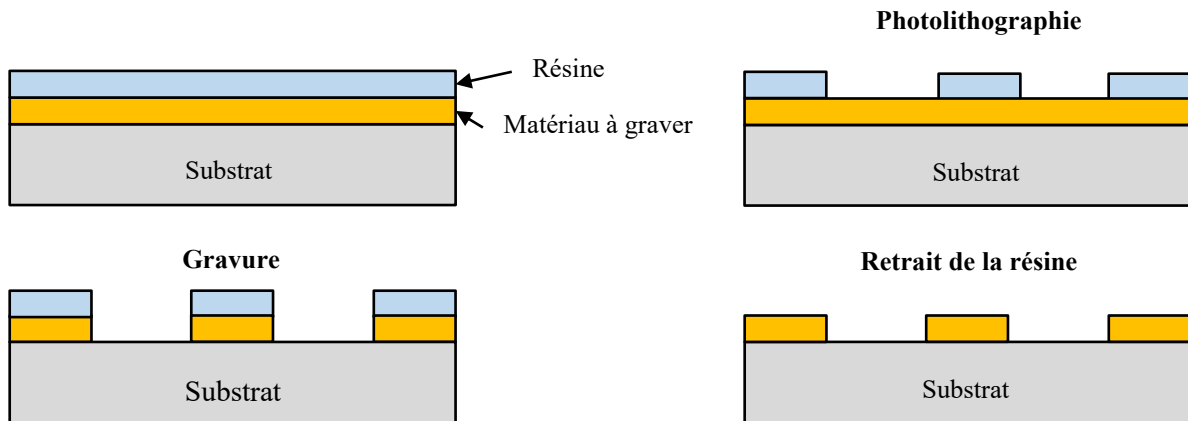


Figure I.56 : Gravure humide

La vitesse de gravure dépend de la rugosité de la surface métallisée, de la concentration de la solution acide et de la température de la solution.

## VI. Conclusion

Les contraintes liées à la problématique présentée dans ce chapitre nous ont orientés vers la conception de composants de microélectronique volumiques à air. Parmi toutes les techniques de fabrications disponibles, notre choix s'est porté sur la micro-fabrication additive. Ce choix nous laisse une grande flexibilité de fabrication étant donné toutes les techniques de fabrication de microélectronique disponibles. L'enjeu sera donc de trouver la bonne combinaison parmi toutes ces techniques afin de pouvoir réaliser des composants volumiques à air à faibles pertes.





## Chapitre II.

# Réalisation de lignes coaxiales rectangulaires



## I. Introduction

Une ligne coaxiale rectangulaire représentée sur la Figure II.1 est constituée des mêmes éléments qu'une ligne coaxiale classique : un conducteur central, un blindage métallique et un diélectrique entre les deux. La différence réside dans la forme de la section de la ligne.

La structure à section rectangulaire permet de fabriquer une ligne coaxiale sans diélectrique. Le conducteur central est alors maintenu en l'air, centré par rapport au blindage grâce à des solutions mécaniques, tels que des piliers ou des bandes de diélectrique ou de métal. Avec ce type de structure, on obtient une ligne coaxiale sans perte diélectrique.

Les recherches sur les lignes coaxiales à section rectangulaire ont commencé dans les années 50, notamment avec Cohn qui a travaillé sur des lignes micro-ruban blindées pour lesquelles il a déterminé la façon de calculer leur impédance caractéristique  $Z_0$  [51]. Il sera suivi par Chen en 1960 qui exprime l'inductance, la capacité et l'impédance caractéristique pour une ligne coaxiale à section rectangulaire [52]. L'année suivante, Garver établit une formule simplifiée permettant de calculer  $Z_0$  [53] à partir des travaux de Chen [52] et Cohn [51]. On voit ensuite des calculs plus précis concernant l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale à section carrée en 1963 avec Green [54] puis en 1964 avec Conning [55]. La même année, Cruzan et Garver déterminent la capacité pour un quart de section d'une ligne coaxiale à section rectangulaire pour différentes géométries [56]. Il y a encore de nombreuses publications sur le sujet durant les deux décennies suivantes, mais elles restent cependant théoriques.

Il faudra attendre 1991 pour voir la première réalisation de ligne coaxiale à section rectangulaire intégrée (Figure II.1). Elle est réalisée par Bishop *et al.* à l'Université de Californie de Santa Barbara et avec le Hughes Research Laboratories [57]. Cette structure, réalisée en or sur un substrat en GaAs, utilise du probimide comme diélectrique qui permet d'atteindre une atténuation linéique de 1,6 dB/mm à 40 GHz. Les dimensions de la section sont en  $\mu\text{m}$ .

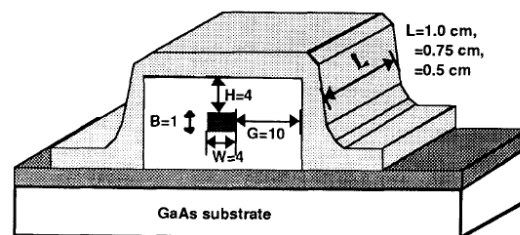


Figure II.1 : Ligne coaxiale rectangulaire réalisée par Bishop *et al.* (1991)

Ce n'est qu'en 2000 qu'une autre structure est réalisée au Korean Advanced Institute of Science and Technology par Jeong *et al.* [58]. Comme Bishop, les métallisations sont en or et le diélectrique est constitué de BCB (Figure II.2). Cependant, la ligne possède une section hexagonale de 150  $\mu\text{m}$  de largeur et de 60  $\mu\text{m}$  de hauteur et est réalisée sur un substrat en silicium. L'atténuation linéique est inférieure à 0,08 dB/mm à 20 GHz.

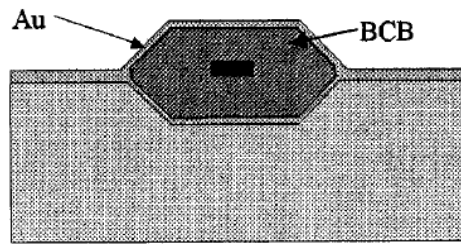


Figure II.2 : Ligne coaxiale rectangulaire réalisée par Jeong *et al.* (2000)

Par la suite, Jeong *et al.* réalisent la première ligne coaxiale rectangulaire à air. La Figure II.3 montre cette ligne avec des métallisations en cuivre sur un substrat en verre et sans diélectrique [59]. L'atténuation linéique est inférieure à 0,08 dB/mm à 40 GHz.

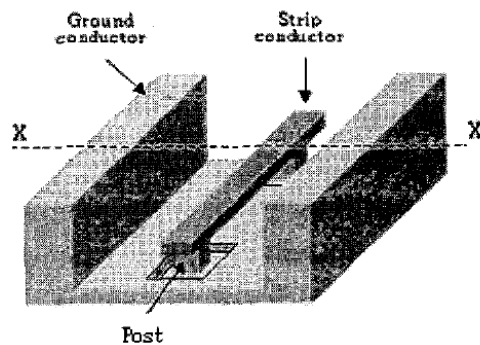


Figure II.3 : Ligne recta-caox par Jeong *et al.* (2002)

En 2004, Brown *et al.* présentent des lignes coaxiales rectangulaires réalisées avec un nouveau procédé de micro-fabrication additif appelé EFAB (présenté dans le premier chapitre) [60] (Figure II.4).

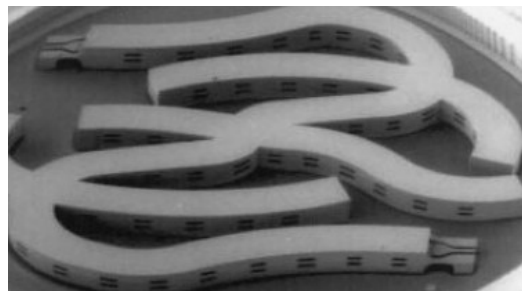


Figure II.4 : Ligne coaxiale rectangulaire réalisées par Brown *et al.* (2004)

Ces lignes présentent une atténuation linéique de 0,1 dB/mm à 29 GHz. Par la suite, ce procédé de fabrication a également permis de réaliser des composants RF tels que des coupleurs, des filtres, ou encore des résonateurs à base de lignes coaxiales rectangulaires [61], [62]. En 2006, les lignes présentées [62] ont une atténuation linéique de 0,035 dB/mm à 60 GHz.

Toujours en 2006, des lignes coaxiales rectangulaires à air sont présentées par Filipovic *et al.* grâce au procédé de fabrication Polystrata (présenté dans le premier chapitre) [63]. Les lignes micro-coaxiales à section rectangulaire fabriquées ont des dimensions de plusieurs centaines de micromètres (Figure II.5).

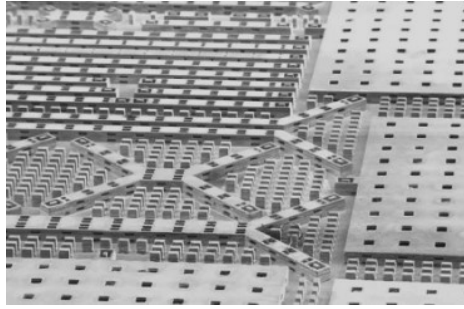


Figure II.5 : Lignes coaxiales rectangulaires réalisées par Filipovic *et al.* (2006)

Entre 2004 et 2007, un autre type de ligne coaxiale rectangulaire de faible épaisseur est réalisé par Natarajan dans le cadre d'une thèse [64]. Les lignes coaxiales rectangulaires sont fabriquées en trois versions : à air, avec la cavité partiellement remplie de polyimide et totalement remplie de polyimide (Figure II.6). Les pertes d'insertions vont de 0,2 dB/mm à 0,9 dB/mm à 30 GHz en fonction du type de ligne.

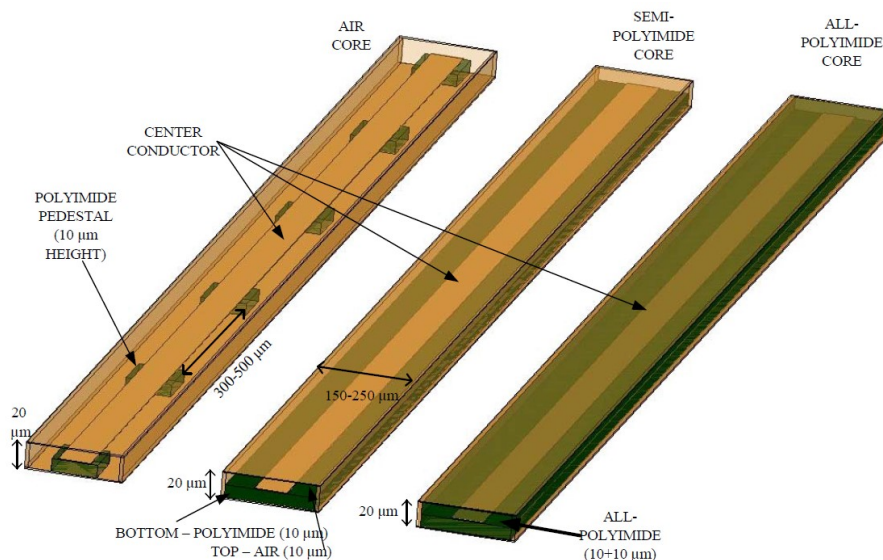


Figure II.6 : Lignes coaxiales rectangulaires réalisées par Natarajan (2007)

Il n'y a pas eu d'avancée significative concernant la fabrication de lignes coaxiales rectangulaires depuis. Les publications sur cette technologie depuis 2007 concernent l'élaboration de composants passifs basés sur des lignes de transmission coaxiales rectangulaires, tels que des filtres, des coupleurs [65], des antennes [66], etc.

Un récapitulatif des différentes techniques et des performances des lignes listées ci-dessus est présenté dans le Tableau II-1.

Dans ce chapitre, nous commencerons par étudier les caractéristiques d'une ligne coaxiale rectangulaire (ses dimensions, sa structure), puis nous présenterons le procédé de fabrication que nous avons développée. Enfin, nous détaillerons les résultats obtenus après la fabrication de ces composants.

Tableau II-1 : Récapitulatif des lignes de transmission coaxiales rectangulaires

| Année | Auteur                       | Technique de fabrication                                | Atténuation linéique (dB/mm)   | Taille de la section ( $\mu\text{m}^2$ ) |
|-------|------------------------------|---|--------------------------------|--|
| 1991  | Bishop <i>et al.</i> [57]    | Substrat GaAs<br>Conducteur en or<br>Cavité : probimide | 1,6 dB/mm @ 40 GHz             | 24×9                                     |
| 2000  | Jeong <i>et al.</i> [58]     | Substrat silicium<br>Conducteur en or<br>Cavité : BCB   | < 0,08 dB/mm @ 20 GHz          | 150×60                                   |
| 2002  | Jeong <i>et al.</i> [59]     | Substrat verre<br>Conducteur en cuivre<br>Cavité : air  | < 0,08 dB/mm @ 40 GHz          | 150×60                                   |
| 2004  | Brown <i>et al.</i> [60]     | EFAB  | 0,1 dB/mm @ 29 GHz             | 300×300                                  |
| 2006  | Brown <i>et al.</i> [62]     | EFAB  | 0,035 dB/mm @ 60 GHz           | 609×274                                  |
| 2006  | Filipovic <i>et al.</i> [63] | Polystrata  | 0,18 dB/mm @ 26 GHz            | 250×310                                  |
| 2007  | Filipovic <i>et al.</i> [67] | Polystrata  | < 0.035 dB/mm @ 38 GHz         | 130×300                                  |
| 2007  | S. J. Natarajan [64]         | Substrat silicium<br>Conducteur en or                   | 0,2 dB/mm à 0,9 dB/mm @ 30 GHz | 470×20                                   |

## II. Caractéristiques d'une ligne coaxiale rectangulaire

Le comportement d'une ligne coaxiale rectangulaire dépend de son architecture et de ses dimensions. Nous verrons d'abord quelles sont ses caractéristiques. Ensuite, nous nous intéresserons au choix des matériaux permettant de fabriquer une ligne coaxiale performante. Enfin, nous verrons comment déterminer les dimensions de la ligne avant de finir par étudier les différents moyens disponibles pour maintenir le conducteur central dans l'air à l'intérieur du blindage.

### II.1. Caractéristiques

#### II.1.1. Structure

Une ligne coaxiale à section rectangulaire, représentée sur la Figure II.7, est composée d'un conducteur central entouré d'un blindage. Les dimensions principales influençant les caractéristiques de la ligne sont : la largeur  $w$  du conducteur central, l'épaisseur  $b$  du conducteur central, et  $g$  et  $h$  respectivement la largeur et la hauteur d'air entre le conducteur central et le blindage.

Le conducteur central et le blindage sont métalliques. Le maintien du conducteur central dans l'air nécessite l'utilisation de structures mécaniques. Un exemple de ce système de maintien est présenté

sur la Figure II.8 où le conducteur central est relié au substrat par l'intermédiaire de piliers espacés d'une longueur  $l_p$  les uns des autres.

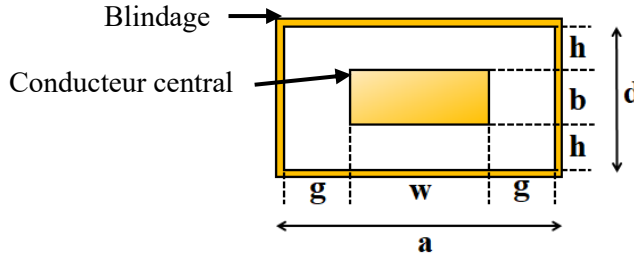


Figure II.7 : Vue de face d'une ligne coaxiale rectangulaire avec ses principales dimensions

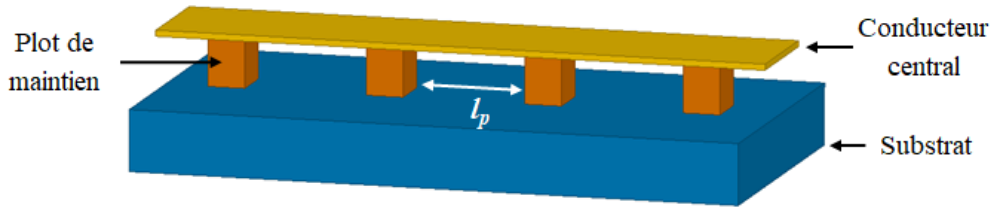


Figure II.8 : Exemple d'un système de maintien de la ligne suspendue

### II.1.2. Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale rectangulaire définie par Chen [52] permet de prendre en compte le cas où le conducteur serait décentré par rapport au blindage (Figure II.9). Dans l'idéal, le conducteur central est placé de façon symétrique à l'intérieur du blindage. Cependant, les différentes étapes de fabrication peuvent induire des erreurs de positionnement, aboutissant à une ligne coaxiale dont la section n'est pas symétrique. L'impédance caractéristique de ce cas de figure est donnée par l'équation (II.1).

$$Z_0 = \frac{376,62}{\sum_{n=1,2} \frac{b}{g_n} + \sum_{m=1,2} \frac{w}{h_m} + \frac{1}{\varepsilon} \left[ \sum_{m=1,2}^{n=1,2} C_{f1}(g_n, h_m) + \sum_{m=1,2}^{n=1,2} C_{f2}(g_n, h_m) \right]} \quad (\text{II.1})$$

Avec  $C_{f1}(g_n, h_m)$  et  $C_{f2}(g_n, h_m)$  les capacités linéiques entre les deux conducteurs en  $\text{F.m}^{-1}$  pour un modèle quart de ligne<sup>11</sup>.

$$C_{f1}(g_n, h_m) = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log \frac{g_n^2 + h_m^2}{4h_m^2} + 2 \frac{h_m}{g_n} \arctan \frac{g_n}{h_m} \right] \quad (\text{II.2})$$

$$C_{f2}(g_n, h_m) = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log \frac{g_n^2 + h_m^2}{4g_n^2} + 2 \frac{g_n}{h_m} \arctan \frac{h_m}{g_n} \right] \quad (\text{II.3})$$

<sup>11</sup> Les conducteurs et le diélectrique étant homogènes et symétriques verticalement et horizontalement, le comportement au niveau des angles seront identiques. Il suffit donc d'étudier un seul quart de la section de la ligne.



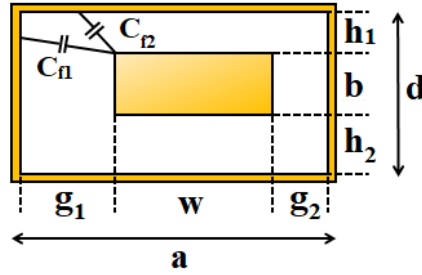


Figure II.9 : Ligne coaxiale rectangulaire décentrée

Toutefois, le modèle de ligne coaxiale rectangulaire décentrée implique des calculs assez lourds qui ne sont pas toujours nécessaires. Un modèle simplifié ne prenant pas en compte les problèmes de symétrie sera suffisant. On utilise donc le modèle défini sur la Figure II.7 où  $h_1 = h_2 = h$  et  $g_1 = g_2 = g$ . Dans ce cas, l'équation (II.1) devient :

$$Z_0 = \frac{376,62}{2\left(\frac{b}{g} + \frac{w}{h}\right) + \frac{4}{\varepsilon}(C_{f1} + C_{f2})} \quad (\text{II.4})$$

Avec  $C_{f1}$  et  $C_{f2}$  les capacités linéiques entre les deux conducteurs en  $\text{F.m}^{-1}$  pour un modèle quart de ligne.

$$C_{f1} = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log \frac{g^2 + h^2}{4h^2} + 2 \frac{h}{g} \arctan \frac{g}{h} \right] \quad (\text{II.5})$$

$$C_{f2} = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log \frac{g^2 + h^2}{4g^2} + 2 \frac{g}{h} \arctan \frac{h}{g} \right] \quad (\text{II.6})$$

### II.1.3. Fréquence de coupure des modes supérieurs

Une ligne de transmission peut propager des ondes EM à condition que leurs fréquences soient inférieures à la fréquence du premier mode de la ligne. Ainsi, la plus haute fréquence pouvant être transmise dans la ligne est fixée par l'apparition de ce premier mode. D'après Gruner [68], le mode possédant la plus basse fréquence de coupure dans une ligne coaxiale à section rectangulaire sera toujours le mode  $\text{TE}_{10}$  ou le mode  $\text{TE}_{01}$ . Il est possible de calculer la fréquence de coupure du mode  $\text{TE}_{10}$  avec l'équation (II.7) [69].

$$\cot\left(\frac{2\pi h f_c}{c}\right) - \left(1 + \frac{w}{2g}\right) \tan\left(\frac{b\pi f_c}{c}\right) - \frac{B}{Y_{C1}} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Avec  $c = 2,998.10^8 \text{ m.s}^{-1}$  la célérité de la lumière dans le vide,  $f_c$  la fréquence d'apparition du mode  $\text{TE}_{10}$  en Hz, et  $\frac{B}{Y_{C1}}$  défini par (II.8).

$$\frac{B}{Y_{C1}} = \frac{f_c}{c} (w + 2g) \left[ 1 - \ln(4u) + \frac{1}{3}u^2 + \frac{1}{2}(1 - u^2)^4 \left( \frac{f_c(w + 2g)}{2c} \right)^2 \right] \quad (\text{II.8})$$

Avec  $u = \frac{2g}{w+2g}$ . Le mode  $\text{TE}_{01}$  peut être calculé avec (II.7) et (II.8) en inversant les dimensions horizontale  $g$  et verticale  $h$ .

Il est toutefois possible d'obtenir une bonne approximation de la fréquence de coupure de la ligne coaxiale rectangulaire avec la formule plus simple du guide d'onde rectangulaire. Dans ce cas, la fréquence de coupure pour le mode  $\text{TE}_{m,n}$  d'un guide d'onde rectangulaire de largeur  $a$  et de hauteur  $d$  est défini par l'équation (II.9).

$$f_c = \frac{c}{2} \left( \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{d} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.9})$$

La Figure II.10 représente la fréquence de coupure du mode  $\text{TE}_{10}$  d'une ligne coaxiale rectangulaire à air en fonction de sa largeur  $a$ .

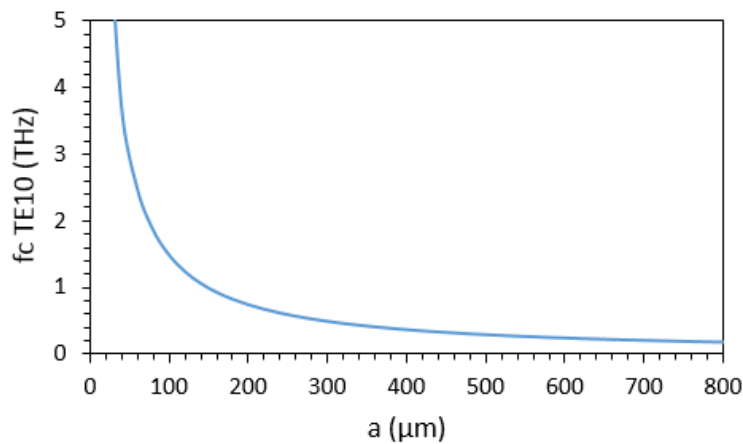


Figure II.10 : Fréquence de coupure du mode  $\text{TE}_{10}$  en fonction de la largeur  $a$  de la ligne coaxiale rectangulaire

Ce graphique montre un autre intérêt des lignes coaxiales rectangulaires comparé aux technologies planaires. La montée en fréquence implique une diminution des dimensions des circuits. Ainsi, les tolérances et précisions de fabrication des circuits planaires deviendront critiques pour des applications au-delà de 200 ou 300 GHz. L'utilisation des lignes coaxiales rectangulaires à air entraîne un agrandissement des dimensions de la ligne. Ainsi, il est possible de les utiliser jusqu'au domaine du Terahertz tout en ayant des dimensions de lignes de l'ordre de la dizaine de micromètres, permettant leurs fabrication avec une grande précision.

#### II.1.4. Atténuation linéique

L'équation (II.10) a été établie par Lau [70] et permettant de calculer l'atténuation linéique en  $\text{Np.m}^{-1}$  d'une ligne coaxiale rectangulaire. Les notations correspondent à celles de la Figure II.7.

$$\begin{aligned}
\alpha_c = \frac{4\varepsilon_r R_S Z_0}{\eta_0^2} & \left\{ \frac{1}{r} + \frac{2w}{r^2} - \frac{1}{2\ln(2)} \frac{s-2d}{d} \frac{1}{u} \left[ \frac{1}{r} \ln\left(\frac{2d-b}{b}\right) + \frac{1}{d} \ln\left(\frac{b(2d-b)}{r^2}\right) \right] \operatorname{csch}^2\left(\frac{\pi s}{2d}\right) \right. \\
& + \frac{d+b}{\pi \ln(2)} \frac{1}{r^2} \ln\left(\frac{2d-b}{b}\right) \ln(u) + \frac{2}{\ln(2)} \frac{1}{d} \frac{1}{u} \left(\frac{s}{d} - 2\right) \frac{(1-x)^{2/x-2}}{(1+x)^{2/x+2}} \\
& * \exp\left(-\frac{2\pi w}{r}\right) \operatorname{csch}^2\left(\frac{\pi s}{2d}\right) + \frac{8}{\ln(2)} \frac{1}{r} \left(1 + \frac{2w}{r}\right) \frac{(1-x)^{2/x-2}}{(1+x)^{2/x+2}} \\
& * \exp\left(-\frac{2\pi w}{r}\right) \ln(u) + \frac{8}{\pi \ln(2)} \frac{1}{x} \frac{1}{d} \left(1 + \frac{b}{d}\right) \left[ \frac{1}{x} \ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right) - 2 \right] \\
& \left. * \frac{(1-x)^{2/x-2}}{(1+x)^{2/x+2}} \exp\left(-\frac{2\pi w}{r}\right) \ln(u) \right\} \quad (\text{II.10})
\end{aligned}$$

Avec  $x = 1 - \frac{b}{d}$ ,  $s = a - w$ ,  $r = d - b$  et  $u = 1 + \operatorname{coth}\left(\frac{\pi s}{2d}\right)$ .  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne,  $R_S = \sqrt{\frac{\omega^* \mu_0}{2^* \sigma}}$  la résistivité de surface en  $\Omega^2$ ,  $\varepsilon_r$  la permittivité relative de la ligne et  $\eta_0 = 120\pi$  l'impédance caractéristique du vide en  $\Omega$ .

L'équation (II.11) est la version simplifiée de l'équation (II.10) dans le cas où  $b < d/3$ .

$$\alpha_c = \frac{4\varepsilon_r R_S Z_0}{\eta_0^2} \quad (\text{II.11})$$

## II.2. Choix des matériaux

Les dimensions de la ligne jouent un rôle important dans son comportement. Néanmoins, les performances électrique et mécanique des composants dépendront aussi des matériaux utilisés.

### II.2.1. Approche électrique

L'approche électrique consiste à choisir les matériaux qui seront utilisés pour réaliser les conducteurs des lignes coaxiales en fonction de leurs propriétés électrique. L'idéal est un matériau ayant une conductivité électrique  $\sigma$  la plus grande possible : il engendrera moins de pertes métalliques qu'un métal de plus faible conductivité. En effet, l'équation (II.10) montre que l'atténuation linéique dépend directement de la résistance surfacique  $R_S = \sqrt{\frac{\omega^* \mu_0}{2^* \sigma}}$ . Ainsi, plus  $\sigma$  est élevée, plus la résistance surfacique  $R_S$  est faible. Le Tableau II-2 compare la conductivité électrique et l'épaisseur de peau à 50 GHz de différents métaux.

Ainsi, d'un point de vue électrique, le cuivre est le meilleur conducteur, suivi par l'or. Les autres métaux ont une conductivité bien plus faible, les rendant moins intéressants.

Tableau II-2 : Conductivité électrique et épaisseur de peau de plusieurs métaux

| Matériau  | Conductivité électrique (S.m <sup>-1</sup> ) | Épaisseur de peau à 50 GHz (nm) |
|-----------|--|---------------------------------|
| Argent    | 63.10 <sup>6</sup>                           | 283,6                           |
| Cuivre    | 59,6.10 <sup>6</sup>                         | 291,5                           |
| Or        | 45,2.10 <sup>6</sup>                         | 334,8                           |
| Molybdène | 18,7.10 <sup>6</sup>                         | 520,5                           |
| Nickel    | 14,3.10 <sup>6</sup>                         | 595,2                           |
| Tungstène | 8,9.10 <sup>6</sup>                          | 754,5                           |
| Titane    | 2,3.10 <sup>6</sup>                          | 1484,1                          |

## II.2.2. Etude mécanique

### II.2.2.1. Approche thermique

Les lignes réalisées sont soumises à de nombreuses variations de température lors du procédé de fabrication. De plus, elles devront à terme valider les tests de résistance aux conditions spatiales, impliquant des variations de températures importantes. C'est pourquoi le choix du matériau doit prendre en compte son coefficient de dilatation thermique.

En effet, un matériau soumis à une variation de température va se dilater ou se contracter. Cette variation de volume sera d'autant plus importante si le coefficient de dilatation thermique est élevé ou que l'écart de température est grand. Ainsi, pour une ligne de longueur  $L_0$ , la variation de longueur  $\Delta L$  correspondant à la variation de température  $\Delta T$  est donnée par l'équation (II.12).

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \alpha \cdot \Delta T \quad (\text{II.12})$$

$\alpha$  représente le coefficient de dilatation thermique linéaire exprimé en K<sup>-1</sup>. L'expression (II.12) peut être utilisée pour des domaines de température allant de la température ambiante à quelques centaines de degrés.

Les substrats en silicium et en silice fondue ont des coefficients de dilatation thermique assez faibles, et sont inférieurs à la plupart des métaux utilisés en micro-électronique. Cela signifie que pour la même variation de température, le substrat et les métallisations des composants ne se dilateront ou ne se rétracteront pas de la même longueur. Cela engendre des contraintes mécaniques dans la structure coaxiale pouvant entraîner des déformations nuisibles au bon fonctionnement de la ligne de transmission, voir même entraîner la rupture mécanique de la ligne.

L'idéal serait donc un matériau conducteur ayant un coefficient de dilatation thermique proche de celui du substrat, évitant ainsi des contraintes trop importantes dans les structures fabriquées lorsqu'elles sont soumises à de fortes variations de température. Le Tableau II-3 liste les coefficients de dilatation thermique de quelques métaux et substrats. On peut voir que le cuivre et l'or, qui sont d'excellents conducteurs électriques, ont aussi un coefficient de dilatation thermique presque 5 fois

supérieur à celui du silicium. Le molybdène et le tungstène présentent les coefficients de dilatation thermique les plus faibles, et sont donc les plus intéressants de ce point de vue.

Une autre solution permettant de réduire les contraintes internes d'une structure en or ou en cuivre serait d'utiliser un substrat présentant un coefficient de dilatation thermique plus élevé, comme un substrat en PCB.

Tableau II-3 : Coefficient d'expansion thermique de quelques métaux

| Matériaux     | Coefficient d'expansion thermique $\alpha$ ( $K^{-1}$ ) |
|---------------|---|
| Silicium      | $3.10^{-6}$   |
| Silice fondue | $0,5.10^{-6}$   |
| PBC (FR-4)    | 11 à $15.10^{-6}$                                       |
| Cuivre        | $16,6.10^{-6}$  |
| Or            | $14,2.10^{-6}$  |
| Molybdène     | $4,8.10^{-6}$   |
| Tungstène     | $4,5.10^{-6}$   |
| Nickel        | $13,3.10^{-6}$  |
| Titane        | $8,6.10^{-6}$   |

### II.2.2.2. Approche mécanique

Il ne faut pas oublier que dans une ligne coaxiale à air, le conducteur central est maintenu suspendu grâce à une solution mécanique. Le conducteur central est donc constitué de plusieurs tronçons de ligne suspendu dans l'air. Plus la ligne est résistante, plus sa partie suspendue pourra être longue et moins il y aura d'éléments de maintien.

La ligne est soumise à deux contraintes. La première est la contrainte résiduelle qui résulte des conditions du procédé de fabrication de la ligne. Cette contrainte peut être de nature compressive ou extensive. Les contraintes compressives peuvent entraîner le flambage de la poutre une fois que celle-ci est libérée. Les contraintes extensives au contraire vont tirer sur les points d'ancrage, pouvant aller jusqu'à la rupture. Le deuxième type de contrainte exercé sur la poutre est la force de pesanteur. La poutre peut fléchir lorsqu'elle est soumise à son propre poids. Pour évaluer ces déformations, on peut modéliser le conducteur central par un modèle de poutre à deux encastresments (Figure II.11).

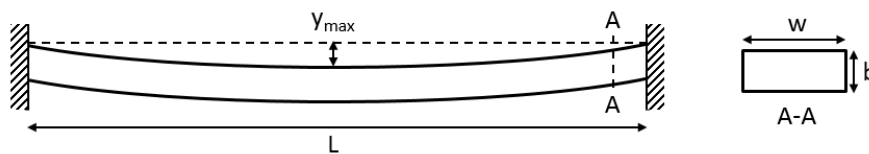


Figure II.11 : Schéma représentant une poutre à deux encastresments

Dans ce cas particulier, la déformation maximale est atteinte au centre de la poutre et est définie par l'équation (II.13).

$$y_{max} = \frac{5 * p * L^4}{384 * E * I} \quad (II.13)$$

$y_{max}$  est exprimée en mètre,  $E$  est le module de Young du matériau de la poutre en Pa et  $L$  est la longueur de la poutre.  $p$  et  $I$  représentent respectivement la force linéique du poids de la ligne en  $N.m^{-1}$  et le moment quadratique de la poutre en  $m^4$ .

$$p = \rho * b * w * g \quad (II.14)$$

$$I = \frac{w * b^3}{12} \quad (II.15)$$

$\rho$  représente la masse volumique du matériau en  $kg.m^{-3}$ ,  $g$  l'accélération de pesanteur égale à  $9,81 kg.m.s^{-2}$ , et  $b$  et  $w$  respectivement l'épaisseur et la largeur de la ligne suspendue en m.

La déformation de la poutre agit directement sur l'impédance caractéristique de la ligne. A partir de l'équation (II.1), nous avons représenté sur la Figure II.12 l'évolution de l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale rectangulaire en fonction du pourcentage de fléchissement de la ligne suspendue par rapport à la hauteur d'air  $h$ . Afin de garder la variation d'impédance caractéristique inférieure à 1 %, il ne faut pas que la déformée de la ligne dépasse 11 % de la hauteur initiale  $h$ .

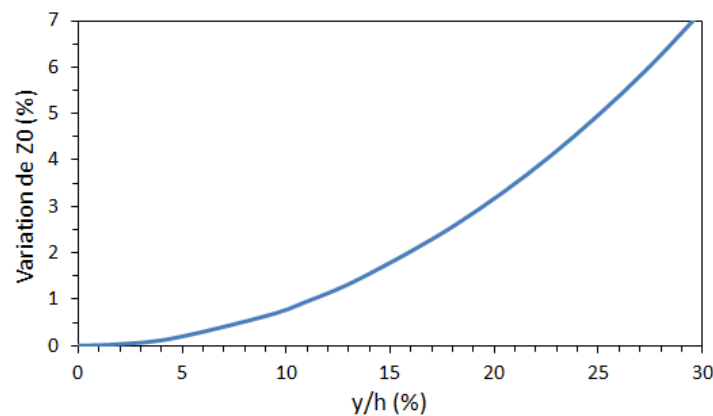


Figure II.12 : Variation de l'impédance caractéristique en fonction de la déformée  $y$

Pour réduire  $y_{max}$ , il faut diminuer  $p$ , augmenter  $E$  et/ou augmenter  $I$ .  $E$  et  $p$  sont directement liés aux propriétés physiques du matériau. Il est donc plus facile d'agir sur  $I$  qui dépend de la géométrie de la ligne.

En remplaçant (II.14) et (II.15) dans l'équation de la déformation maximale (II.13), on obtient l'équation (II.16).

$$y_{max} = \frac{5 * \rho * g * L^4}{32 * E * b^2} \quad (II.16)$$

Finalement, la déformée de la poutre dépend du matériau utilisé (sa masse volumique et son module de Young) et du design choisi (longueur suspendue et épaisseur de ligne). On remarque que la largeur du conducteur central n'influe pas sur la déformée de la ligne.

Pour une ligne composée d'un matériau donné et d'une longueur fixe, la déformée maximale est inversement proportionnelle au carré de l'épaisseur. La Figure II.13 montre l'évolution de la flèche maximale d'une poutre en or à deux encastresments en fonction de sa longueur et pour plusieurs valeurs d'épaisseur.

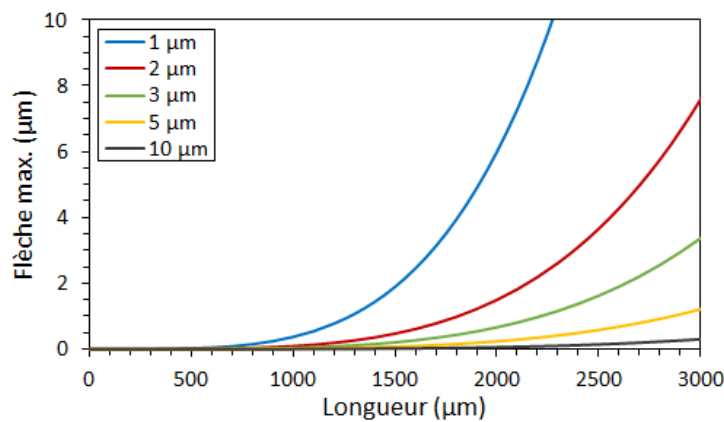


Figure II.13 : Flèche maximale d'une poutre en or à deux encastresments en fonction de la longueur de ligne

On peut donc accroître significativement la longueur de ligne suspendue en augmentant son épaisseur de quelques micromètres.

Il est aussi possible de réduire la flèche maximale en jouant sur le matériau choisi. En effet, l'équation (II.16) montre qu'un matériau possédant un module de Young élevé présentera une plus grande résistance à la déformation. Il en est de même pour un matériau possédant une masse volumique faible. Le Tableau II-4 liste le module de Young et la masse volumique des métaux cités précédemment.

Le matériau idéal d'un point de vue mécanique est celui qui possède un module de Young élevé et une faible masse volumique. Afin de mieux se rendre compte du compromis module de Young/masse volumique, on trace la flèche maximale d'une poutre d'épaisseur  $b = 2 \mu\text{m}$  en fonction de sa longueur (Figure II.14). On réalise cela pour les matériaux cités dans le Tableau II-4.

Tableau II-4 Propriétés mécaniques de quelques métaux

| Matériau  | Module de Young (GPa) | Masse volumique ( $\text{kg.m}^{-3}$ ) |
|-----------|-----------------------|--|
| Cuivre    | 110                   | 8920                                   |
| Or        | 79                    | 19300                                  |
| Molybdène | 329                   | 10200                                  |
| Tungstène | 411                   | 19300                                  |
| Nickel    | 200                   | 8902                                   |
| Titane    | 116                   | 4500                                   |

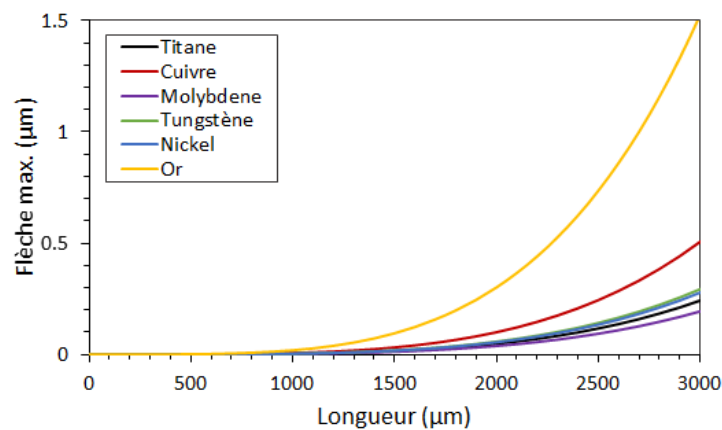


Figure II.14: Flèche max. d'une poutre en fonction de la longueur pour plusieurs métaux

Ainsi, le molybdène est le matériau le plus résistant dans la liste précédente d'un point de vue mécanique. Il est suivi par le titane, le nickel et le tungstène. Enfin, le cuivre puis l'or sont les deux métaux de la liste qui présentent les flèches les plus importantes.

### II.3. Dimensionnement de la ligne

Nous devons maintenant définir un dimensionnement efficace d'une ligne afin de trouver le bon rapport entre  $w$ ,  $b$ ,  $g$ , et  $h$  permettant d'obtenir le meilleur facteur de qualité, tout en respectant l'impédance caractéristique choisie (II.4). Il faut donc évaluer dans un premier temps l'influence de chaque paramètre afin de déterminer lequel est prédominant.

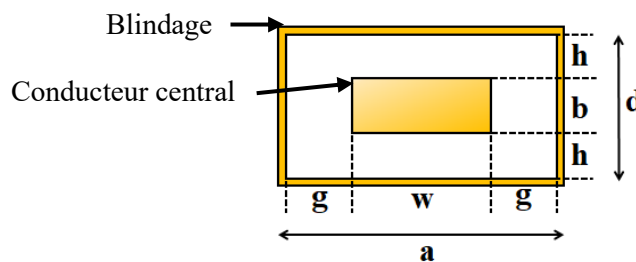


Figure II.15 : Rappel des principales dimensions d'une ligne coaxiale rectangulaire en vue de face



On utilise l'outil de simulation HFSS pour évaluer ces paramètres. Les simulations sont effectuées sur une ligne coaxiale à section rectangulaire de 1 mm de long. Le modèle étudié est constitué de conducteurs intérieurs et extérieurs en or et entourés d'air, dans le cas idéal où il n'y a pas d'éléments de maintien du conducteur central.

### II.3.1. Facteur d'échelle

La première analyse concerne l'effet de volume, c'est-à-dire l'évolution du facteur de qualité lorsque les dimensions transverses de la ligne sont augmentées de façon uniforme, tout en gardant l'impédance caractéristique égale à  $50 \Omega$ . On étudie cet effet à 50 et à 150 GHz.

La ligne initiale a les dimensions suivantes :  $w = 25 \mu\text{m}$ ,  $b = 2,5 \mu\text{m}$  et  $g = h = 10 \mu\text{m}$ . La Figure II.16 montre l'évolution du facteur de qualité de la ligne coaxiale rectangulaire en fonction de la surface totale de la section de la ligne.

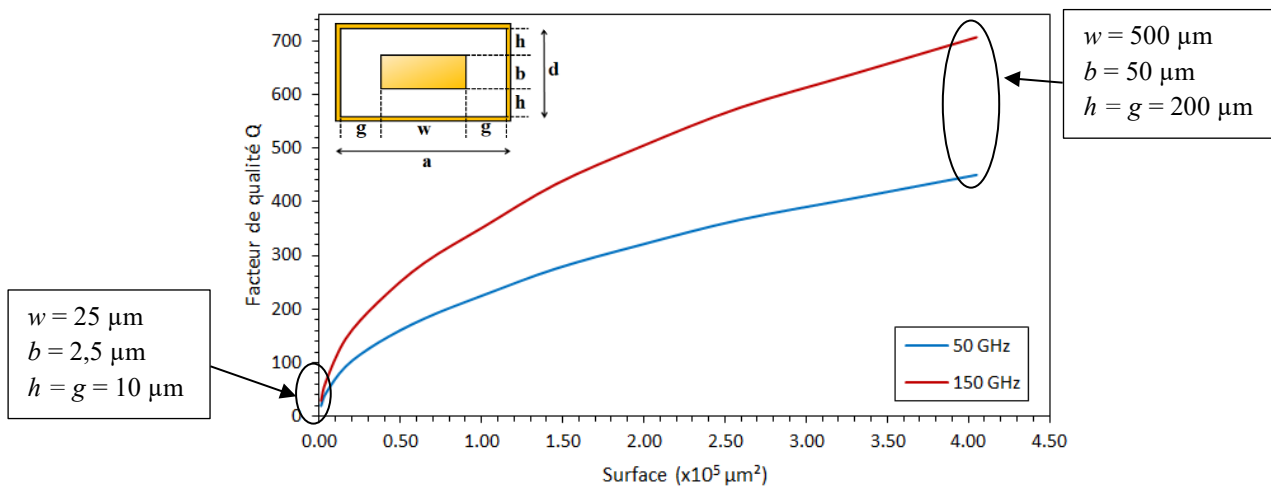


Figure II.16 : Evolution du facteur de qualité en fonction de la surface de la section

Ainsi, le facteur de qualité augmente avec l'aire de la section de la ligne coaxiale rectangulaire. Il faut donc de grandes dimensions si on veut obtenir un facteur de qualité élevé. Aussi, il ne faut pas oublier que la fréquence maximale d'utilisation diminue lorsque la taille de la section augmente. Il ne sera donc pas possible de concilier un facteur de qualité important avec une fréquence d'utilisation très grande. Enfin, cette courbe montre que, pour un design défini de ligne, il sera possible d'augmenter ses performances en augmentant la taille de la section.

### II.3.2. Influence des épaisseurs d'air horizontale $g$ et verticale $h$

Les épaisseurs d'air horizontale  $g$  et verticale  $h$  définissent l'espace entre le conducteur central et le blindage de la ligne. Ces deux valeurs influent sur l'impédance caractéristique  $Z_0$  et sur le facteur de qualité de la structure.

Afin de déterminer le ratio entre  $g$  et  $h$  permettant d'obtenir les meilleures performances, on étudie l'évolution du facteur de qualité de la ligne en fonction du rapport  $g/h$ . Pour cela, les valeurs de  $g$  et de

$h$  ont été modifiées tout en prenant soin de maintenir l'impédance caractéristique proche de  $50 \Omega$ . On effectue cette étude à 50 et à 150 GHz. L'épaisseur de la ligne est fixée à  $2 \mu\text{m}$  afin de respecter la condition de 5 fois l'épaisseur de peau à 50 GHz.

La Figure II.17 montre que le facteur de qualité augmente avec le rapport  $g/h$ , puis converge. Ainsi, le facteur de qualité est plutôt faible pour un rapport  $g/h$  inférieur à 0,6 et il converge pour un rapport supérieur à 1,3. Cela signifie que l'effet capacitif horizontal entre le conducteur central et le blindage devient prédominant lorsque la valeur de  $g$  devient trop faible par rapport à  $h$ . A l'inverse, lorsque  $g$  devient grand devant  $h$ , c'est l'effet capacitif vertical qui devient prédominant dans la ligne. Le facteur de qualité reste inchangé si  $g/h$  est supérieur à 1,3. Un rapport supérieur n'apporte donc pas de gain sur le facteur de qualité, mais augmente la surface occupée par la ligne. Il est donc judicieux de choisir un ratio  $g/h$  proche de 1.

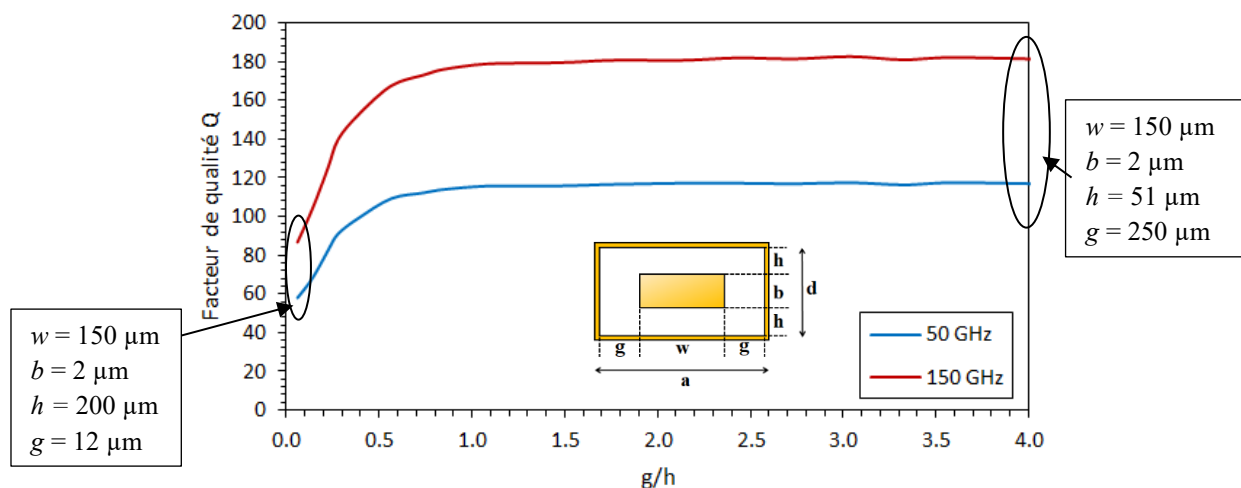


Figure II.17 : Evolution du facteur de qualité  $Q$  en fonction du rapport  $g/h$

### II.3.3. Influence de la largeur de ligne suspendue $w$

Il reste maintenant à évaluer l'influence de la largeur du conducteur central  $w$ . Cependant, la modification d'un seul paramètre de la ligne modifie l'impédance caractéristique. On étudiera donc l'influence du ratio  $g/w$  avec les grandeurs  $b$  et  $h$  fixées. Cela permettra de déterminer la largeur adéquate du conducteur central  $w$  par rapport à  $g$  tout en maintenant l'impédance caractéristique à  $50 \Omega$ .

Comme précédemment, l'épaisseur de la ligne suspendue est  $b = 2 \mu\text{m}$ , et la hauteur d'air entre le blindage et le conducteur central est  $h = 53 \mu\text{m}$ . Les simulations sont faites à 50 et à 150 GHz.

Comme dans les autres cas, le facteur de qualité augmente avec la dimension totale de la ligne. Néanmoins, on s'aperçoit que les courbes convergent lorsque  $g/w$  augmente. Le facteur de qualité n'évolue presque plus lorsque le rapport  $g/w$  est supérieur à 0,4. Il n'y a donc plus de gain possible si le conducteur central a une largeur 2,5 fois supérieure à  $g$ . On pourra donc dimensionner  $w$  proche de 2,5 fois la dimension de  $g$ . Un rapport plus grand entraînerait une perte d'espace sur le substrat.

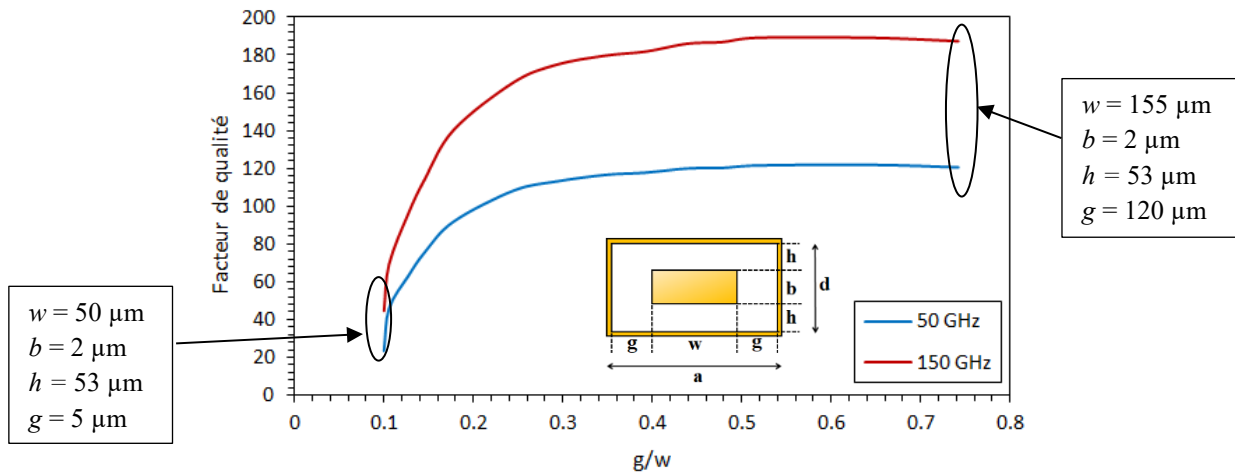


Figure II.18 : Facteur de qualité et impédance caractéristique en fonction de la largeur de ligne  $w$

### II.3.4. Conclusion concernant le choix des dimensions d'une ligne

Grâce aux études précédentes, il est possible de suivre une ligne de conduite afin d'améliorer les performances d'une ligne coaxiale rectangulaire. D'abord, en connaissant le matériau utilisé et la fréquence d'utilisation de la ligne, nous pouvons dimensionner l'épaisseur de la ligne  $b$  supérieure ou égale à 5 fois l'épaisseur de peau du conducteur à la fréquence de travail la plus faible. L'épaisseur du conducteur central sera donc de l'ordre de quelques micromètres. Ensuite, il est possible de choisir l'ordre de grandeur des épaisseurs d'air  $g$  et  $h$  en choisissant dans un premier temps  $g = h$ . Il peut être judicieux de définir d'abord  $h$  car sa valeur dépend de l'épaisseur de résine sacrificielle atteignable lors de la fabrication des composants. Puis, en connaissant  $g$ , on peut déterminer  $w$  supérieure ou égale à 2,5 fois  $g$ . Enfin, il faudra ajuster ces valeurs par simulation afin d'obtenir l'impédance caractéristique souhaitée.

### II.3.5. Validation du design

Afin de vérifier si la méthode de dimensionnement présentée précédemment est pertinente, nous comparons les performances de notre ligne coaxiale rectangulaire à celle d'une ligne existante réalisée avec le procédé Polystrata. Nous choisissons ce procédé car il est actuellement le plus performant pour l'élaboration de lignes coaxiales rectangulaires. Certaines dimensions des lignes Polystrata ne sont pas compatibles avec le procédé de fabrication choisi dans le cadre de cette thèse, comme l'épaisseur du conducteur central ou du blindage. Ainsi, notre modèle de ligne coaxiale aura des dimensions du même ordre que la ligne Polystrata uniquement pour la largeur de ligne  $w$  et les épaisseurs d'air  $g$  et  $h$ .

Parmi toutes les réalisations accomplies grâce au procédé Polystrata, nous utiliserons une ligne réalisée dans le cadre d'une étude de tenue en puissance [71] car sa section est rectangulaire, contrairement à la plupart des lignes Polystrata qui ont une section carrée. Cela permettra d'obtenir une meilleure comparaison avec le procédé retenu.

Les deux lignes sont présentées sur la Figure II.19 avec la ligne Polystrata à gauche et la ligne étudiée à droite. Les lignes sont simulées entre 33 et 75 GHz avec des conducteurs en cuivre. La ligne

Polystrata originale est présentée sur la Figure II.20 avec les dimensions suivantes (1)  $h = 100 \mu\text{m}$ , (2)  $g = 152 \mu\text{m}$ , (3)  $b = 100 \mu\text{m}$  et (4)  $w = 200 \mu\text{m}$ . La modélisation de la ligne Polystrata ne prend pas en compte les bandes de diélectrique de maintien du conducteur central, ni les ouvertures présentes dans le blindage.

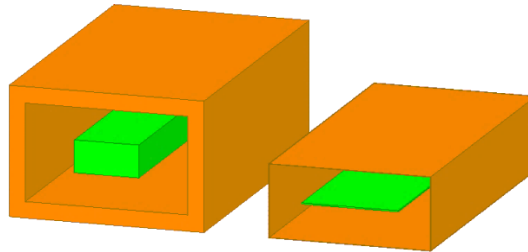


Figure II.19 : Comparaison entre une ligne Polystrata (gauche) et notre ligne (droite)

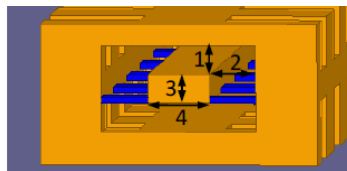


Figure II.20 : Ligne coaxiale rectangulaire de type Polystrata

On réalise ensuite une simulation de la ligne coaxiale rectangulaire dimensionnée selon les critères vus précédemment :  $w = 300 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ ,  $g = 100 \mu\text{m}$  et  $h = 107 \mu\text{m}$ . La ligne étudiée possède un conducteur central dont l'épaisseur est supérieure aux 5 épaisseurs de peau recommandées. Ces dimensions permettent d'obtenir quasiment la même largeur totale de ligne entre les deux architectures :  $504 \mu\text{m}$  pour la ligne Polystrata,  $500 \mu\text{m}$  pour notre ligne, ainsi qu'une hauteur d'air  $h$  proche l'une de l'autre. On peut comparer les différences de dimensions entre les deux lignes qui sont à la même échelle sur la Figure II.19.

La Figure II.21 montre l'atténuation linéique de chaque ligne pour une fréquence comprise entre 33 et 75 GHz. Les caractéristiques des deux lignes sont résumées dans le Tableau II-5 et le Tableau II-6.

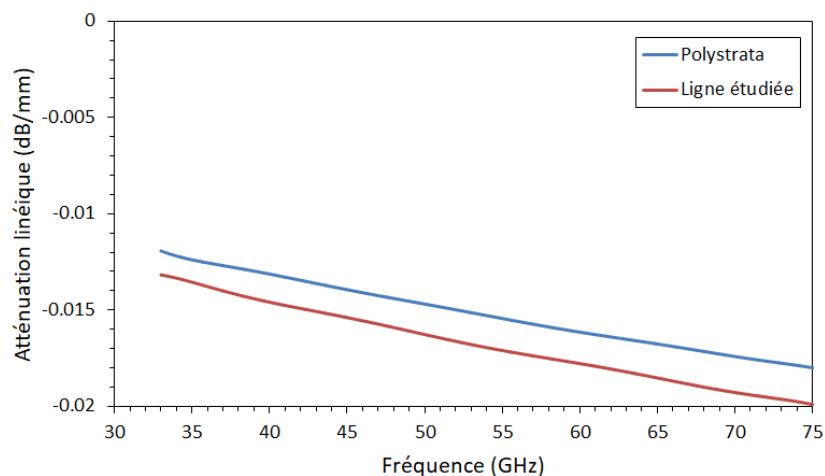


Figure II.21 : Atténuation linéique de la ligne Polystrata et de la ligne étudiée

Cette étude montre que la ligne étudiée possède des performances proches de la ligne Polystrata. La ligne étudiée a une atténuation linéique inférieure de 9,7% comparée à sa concurrente mais possède une section plus petite de 25,9%. En effet, l'épaisseur du conducteur central de la ligne Polystrata est 25 fois plus grande que celle de la ligne étudiée.

Tableau II-5 : Comparaison des performances entre la ligne Polystrata et la ligne étudiée

| Fréquence (GHz) | Polystrata       |       | Ligne étudiée    |       | Ecart |
|-----------------|------------------|-------|------------------|-------|-------|
|                 | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     |       |
| 33              | -0,0119          | 251,5 | -0,0132          | 227,7 | 9,5 % |
| 50              | -0,0147          | 309,4 | -0,0163          | 279,3 | 9,7 % |
| 75              | -0,0180          | 378,7 | -0,0199          | 342,5 | 9,6 % |

Tableau II-6 : Comparaison des dimensions entre la ligne Polystrata et la ligne étudiée

|  | Polystrata | Ligne étudiée | Ecart  |
|--|------------|---------------|--------|
| Dimension de la section ( $\mu\text{m} \times \mu\text{m}$ ) | 504×300    | 500×224       | -      |
| Aire de la section ( $\mu\text{m}^2$ )                       | 151200     | 112000        | 25,9 % |
| Aire de la section occupée par l'air ( $\mu\text{m}^2$ )     | 131200     | 110800        | 15,5 % |

Nous avons vu précédemment que la taille de la section est importante vis-à-vis du facteur de qualité. Nous augmentons donc la taille de la section de la ligne étudiée afin d'évaluer ses performances par rapport à la ligne Polystrata dans le cas d'une section identique. La nouvelle ligne étudiée possède les dimensions suivantes :  $w = 350 \mu\text{m}$ ,  $g = 124 \mu\text{m}$ ,  $h = 125 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ .

Cette fois, la ligne étudiée est plus performante de 4,5 % par rapport à la ligne Polystrata (Figure II.22). Cependant, la faible épaisseur du conducteur central implique une surface d'air de la ligne étudiée plus grande que celle de la ligne Polystrata de 12,8 %.

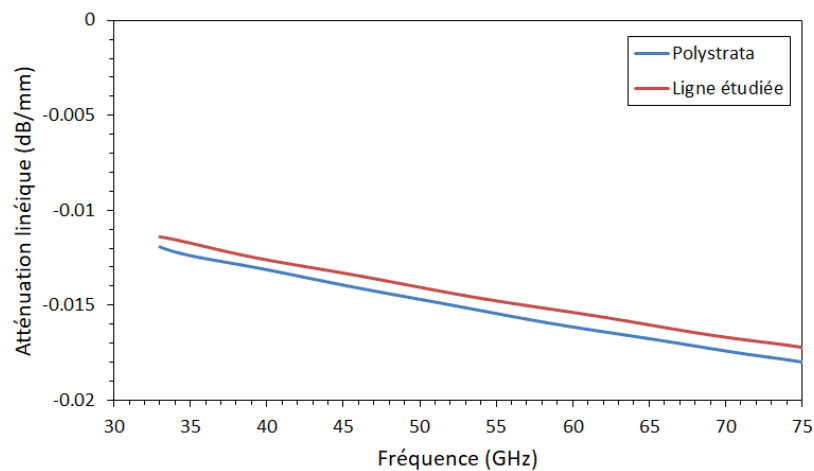


Figure II.22 : Comparatif entre ligne Polystrata et ligne étudiée pour une section identique

Tableau II-7 : Performances entre les deux lignes avec la même surface de section

| Fréquence (GHz) | Polystrata       |       | Ligne étudiée    |       | Ecart |
|-----------------|------------------|-------|------------------|-------|-------|
|                 | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     |       |
| 33              | -0,0119          | 251,5 | -0,0114          | 263,2 | 4,6 % |
| 50              | -0,0147          | 309,4 | -0,0141          | 323,3 | 4,5 % |
| 75              | -0,0180          | 378,7 | -0,0172          | 395,8 | 4,5 % |

Pour finir cette étude comparative, nous allons comparer les deux lignes avec une surface d'air identique entre le conducteur central et le blindage (Figure II.23). Les dimensions de la ligne Polystrata sont toujours les mêmes. Les dimensions de la ligne étudiée sont légèrement diminuées :  $w = 325 \mu\text{m}$ ,  $g = 116 \mu\text{m}$ ,  $h = 117 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ , et la ligne est toujours adaptée à 50 Ohms.

Tableau II-8 : Performances entre les deux lignes avec la même surface de section d'air

| Fréquence (GHz) | Polystrata       |       | Ligne étudiée    |       | Ecart |
|-----------------|------------------|-------|------------------|-------|-------|
|                 | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     | $S_{21}$ (dB/mm) | Q     |       |
| 33              | -0,0119          | 251,5 | -0,0121          | 246,9 | 1,8 % |
| 50              | -0,0147          | 309,4 | -0,0150          | 303,4 | 1,9 % |
| 75              | -0,0180          | 378,7 | -0,0183          | 371,8 | 1,8 % |

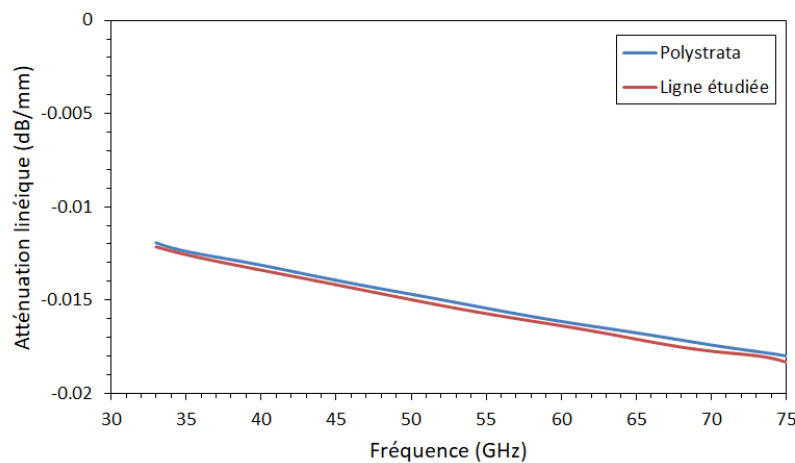


Figure II.23 : Comparatif entre ligne Polystrata et ligne étudiée pour une section d'air identique

On retrouve un écart inférieur à 1,9 % entre les deux architectures pour une surface d'air égale. Nous obtenons des résultats proches de la ligne Polystrata dans les cas de sections ou de surfaces d'air équivalentes. Nous pouvons donc conclure que la méthode de dimensionnement de la ligne coaxiale rectangulaire présentée est efficace.

#### II.4. Maintien de la ligne de transmission

Il existe cinq solutions permettant de maintenir le conducteur central à l'intérieur du blindage de la ligne coaxiale rectangulaire. Les solutions les plus simples sont d'utiliser un diélectrique à l'intérieur

du blindage, ou uniquement dans la moitié inférieure. Nous avons écarté ces solutions dès le départ compte tenu de la problématique qui est de réaliser des composants à faible pertes, et donc sans diélectrique.

Les trois autres solutions utilisent un système de maintien périodique permettant de maintenir le conducteur central dans l'air. On peut envisager des plots diélectriques ou métalliques, et des bandes de diélectriques.

Nous comparerons les résultats obtenus avec ces différentes solutions de maintien à une ligne coaxiale rectangulaire idéale à air, c'est-à-dire sans système de maintien entre le conducteur central et le blindage. Nous prendrons les dimensions de la ligne à air présentée dans le paragraphe précédent :  $w = 300 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ ,  $g = 100 \mu\text{m}$  et  $h = 110 \mu\text{m}$ . Tous les conducteurs métalliques sont en cuivre.

#### II.4.1. Maintien uniforme avec diélectrique

##### II.4.1.1. Répartition uniforme du diélectrique

La ligne coaxiale rectangulaire à diélectrique (Figure II.24) est une structure dont la fabrication est simple mais qui induit des pertes diélectriques. Nous avons évalué ces pertes pour deux types de diélectriques : du polyimide utilisé dans les travaux de Natarajan [64] et la résine photosensible négative SU-8 qui est très largement utilisée pour réaliser des microstructures en diélectrique. La présence de diélectrique dans la ligne coaxiale modifie considérablement son impédance caractéristique. Ainsi, nous la garderons à  $50 \Omega$  en maintenant la section de diélectrique des lignes équivalente à celle de la ligne idéale. Les dimensions de la ligne avec du polyimide sont :  $w = 137 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ ,  $g = 130 \mu\text{m}$  et  $h = 131 \mu\text{m}$ , et celles de la ligne avec la résine SU-8 sont :  $w = 160 \mu\text{m}$ ,  $b = 3 \mu\text{m}$ ,  $g = 126 \mu\text{m}$  et  $h = 126 \mu\text{m}$ . La tangente de perte du polyimide est 0,008 à 10 GHz et 0,04 jusqu'à 200 GHz pour la résine SU-8.

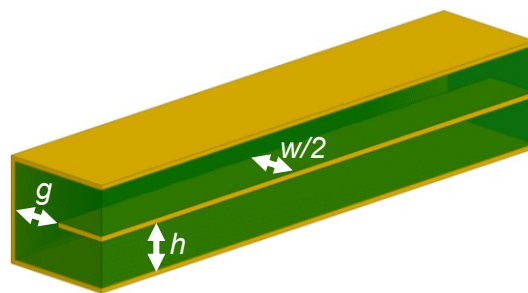


Figure II.24 : Vue en coupe d'une ligne coaxiale rectangulaire à diélectrique

La Figure II.25 montre que la présence de diélectrique augmente significativement les pertes linéiques de la ligne, avec un facteur 4 pour le polyimide et bien plus pour la résine SU-8. Cela conforte le choix de concevoir des lignes coaxiales à air.

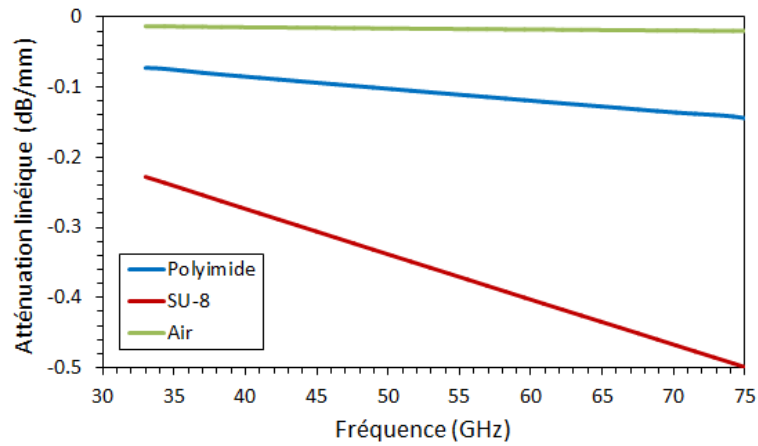


Figure II.25 : Atténuation linéique d'une ligne coaxiale rectangulaire avec diélectrique

#### II.4.1.2. Diélectrique dans la moitié inférieure

Les matériaux diélectriques présentant trop de pertes, il est possible d'en supprimer la moitié à l'intérieur du blindage (Figure II.26). En effet, remplir la moitié inférieure du blindage de diélectrique est suffisant pour servir de support à la ligne de transmission et réduire les pertes. La topologie ressemble à celle d'une ligne micro-ruban, mais avec un blindage. La ligne avec polyimide possède les dimensions suivantes :  $w = 188 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ ,  $g = 121 \mu\text{m}$  et  $h = 121 \mu\text{m}$ . Celle en résine SU-8 a pour dimensions :  $w = 205 \mu\text{m}$ ,  $b = 2 \mu\text{m}$ ,  $g = 118 \mu\text{m}$  et  $h = 118 \mu\text{m}$ .

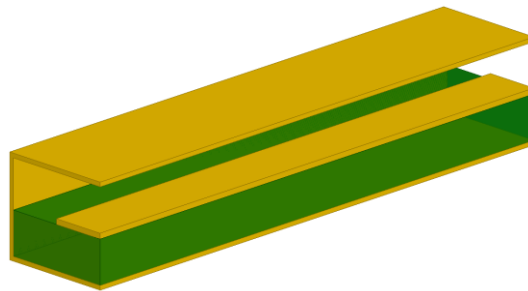


Figure II.26 : Vue en coupe d'une ligne coaxiale rectangulaire remplie à moitié de diélectrique

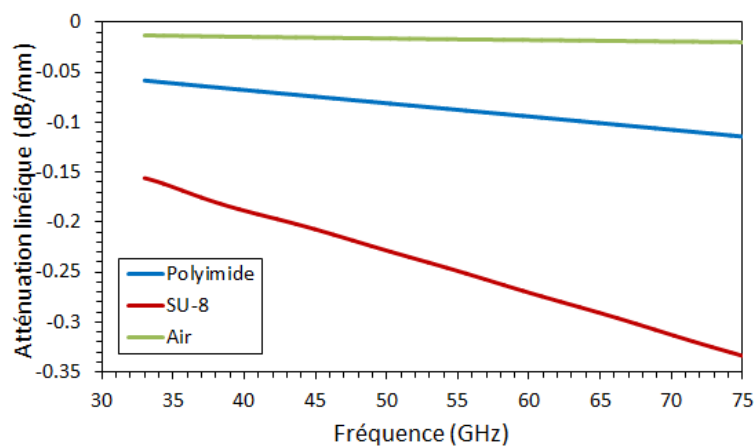


Figure II.27 : Atténuation linéique d'une ligne coaxiale rectangulaire à moitié diélectrique



Le comportement des lignes à moitié diélectrique est le même que les lignes entièrement remplies de diélectrique, à la différence que les pertes sont plus faibles. Elles sont néanmoins toujours importantes.

#### II.4.2. Eléments de maintien périodique

Les solutions de maintien présentées précédemment étant peu performantes, nous nous intéresserons aux solutions de maintien périodique : la ligne est maintenue suspendue par l'intermédiaire de petits éléments métalliques ou en diélectriques répartis périodiquement le long de la ligne coaxiale.

Outre les dimensions générales des lignes, les performances de ces structures dépendent aussi de plusieurs paramètres liés au système de maintien, tels que le matériau utilisé, leurs dimensions, leurs périodicités, etc.

L'étude suivante est un comparatif rapide des systèmes de maintien permettant de situer chaque topologie les unes par rapport aux autres.

Pour chaque système de maintien, nous étudierons une ligne de 10 mm de long possédant 8, 16 et 32 piliers ou bandes de maintien, ce qui représente un espacement entre eux variant de 1022  $\mu\text{m}$  à 206  $\mu\text{m}$ . Les dimensions des éléments de maintien ont été choisies arbitrairement.

##### II.4.2.1. Plots de maintien diélectrique

La Figure II.28 montre une structure de ligne coaxiale rectangulaire en coupe suivant son plan de symétrie longitudinal. Le diélectrique n'est présent que dans de petites zones afin d'assurer le maintien du conducteur central. Ces parallélépipèdes de diélectrique seront appelés plots ou piliers de maintien. La présence de diélectriques modifie donc l'impédance caractéristique de la ligne. Les dimensions sont alors modifiées tout en maintenant la section d'air de la ligne égale à celle de la ligne idéale. Dans le cas de plots en polyimide de section 50  $\mu\text{m}$  x 50  $\mu\text{m}$  et de hauteur  $h$ , nous obtenons une ligne adaptée à 50  $\Omega$  pour les dimensions suivantes :  $w = 290$   $\mu\text{m}$ ,  $b = 4$   $\mu\text{m}$ ,  $g = 104$   $\mu\text{m}$  et  $h = 104$   $\mu\text{m}$ .

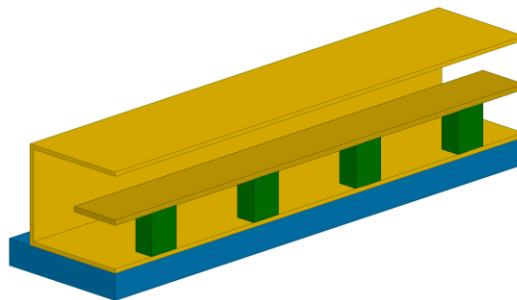


Figure II.28 : Vue en coupe d'une ligne coaxiale rectangulaire à air maintenue par des plots de diélectriques

La Figure II.29 montre que l'augmentation des pertes linéiques par rapport à la ligne idéale varie entre 8 et 21 % en fonction de la périodicité des plots.

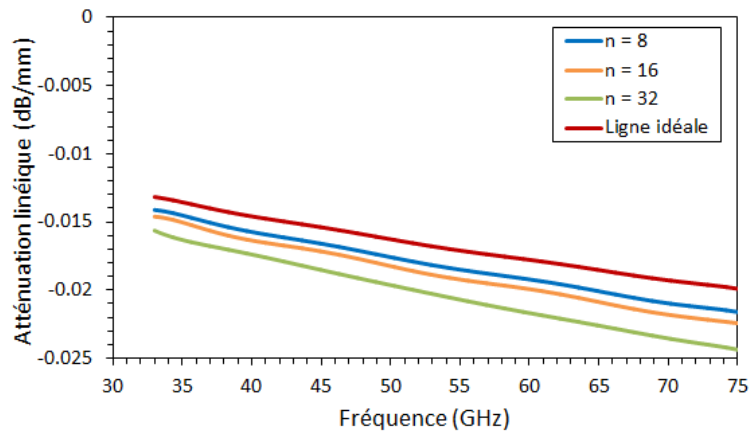


Figure II.29 : Atténuation linéique d'une ligne coaxiale avec des plots de maintien en polyimide

#### II.4.2.2. Bandes en diélectriques

Cette solution de maintien consiste à utiliser de petites bandes de diélectriques qui sont ancrées dans le blindage, et sur lesquelles repose la ligne suspendue (Figure II.30).

Encore une fois, les dimensions de la ligne sont légèrement modifiées afin de maintenir l'impédance caractéristique adaptée à  $50 \Omega$  avec des bandes de maintien en polyimide :  $w = 290 \mu\text{m}$ ,  $b = 4 \mu\text{m}$ ,  $g = 104 \mu\text{m}$  et  $h = 104 \mu\text{m}$ . Les bandes de diélectrique font la largeur du blindage, soit  $492 \mu\text{m}$  sur une longueur de  $50 \mu\text{m}$  et une épaisseur de  $10 \mu\text{m}$ .

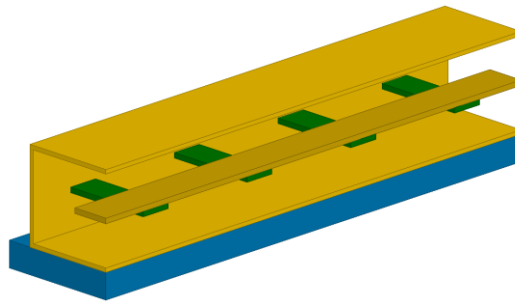


Figure II.30 : Vue en coupe suivant le plan de symétrie longitudinal d'une ligne coaxiale rectangulaire à air maintenue par des bandes en polyimide

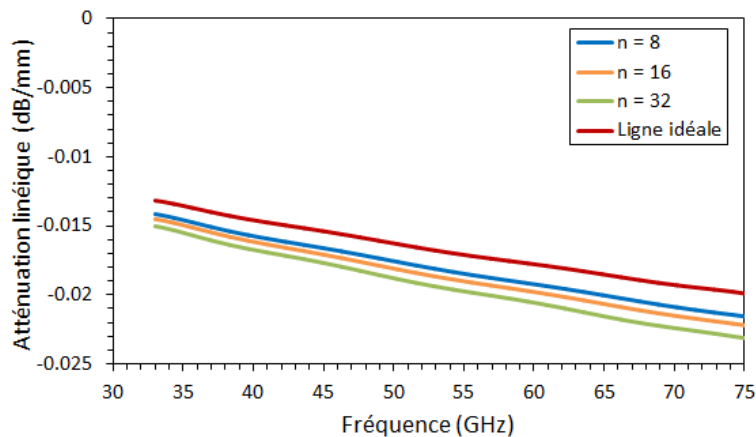


Figure II.31 : Atténuation linéique d'une ligne coaxiale avec des bandes en polyimide

La Figure II.31 montre qu'avec cette solution, l'augmentation des pertes linéiques par rapport à la ligne idéale varie entre 8 et 15 % en fonction de la périodicité des bandes. Cette solution est donc plus performante que celle des plots diélectriques.

#### II.4.2.3. Plots de maintien métalliques

Le maintien avec des plots métalliques fonctionne de la même manière que les plots diélectriques, à la différence que la partie inférieure du blindage comporte des trous permettant d'éviter des courts-circuits entre le conducteur central et le blindage (Figure II.32). Cette solution permet de s'affranchir des pertes diélectriques des plots en polymère, mais induit des pertes via l'ouverture du blindage vers le substrat. Deux autres paramètres ont une influence sur les performances de la ligne : la taille de l'ouverture dans le substrat autour des plots métalliques et le type de substrat utilisé. L'ouverture dans le blindage autour des piliers de maintien crée un effet capacitif entre la ligne et le blindage : plus l'ouverture est petite, plus l'effet capacitif est fort.

Dans cet exemple, nous nous intéresserons à la périodicité des plots. La ligne a les mêmes dimensions que celle avec des bandes diélectriques. Les piliers métalliques ont une base de  $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$  comme pour l'exemple des piliers en matériaux diélectriques. La largeur de l'ouverture dans le blindage autour des piliers métalliques est de  $80 \mu\text{m}$ .

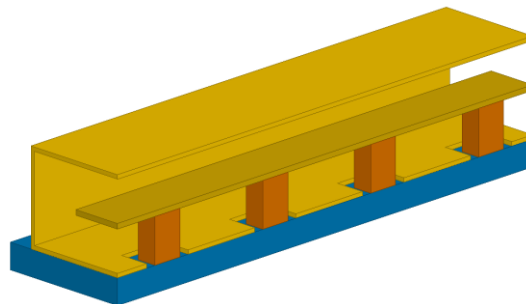


Figure II.32 : Vue en coupe d'une ligne coaxiale rectangulaire à air maintenue par des plots métalliques

Dans les exemples précédents utilisant des piliers ou des bandes en diélectriques, le blindage de la ligne coaxiale est entier. L'intégralité du champ EM est contenu à l'intérieur de la ligne et la nature du substrat n'a aucune influence sur les performances de la ligne. Cependant, le blindage de la ligne possède des ouvertures dans le cas où on utilise un maintien de la ligne avec des plots métalliques. Nous commençons donc par évaluer l'influence de la nature du substrat sur les performances de la ligne. Pour cela, nous simulons la ligne coaxiale rectangulaire avec 8 plots métalliques espacés de  $1022 \mu\text{m}$  sur un substrat de  $500 \mu\text{m}$  d'épaisseur. La Figure II.33 montre l'atténuation linéique de la ligne pour des substrats en silice fondue, silicium et PCB de type FR4. On s'aperçoit qu'un phénomène de résonance apparaît vers 70 GHz pour le substrat en silicium. Cela s'explique par la nature du substrat et l'espacement entre les piliers métalliques. En effet, la longueur d'onde guidée à 70 GHz dans un substrat de silicium de permittivité relative 11,9 est de  $1242 \mu\text{m}$ , ce qui correspond approximativement à la distance entre les deux extrémités de deux plots métalliques consécutifs.

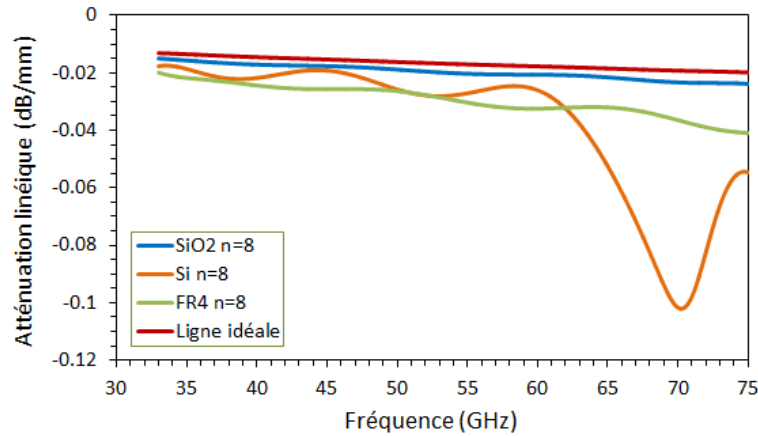


Figure II.33 : Atténuation linéique avec 8 plots de maintien pour différents substrats

On peut vérifier cet effet avec le substrat en PCB de permittivité relative 4,4. En prenant la somme de la distance entre deux piliers et la largeur de ces deux derniers, soit  $1122 \mu\text{m}$ , nous en déduisons que la fréquence à laquelle le phénomène de résonance apparaît est  $127 \text{ GHz}$ . Nous vérifions cette valeur en simulant une ligne coaxiale rectangulaire comprenant 8 plots de maintien sur un substrat en FR4 entre  $70$  et  $150 \text{ GHz}$  (Figure II.34).

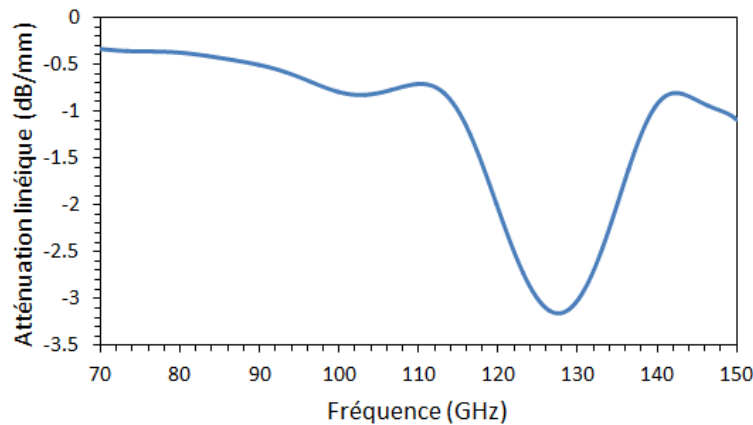


Figure II.34 : Résonance dans un substrat en FR4

Ainsi, plus la permittivité relative du substrat est élevée, plus la fréquence à laquelle apparaît ce phénomène est faible. Cependant, ces résultats sont obtenus dans un cas particulier où le substrat a une épaisseur de  $500 \mu\text{m}$  et est entouré d'air. Dans la réalité, le substrat est posé sur un support qui peut modifier l'apparition de cette résonance.

L'augmentation de la périodicité des plots entraîne un phénomène de couplage entre le conducteur central et le blindage plus important. Cet effet est visible sur la Figure II.35 qui montre les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  de la ligne en fonction de la fréquence.

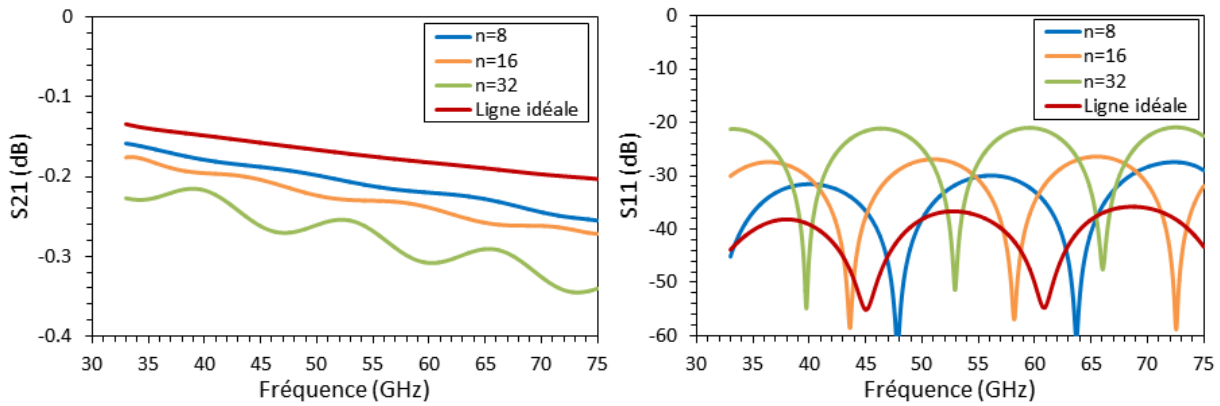


Figure II.35 : Paramètres S d'une ligne coaxiale rectangulaire en fonction de la périodicité des plots métalliques

Le paramètre  $S_{21}$  montre une ondulation en fonction de la fréquence. Plus la périodicité des piliers est importante, plus l'amplitude de l'ondulation est grande. Le ventre inférieur de l'ondulation du paramètre  $S_{21}$  correspond au maximum du paramètre  $S_{11}$ . Ainsi, l'ondulation du paramètre  $S_{21}$  ne correspond pas à des pertes, mais à une désadaptation de la ligne avec une plus grande partie de l'énergie incidente qui est réfléchiée en entrée. La Figure II.36 montre l'évolution de l'atténuation linéique en fonction de la fréquence lorsque l'on prend en compte le paramètre  $S_{11}$ .

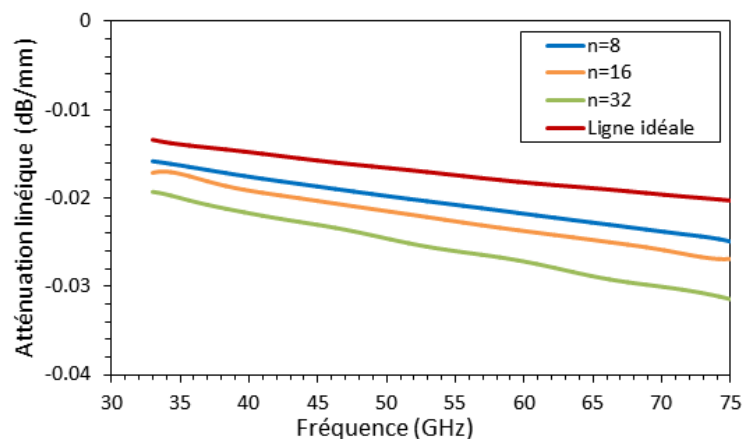


Figure II.36 : Atténuation linéique ajustée en fonction de la périodicité des plots métalliques

Avec les piliers métalliques, l'atténuation linéique augmente entre 17 et 55 % par rapport à la ligne idéale.

### II.4.3. Conclusion

Parmi toutes les solutions présentées pour le maintien du conducteur central, celles des plots et des bandes diélectriques sont les plus performantes (Figure II.37), mais aussi protégées par de nombreux brevets venant des sociétés Nuvotronics [72] et Microfabrica [73]. Il nous reste donc la solution des plots métalliques qui présente une augmentation de l'atténuation linéique comprise entre 12 et 15 % en fonction de la fréquence d'utilisation par rapport à la solution des plots diélectriques. Néanmoins, ce

système de maintien sera toujours plus performant que les solutions utilisant des matériaux diélectriques dans la totalité ou la moitié du blindage.

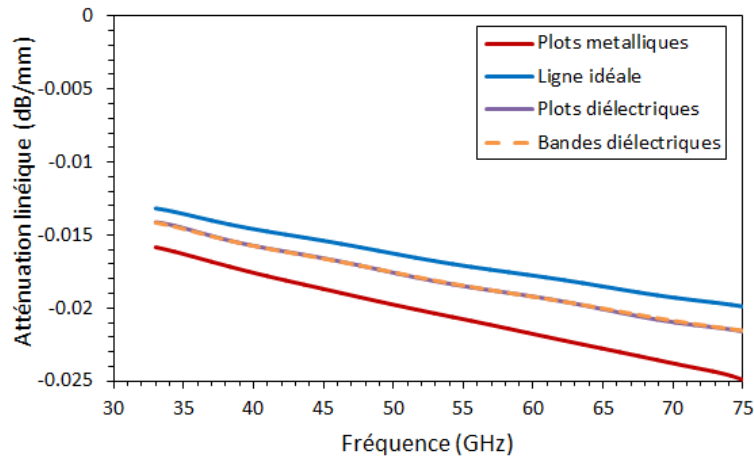


Figure II.37 : Comparaison entre les différents systèmes de maintien

### III. Réalisation des lignes coaxiales rectangulaires

Maintenant que les règles de dimensionnement d'une ligne ont été établies et que le système de maintien du conducteur central a été choisi, il faut étudier la manière dont la ligne sera fabriquée. Il s'agit de trouver la bonne combinaison entre toutes les techniques de fabrication listées dans le chapitre I afin de pouvoir aboutir à un résultat satisfaisant.

#### III.1. Architecture retenue

L'architecture retenue pour concevoir des lignes coaxiales rectangulaires est présentée sur la Figure II.38 qui représente une moitié de ligne suivant son axe de symétrie longitudinal. Le conducteur central en jaune est maintenu suspendu par des piliers métalliques reliés au substrat. La partie orange représente les éléments reliés à la masse, c'est-à-dire le blindage et le plan de masse. Les deux extrémités de la ligne sont réalisées avec des tronçons de lignes coplanaires permettant d'effectuer des mesures sous pointes RF. L'ensemble de la structure est entouré d'air.

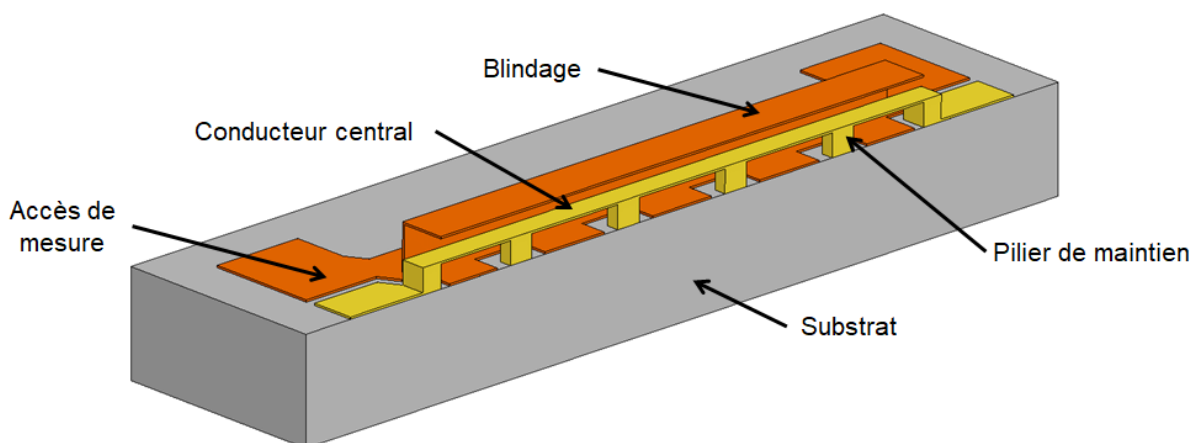


Figure II.38 : Vue en coupe de l'architecture de ligne retenue

## III.2. Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication doit être défini afin de pouvoir obtenir les composants souhaités. Il doit cependant être différent des procédés déjà existant tels que le Polystrata et le EFAB. Il doit aussi être simple et rapide afin de pouvoir satisfaire l'objectif de coût réduit du composant.

### III.2.1. Règles de fabrication

Les études de dimensionnement présentées dans ce chapitre ont permis de définir les aspects à respecter pour réaliser les lignes coaxiales rectangulaires :

- Épaisseur de métallisation du conducteur central : supérieure à 5 fois l'épaisseur de peau à la fréquence la plus faible, soit quelques micromètres.
- La hauteur d'air  $h$  et la largeur d'air  $g$  proches
- La largeur de ligne égale à environ 2,5 fois la largeur d'air.
- Une ligne adaptée à  $50 \Omega$  avec une variation maximale de 1 % de l'impédance caractéristique. Cela implique une déformation de la ligne de 11 % maximum.
- Une ligne suspendue dans l'air maintenue par des plots métalliques.

Il ne faut pas oublier que les composants réalisés sont destinés à des applications spatiales. Ils devront donc satisfaire un cahier des charges propre à ce domaine, telles que la tenue aux vibrations, aux chocs et aux variations thermiques. Cependant, ces critères sont pour l'instant du second ordre, la priorité étant mise sur la démonstration de la faisabilité de ce procédé de fabrication.

### III.2.2. Choix des matériaux

#### III.2.2.1. Résine

Le choix de la résine qui sera utilisée dans le procédé de fabrication comme couche sacrificielle est très important car elle doit être compatible avec tous les produits utilisés lors de la réalisation du composant, mais surtout, c'est elle qui va fixer la hauteur d'air  $h$  entre le blindage et la ligne suspendue.

Parmi toutes les résines négatives et positives existantes, notre choix s'est orienté vers la famille des résines positives dans la mesure où elles sont connues pour être facile à enlever à la fin du procédé. Cet aspect est très important car cela assure le bon fonctionnement du composant fabriqué. Par exemple, un simple résidu de résine situé dans un filtre à cavité d'air peut changer la fréquence de résonance de ce filtre.

De plus, l'épaisseur atteignable en une couche est primordiale, car cela définit la hauteur d'air  $h$  entre le conducteur central et le blindage. Nous avons vu dans la partie II.3.1 que la taille de la section détermine le facteur de qualité de la ligne. Il faut donc être capable de réaliser une ligne coaxiale rectangulaire avec une grande section, et donc une valeur de  $h$  importante. À titre d'exemple, les lignes fabriquées avec le procédé Polystrata ont des valeurs de  $h$  de l'ordre de la centaine de micromètres. Néanmoins, ces valeurs sont obtenues en superposant plusieurs couches de résines.

Dans ce chapitre, il a été choisi de réaliser les lignes coaxiales rectangulaires avec une seule couche de résine sous la ligne de transmission et une au-dessus afin d'obtenir un procédé de fabrication simple et rapide en comparaison du Polystrata ou de l'EFAB. En effet, ces procédés nécessitent au minimum 5 couches successives pour réaliser un composant où chaque couche de résine est déposée, mise en forme, polie, et ainsi de suite. Il a donc fallu trouver une résine positive prévue pour atteindre de grandes épaisseurs.

Notre choix s'est porté sur la résine AZ-40-XT de chez MicroChemicals [74]. Cette résine est prévue pour des procédés d'électrolyse, ce qui signifie qu'elle est capable de résister aux solutions acides. D'après sa documentation technique [75], il est possible de réaliser des couches allant jusqu'à 60  $\mu\text{m}$  d'épaisseur lorsque la résine est étalée durant 20 s. Ce temps de rotation étant un peu faible pour obtenir une épaisseur de résine homogène sur le substrat, nous avons déterminé l'épaisseur de la résine en fonction de la vitesse de rotation pour un temps de rotation de 80 s (Figure II.39).

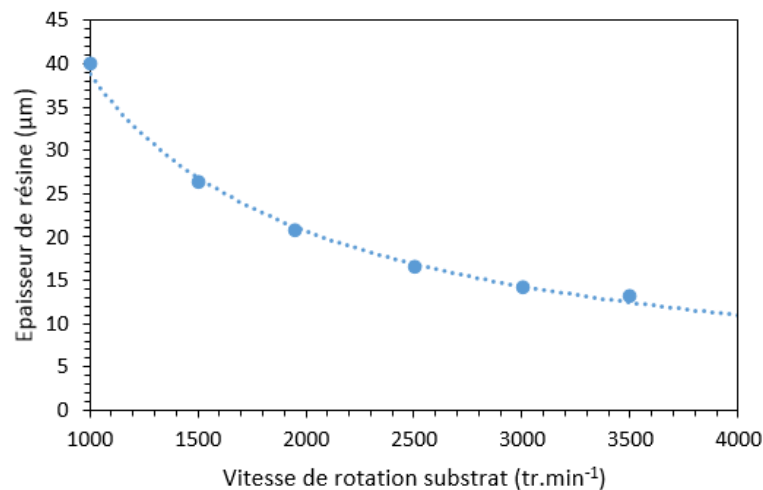


Figure II.39 : Mesure de l'épaisseur de la résine AZ 40XT en fonction de la vitesse de rotation du substrat

Ainsi, il est possible d'atteindre une épaisseur de 40  $\mu\text{m}$  pour une vitesse de rotation de 1000  $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$  pendant 80 s. Cependant, une vitesse de rotation faible implique une mauvaise répartition de la résine sur le substrat, surtout lorsque cette dernière est très visqueuse comme la AZ-40-XT. Nous choisissons donc de fixer la vitesse de rotation du substrat à 2000  $\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}$  pendant 80 secondes afin d'obtenir une épaisseur de résine homogène égale à 20  $\mu\text{m}$ , définissant ainsi la valeur de  $h$ .

Avec ce choix, les performances de la ligne ne seront pas comparables avec celles des lignes du type Polystrata. Cette épaisseur de résine est néanmoins suffisante pour pouvoir valider le procédé de fabrication. Cette faible section induit une fréquence de coupure élevée comparée aux autres technologies, permettant de faire fonctionner les lignes coaxiales sur des bandes de fréquences bien supérieures aux bandes Q/V.



### III.2.2.2. Conducteurs métalliques

Les conducteurs métalliques seront réalisés en or pour plusieurs raisons : la conductivité électrique, la stabilité du matériau (pas d'oxydation), la compatibilité avec presque tous les autres matériaux utilisés au laboratoire et la bonne maîtrise des procédés liés à l'or au sein de la salle blanche d'Xlim. Les propriétés thermiques de l'or ne sont pas les meilleurs parmi les métaux. Cependant, la résistance aux variations thermique des composants est pour l'instant du second ordre, il n'y a donc pas de problème à utiliser de l'or pour réaliser les lignes coaxiales.

Les dépôts d'or obtenus au laboratoire ont une conductivité plus faible que la conductivité idéale du matériau pur, de l'ordre de  $27 \cdot 10^6 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$ . Avec cette valeur, l'épaisseur métallique permettant d'obtenir 3 fois l'épaisseur de peau à la fréquence de travail la plus basse (ici 33 GHz) est  $1,6 \text{ }\mu\text{m}$ . Nous réaliserons donc des conducteurs de  $2 \text{ }\mu\text{m}$  d'épaisseur afin d'être supérieur à la valeur de 3 épaisseurs de peau.

Concernant la résistance des matériaux, la ligne ne doit pas fléchir de plus de 11 % de la hauteur d'air  $h$ , soit  $2,2 \text{ }\mu\text{m}$ . Si on considère une ligne en or encadrée à ses deux extrémités avec une épaisseur de  $2 \text{ }\mu\text{m}$ , cette limite de déformation est atteinte pour une longueur totale de la ligne de  $2200 \text{ }\mu\text{m}$ . La distance entre les plots métalliques devra donc être inférieure à cette valeur.

### III.2.2.3. Substrat

Le substrat retenu pour la fabrication des lignes coaxiales rectangulaires est en silice fondue. L'absence de tangente de pertes évite d'augmenter l'atténuation linéique comme avec un substrat en PCB, et sa faible permittivité relative permet des utilisations jusqu'en haut de la bande Q/V en évitant l'apparition de phénomènes de résonance comme nous avons pu le voir dans les exemples précédents, ainsi que l'apparition du mode fente dans les accès coplanaires de mesure.

## III.2.3. Description du procédé de fabrication

A partir des éléments précédents, nous pouvons présenter le procédé de fabrication que nous avons développé pour la réalisation de lignes coaxiales à air.

### III.2.3.1. Métal 1

La première étape, appelée « Métal 1 » va permettre de définir le premier niveau métallique. Il est obtenu en réalisant un dépôt de  $5 \text{ nm}$  de titane puis  $100 \text{ nm}$  d'or sur le substrat en silice fondue. On réalise ensuite une électrolyse d'or permettant d'atteindre l'épaisseur souhaitée de  $2 \text{ }\mu\text{m}$ .

Puis, les motifs du premier niveau sont réalisés dans l'or par une méthode de photolithographie suivie d'une gravure humide de l'or, définissant les accès coplanaires pour les mesures ainsi que les ouvertures dans le blindage autour des plots de maintien.

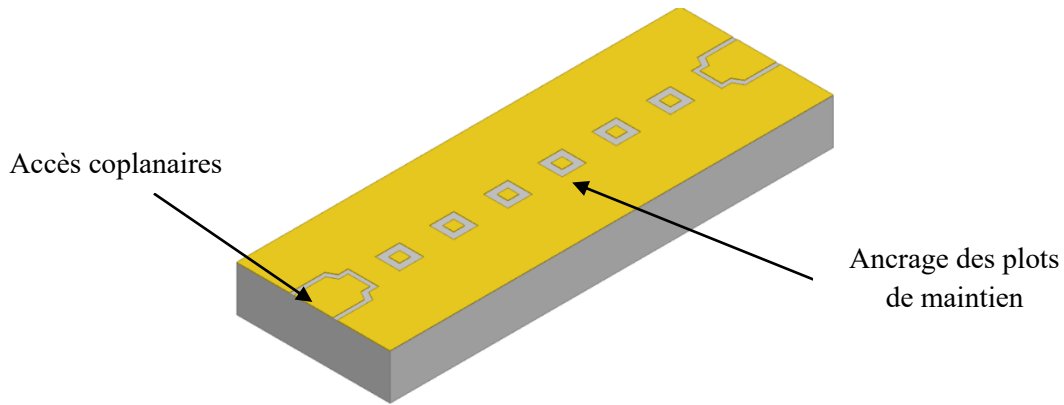


Figure II.40 : Substrat après l'étape « Métal 1 »

### III.2.3.2. Résine 1

La première couche de résine va servir de support à la fabrication du conducteur central de la ligne coaxiale. On obtient une épaisseur de résine de 20  $\mu\text{m}$  avec les paramètres cités précédemment (Figure II.41). La résine est ensuite polymérisée puis mise en forme par un procédé de photolithographie, définissant des trous dans la résine (Figure II.42). Ces trous serviront à réaliser les piliers de maintien du conducteur central, ainsi que les piliers de transition entre les accès de mesure coplanaire et le conducteur central qui sera suspendu.

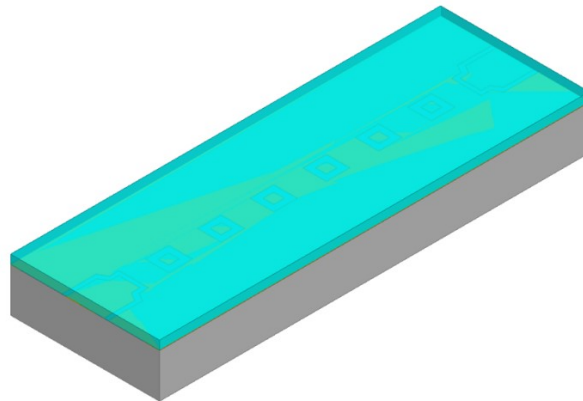


Figure II.41 : Substrat après application d'une couche de résine

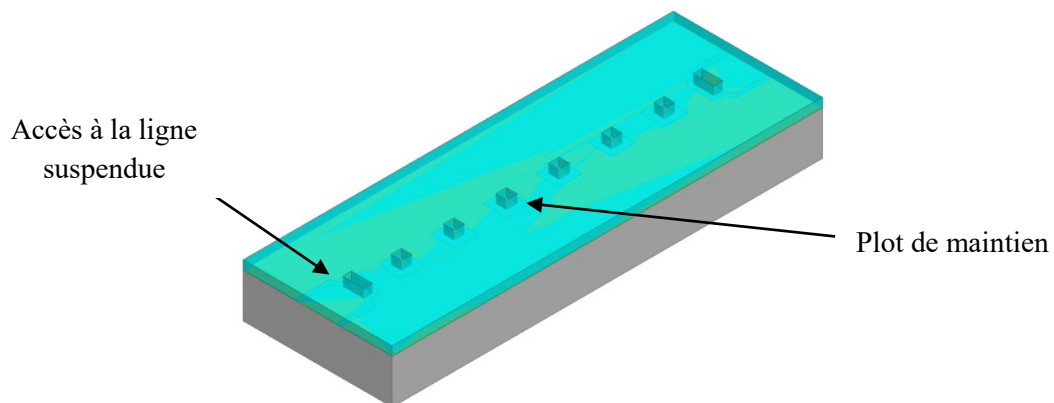


Figure II.42 : Résine après l'étape de photolithographie « Résine 1 »

On effectue un recuit de la résine après son développement afin de la faire refluer : elle est chauffée au-delà de sa température de transition vitreuse, la rendant ainsi liquide. Cela a pour effet d'arrondir les arrêtes des motifs en résine sous l'effet des tensions de surface. La Figure II.43 montre l'effet du reflux sur des plots en résine AZ-40-XT en fonction du temps pour un recuit à 110°C [76].

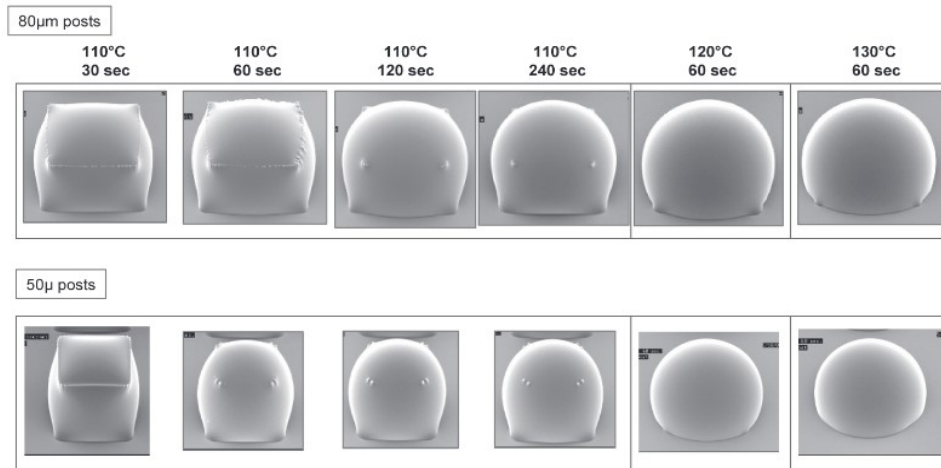


Figure II.43 : Reflux de cubes de résine AZ 40XT entre 110°C et 130°C en fonction du temps [76]

L'intérêt de cette technique est d'éviter d'avoir des parois verticales de résine. En effet, l'étape « Métal 2 » consistera à recouvrir les motifs en résine d'une couche métallique par évaporation sous vide. Ce type de dépôt étant très directif suivant l'axe vertical, il faut que les parois verticales de résine soient un peu inclinées et les arrêtes des motifs soient arrondis afin que le dépôt métallique adhère sur toutes les surfaces en résine, assurant une continuité électrique pour l'électrolyse qui suit.

### III.2.3.3. Métal 2

Cette étape sert à définir le conducteur central qui sera suspendu. On réalise un dépôt uniforme de titane de 10 nm puis de 250 nm d'or par évaporation sous vide. L'épaisseur de la couche d'or est ensuite augmentée jusqu'à 2 µm avec une électrolyse. On effectue ensuite une photolithographie suivie d'une gravure humide de l'or et du titane afin d'obtenir le motif des lignes suspendues (Figure II.44).

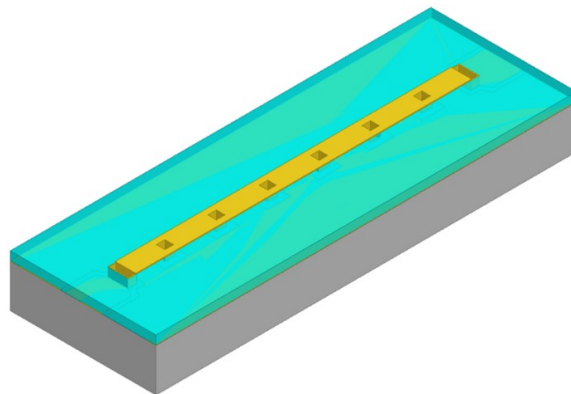


Figure II.44 : Ligne suspendue après l'étape « Métal 2 »

#### III.2.3.4. Résine 2

On étale une nouvelle couche de résine AZ-40-XT de 20  $\mu\text{m}$  d'épaisseur sur le substrat (Figure II.45), puis on effectue une photolithographie pour définir les motifs du blindage en résine (Figure II.46). On effectue ensuite, comme précédemment, un reflux de ces motifs afin de faciliter le dépôt métallique suivant.

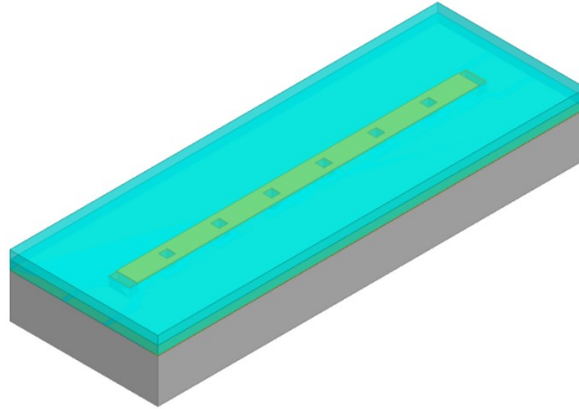


Figure II.45 : Deuxième couche de résine épaisse AZ-40-XT

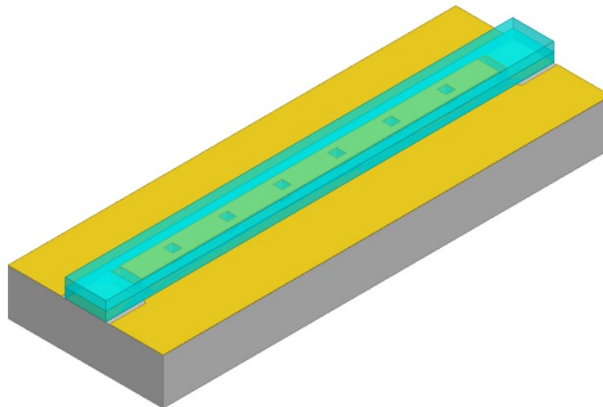


Figure II.46 : Substrat après l'étape « Résine 2 »

#### III.2.3.5. Métal 3

Le substrat est recouvert d'une couche de titane puis d'or par évaporation sous vide. L'épaisseur d'or est ensuite augmentée jusqu'à 2  $\mu\text{m}$  par électrolyse, définissant ainsi le blindage de la ligne. Puis, l'or et le titane sont gravés aux extrémités de la ligne afin d'en dégager les accès (Figure II.47). Nous réalisons aussi la gravure de petits trous sur la partie supérieure du blindage. Ces trous de 10  $\mu\text{m}$  de diamètre sont nécessaires pour évacuer toute la résine lors de l'étape de libération.

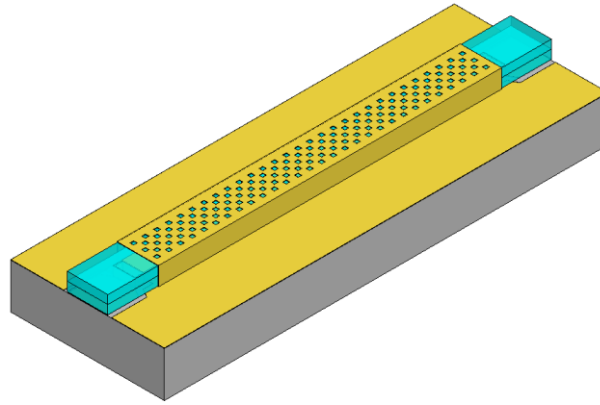


Figure II.47 : « Métal 3 » après gravure humide

#### III.2.3.6. Libération

Il faut ensuite enlever tous les matériaux sacrificiels qui servent de support à la fabrication. Dans notre cas, il s'agit de la résine AZ-40-XT. Nous la retirons en plongeant le substrat dans un bain d'acétone qui dissout les résines. Ensuite, le substrat est séché avec un appareil appelé sécheur à point critique. Réaliser un séchage à l'air ambiant risquerait de détruire les éléments métalliques suspendus. En effet, étant donné les petites dimensions des éléments métalliques (quelques dizaines de micromètres), les tensions de surface des gouttes de liquide présentes à l'intérieur ou à l'extérieur du blindage peuvent détruire les structures métalliques suspendues. Le sécheur à point critique est constitué d'une cuve hermétique dans laquelle on place le substrat immergé dans l'acétone. L'acétone est remplacée par du dioxyde de carbone liquide. Puis, en modifiant la pression et la température à l'intérieur de la cuve, nous atteignons le point critique du dioxyde de carbone permettant de le faire passer de sa phase liquide à sa phase gazeuse instantanément, évitant les phénomènes de tension de surface nuisibles aux composants.

Une fois le substrat séché, nous obtenons nos lignes coaxiales rectangulaires à air (Figure II.48).

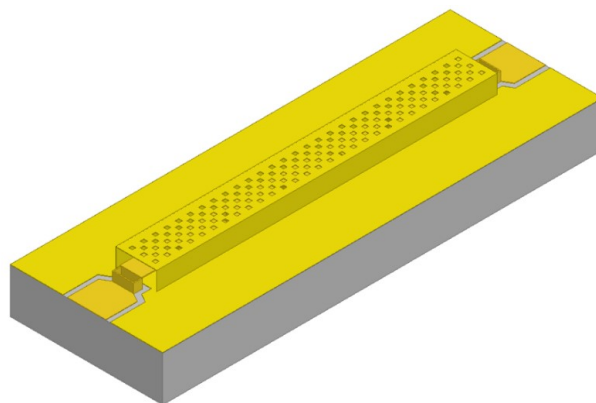


Figure II.48 : Ligne coaxiale rectangulaire après libération de la structure

#### III.2.4. Dimensionnement de la ligne et simulations

Avec les paramètres de fabrication décrits précédemment, les dimensions de la ligne sont fixées par l'épaisseur de résine qu'il est possible d'atteindre. Dans le cas de la résine AZ-40-XT, nous nous

sommes limités à une épaisseur de  $20\ \mu\text{m}$ . A partir de cette valeur, nous avons défini les dimensions de la ligne coaxiale qui sont résumées dans le Tableau II-9. Les plots métalliques ont une base de  $24\ \mu\text{m} \times 24\ \mu\text{m}$ , soit la moitié de la largeur du conducteur central. Notre ligne est représentée sur la Figure II.49.

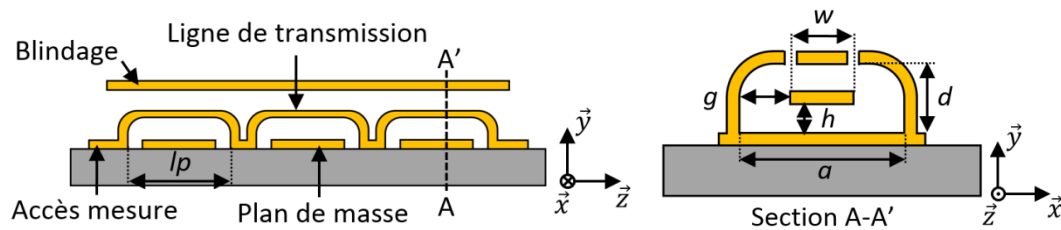


Figure II.49 : Schéma descriptif de la ligne coaxiale à air (vue transverse et en coupe)

Avec ces dimensions, la fréquence de coupure du premier mode  $\text{TE}_{10}$  est  $1,7\ \text{THz}$ . Il est donc techniquement possible d'atteindre le domaine Terahertz avec ces lignes coaxiales. Même si la problématique prévoit une utilisation des composants sur les bandes Q et V, il serait intéressant d'étudier leur comportement sur des bandes de fréquence de l'ordre du Terahertz.

Tableau II-9 : Dimensions retenues de la ligne coaxiale rectangulaire

| Dimension | Définition                          | Valeur            |
|-----------|-------------------------------------|-------------------|
| w         | Largeur de la ligne suspendue       | $48\ \mu\text{m}$ |
| g, h      | Largeur et hauteur d'air            | $20\ \mu\text{m}$ |
| a         | Largeur totale de la ligne coaxiale | $88\ \mu\text{m}$ |
| d         | Hauteur totale de la ligne coaxiale | $42\ \mu\text{m}$ |

Ce dimensionnement entraîne une impédance caractéristique de la ligne de  $54,6\ \Omega$  dans le cas où elle ne possède ni pilier de maintien, ni accès coplanaire. En ajoutant les piliers métalliques et les accès coplanaires, l'impédance caractéristique du composant atteint  $48\ \Omega$ .

Il est possible d'effectuer des mesures RF jusqu'à la bande D au sein du laboratoire. Nos composants devront donc pouvoir être utilisés jusqu'à  $170\ \text{GHz}$ .

Il faut maintenant déterminer la distance entre deux piliers métalliques afin de ne pas avoir de problème de résonance dans la bande passante souhaitée. Il faudra aussi déterminer les dimensions des ouvertures autour des piliers métalliques dans la partie inférieure du blindage.

#### III.2.4.1. Distance entre les piliers $l_p$

Nous souhaitons utiliser les lignes coaxiales sur les bandes Q et V, et aussi voir leur comportement sur la bande D. La fréquence maximale d'utilisation doit donc être  $170\ \text{GHz}$ . On utilise de nouveau l'équation (II.10) appliquée à un substrat en silice fondue de permittivité relative  $3,8$ . Le phénomène de résonance apparaît pour une distance entre deux piliers d'environ  $900\ \mu\text{m}$ .

Néanmoins, nous choisirons une distance entre les piliers bien plus faible pour des soucis purement mécaniques. En effet, nous avons vu que la ligne suspendue était soumise à deux contraintes : son propre poids et des contraintes internes propres au matériau. Concernant la résistance à son propre poids, il ne faut pas que la distance entre deux piliers soit supérieure à 2200  $\mu\text{m}$ . Cette condition sera respectée car la distance  $l_p$  doit être inférieure à 900  $\mu\text{m}$  afin d'éviter l'apparition de la résonance dans le substrat. Les contraintes internes au matériau sont cependant difficiles à évaluer. Nous réduirons donc la distance entre deux piliers afin d'augmenter la tenue mécanique de la ligne suspendue et d'éviter toutes déformations pouvant induire des pertes supplémentaires de la ligne.

Nous simulerons donc une ligne coaxiale rectangulaire de 10 mm de long avec les dimensions présentées dans le Tableau II-9 et les espacements entre les plots suivants : 50  $\mu\text{m}$ , 100  $\mu\text{m}$ , 200  $\mu\text{m}$  et 400  $\mu\text{m}$  (Figure II.50). La conductivité de l'or est celle donnée dans le paragraphe III.2.2.2.

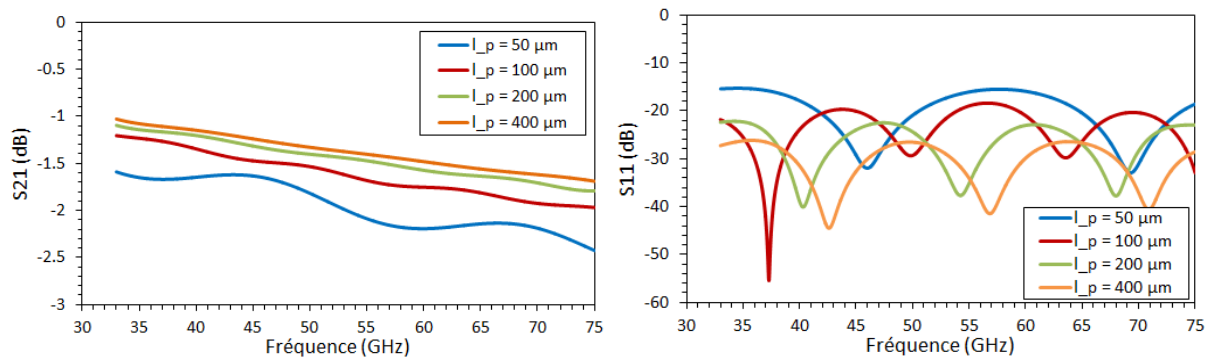


Figure II.50 : Paramètres S de la ligne coaxiale rectangulaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $l_p$

De nouveau, l'effet capacitif des piliers métalliques augmente à mesure que la distance  $l_p$  les séparant diminue. La Figure II.51 représente l'atténuation linéique ajustée en utilisant le paramètre  $S_{11}$ .

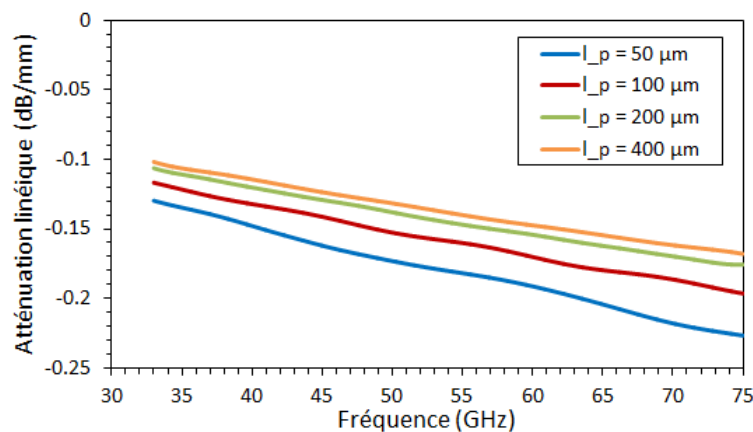


Figure II.51 : Influence de la distance entre les plots de maintien

Plus les piliers métalliques sont proches, plus l'atténuation linéique est élevée. Ainsi, un espacement entre les piliers de 50  $\mu\text{m}$  engendre une atténuation linéique plus élevée de 31,3 % en moyenne comparé à un espacement de 400  $\mu\text{m}$ . Cet écart d'atténuation passe à 15,3 % pour un

espacement de  $l_p$  égal à  $100\ \mu\text{m}$ . Le gain sur l'atténuation linéique entre  $200$  et  $400\ \mu\text{m}$  est en moyenne de  $5,6\ \%$ , ce qui est assez faible. Il est préférable de favoriser la tenue mécanique de la ligne. Nous fixerons donc la distance  $l_p$  proche de  $100\ \mu\text{m}$ .

### III.2.4.2. Ouverture autour des piliers métalliques

Il est nécessaire de réaliser des ouvertures dans la partie inférieure du blindage afin de pouvoir utiliser des piliers de maintien métalliques pour la ligne suspendue. La Figure II.52 montre une photo prise au MEB d'un plot de maintien métallique d'une ligne suspendue. L'ouverture dans le blindage autour du plot est caractérisée par la distance  $g_p$ .

Nous allons étudier comment dimensionner  $g_p$  pour minimiser les pertes. En effet, la proximité entre la base du plot métallique (qui est relié à la ligne de transmission) et le blindage créé un effet capacitif entre la ligne de transmission et la masse. Si la distance  $g_p$  est trop faible, l'effet capacitif est prédominant et la réponse de la ligne de transmission s'en trouve affectée. Cela se traduit par des oscillations du coefficient de transmission  $S_{21}$  dans la bande passante.

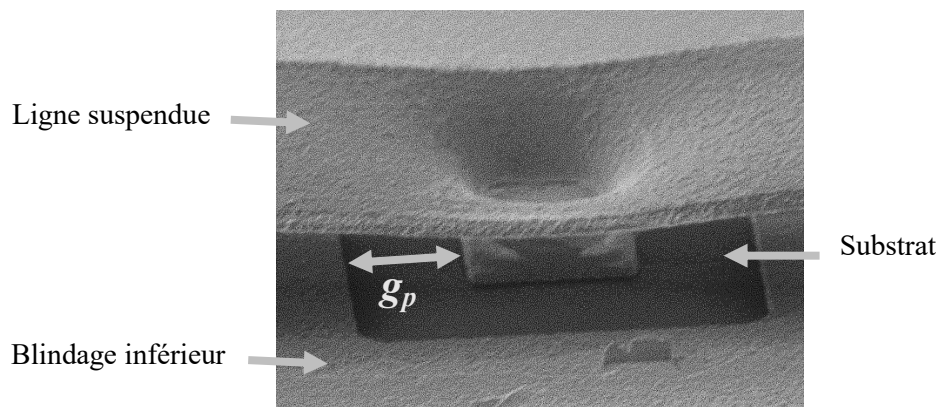


Figure II.52 : Photo MEB d'un pilier métallique

Nous avons simulé une ligne de  $5,06\ \text{mm}$  de long sur un substrat en silice fondue de  $500\ \mu\text{m}$  d'épaisseur avec les dimensions précédentes et un espacement entre les plots de maintien de  $100\ \mu\text{m}$ . La Figure II.53 montre l'évolution du coefficient de transmission et l'adaptation de la ligne pour  $g_p$  compris entre  $5$  et  $20\ \mu\text{m}$ .

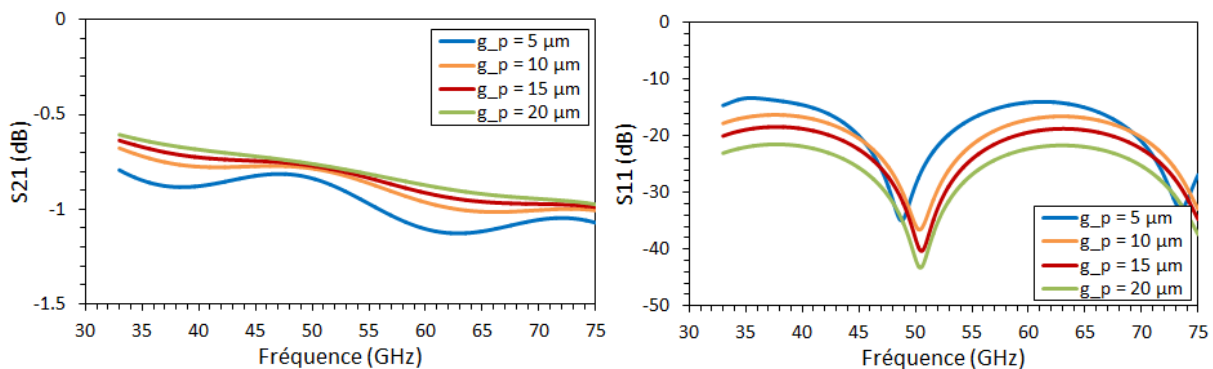


Figure II.53 : Paramètres S de la ligne coaxiale en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $g_p$



Une valeur de  $g_p$  faible entraîne une augmentation du couplage entre la ligne et le blindage, augmentant par la même occasion l'onde réfléchie en entrée. L'atténuation linéique de la ligne est calculée en prenant en compte l'onde réfléchie en entrée (Figure II.54).

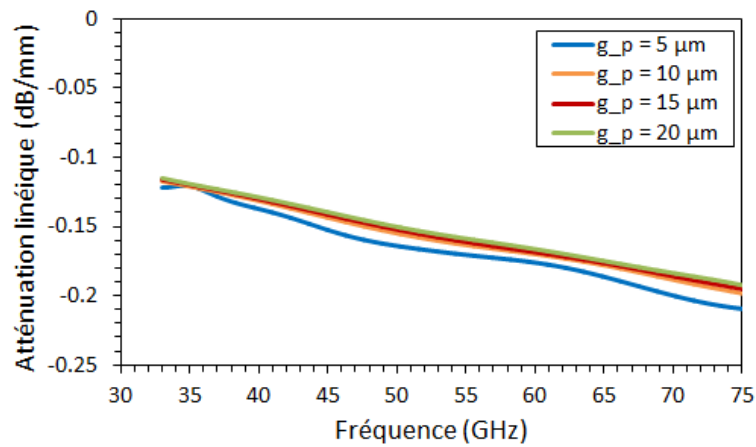


Figure II.54 : Influence de  $g_p$  sur les performances de la ligne

L'atténuation linéique est la plus importante pour une valeur de  $g_p$  de  $5 \mu\text{m}$ , puis elle n'évolue presque plus lorsque  $g_p$  est supérieur à  $10 \mu\text{m}$ . On remarque sur la Figure II.53 que l'effet capacitif due à la distance  $g_p$  sur le paramètre  $S_{21}$  devient faible lorsque cette valeur s'approche de  $15 \mu\text{m}$ . Nous choisissons une valeur de  $g_p$  égale à  $15 \mu\text{m}$ .

### III.2.5. Résultats de fabrication

#### III.2.5.1. Les lignes fabriquées

Nous avons fabriqué deux types de ligne : une ligne rectiligne de  $1,74 \text{ mm}$  de long et une ligne à méandres de  $2,21 \text{ mm}$  de long (Figure II.55 et Figure II.56).

L'intérêt de la ligne à méandres est d'augmenter la compacité des composants. Le rayonnement généré par le conducteur central est contenu à l'intérieur de la ligne coaxiale grâce au blindage, évitant les effets de couplage entre deux tronçons de ligne adjacents. Ainsi, une ligne coaxiale à méandres de  $2,21 \text{ mm}$  de long possède un taux d'occupation sur le substrat plus faible qu'une ligne rectiligne de  $1,74 \text{ mm}$  de long. Les dimensions des lignes fabriquées sont données dans le Tableau II-10.

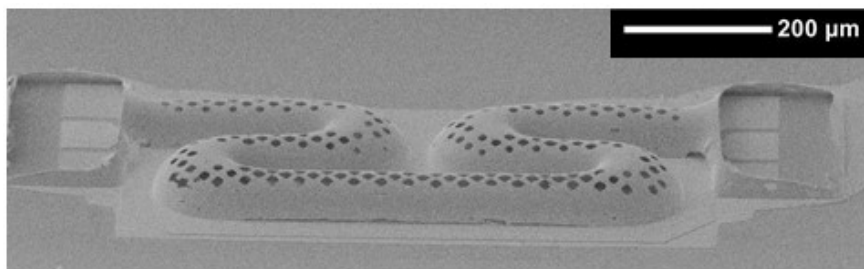


Figure II.55 : Ligne coaxiale rectangulaire à méandres

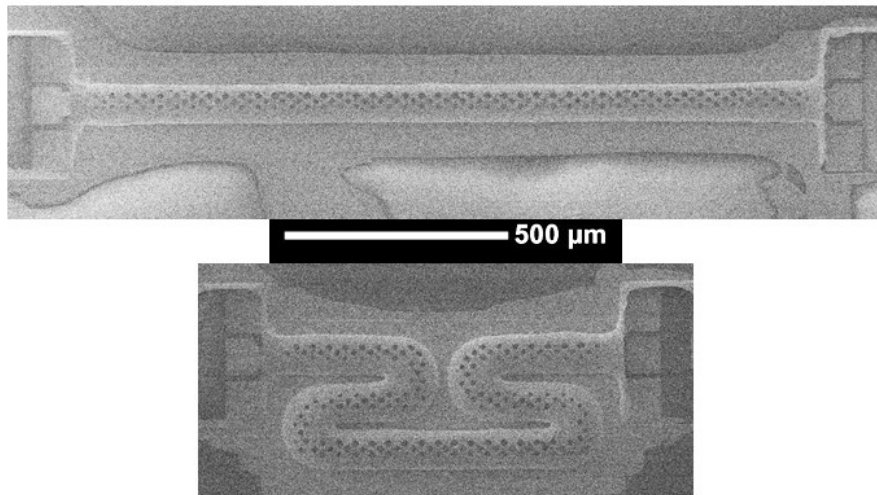


Figure II.56 : Lignes coaxiale rectiligne (haut) et à méandres (bas) à la même échelle

Ce procédé de fabrication présente une très bonne précision et résolution. En effet, la distance entre deux tronçons de lignes adjacentes de la ligne à méandres est de seulement 20  $\mu\text{m}$ .

Tableau II-10 : Résumé des dimensions des deux lignes coaxiales fabriquées

| Dimension | Définition  | Ligne rectiligne     | Ligne à méandres     |
|-----------|---|----------------------|----------------------|
| w         | Largeur de la ligne suspendue                                       | 48 $\mu\text{m}$     | 48 $\mu\text{m}$     |
| g, h      | Largeur et hauteur d'air  | 20 $\mu\text{m}$     | 20 $\mu\text{m}$     |
| a         | Largeur totale de la ligne coaxiale                                 | 88 $\mu\text{m}$     | 88 $\mu\text{m}$     |
| d         | Hauteur totale de la ligne coaxiale                                 | 42 $\mu\text{m}$     | 42 $\mu\text{m}$     |
| $l_p$     | Distance entre deux piliers de maintien                             | 96 $\mu\text{m}$     | 96 $\mu\text{m}$     |
| $g_p$     | Ouverture dans le blindage inférieur autour des piliers métalliques | 15 $\mu\text{m}$     | 15 $\mu\text{m}$     |
| p         | Largeur et longueur d'un pilier métallique                          | 24 $\mu\text{m}$     | 24 $\mu\text{m}$     |
| -         | Nombre de piliers dans la ligne                                     | 14                   | 17                   |
| L         | Longueur totale de la ligne   | 1740 $\mu\text{m}$   | 2210 $\mu\text{m}$   |
| S         | Surface du substrat occupée par la ligne                            | 0,62 mm <sup>2</sup> | 0,46 mm <sup>2</sup> |

### III.2.5.1. Points à améliorer

Les structures fabriquées peuvent être améliorées d'un point de vue structurel. La Figure II.57 montre un agrandissement d'un accès coplanaire de la ligne à méandres.

Les accès coplanaires sont entourés d'une paroi métallique non désirée dont la hauteur est celle du blindage. Cette structure est un reste de l'étape de gravure du blindage. Sa proximité avec les accès coplanaires et les pointes RF peut entraîner des perturbations lors des mesures.

La section du blindage n'est pas rectangulaire mais arrondie. Cela est dû à l'étape de reflux de la résine précédant le dépôt métallique du blindage. Il en résulte une section plus faible, et donc des performances réduites.

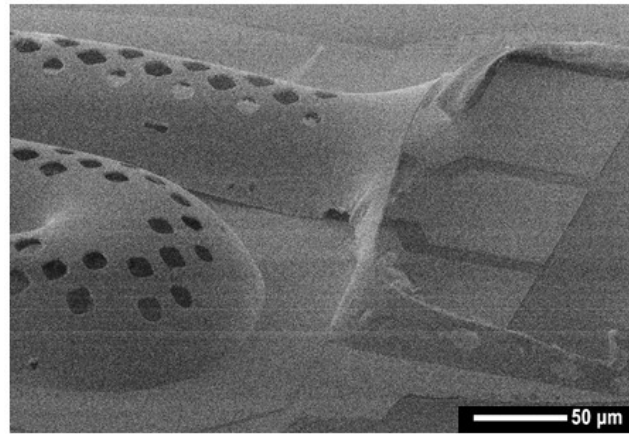


Figure II.57 : Accès coplanaires de la ligne à méandres

### III.3. Mesures et analyses

#### III.3.1. Mesures entre 10 MHz et 67 GHz

Les lignes ont été mesurées avec un analyseur de réseau Rohde & Schwarz ZVA67 et des pointes de mesure ACP-65-A-GSG. Les mesures prennent en compte les pertes des accès coplanaires (Figure II.58).

Le comportement des deux lignes est identique aux simulations jusqu'à 20 GHz. Les lignes présentent ensuite des pertes supplémentaires par rapport aux simulations. Ainsi, l'atténuation linéique mesurée des lignes droites et à méandres sont respectivement de 0,08 dB/mm et 0,10 dB/mm à 10 GHz contre 0,10 dB/mm et 0,09 dB/mm en simulation. A 62 GHz, nous mesurons 0,18 dB/mm pour la ligne droite et 0,14 dB/mm pour la ligne à méandres avec des valeurs de simulation respectivement de 0,27 dB/mm et 0,22 dB/mm. La valeur maximale de l'adaptation de la ligne droite est de -16 dB et -19 dB en simulation. Pour la ligne à méandres, on mesure -17 dB et -22 dB pour la simulation. Les valeurs des mesures sont résumées dans le Tableau II-11.

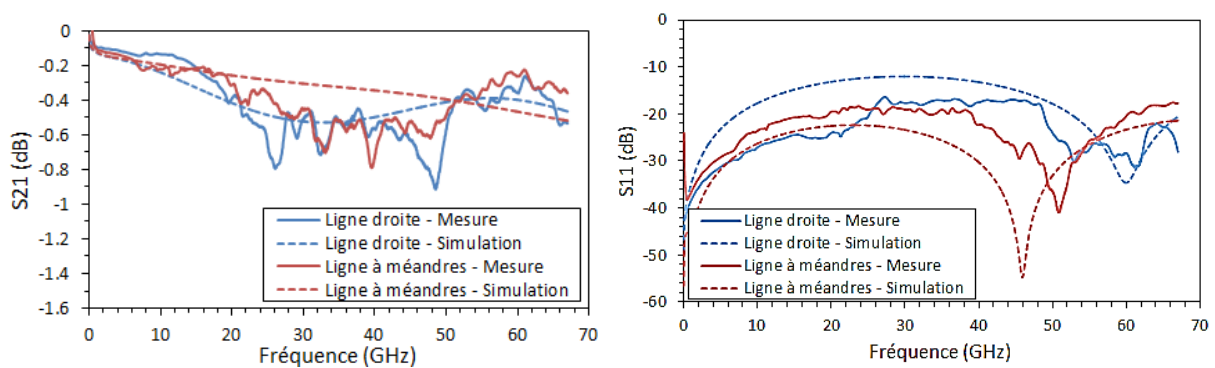


Figure II.58 : Paramètres S des lignes fabriquées entre 10 MHz et 67 GHz

Le comportement des deux lignes est assez semblable malgré la grande différence de géométrie entre ces deux composants et la proximité entre deux tronçons de la même ligne à méandres. On peut

donc valider l'efficacité du blindage des lignes coaxiales réalisées. Les résultats de mesure sont également très proches des simulations.

Ainsi, il est possible de réaliser des composants très proches les uns des autres sans soucis de perturbations, augmentant l'intégration sur le substrat.

Tableau II-11 : Mesures des deux lignes coaxiales fabriquées entre 10 MHz et 67 GHz

| Paramètre         | Ligne droite | Ligne à méandres |
|-------------------|--------------|------------------|
| Longueur          | 1,74 mm      | 2,21 mm          |
| $S_{11}$ max.     | -16 dB       | -12 dB           |
| $S_{21}$ @ 10 GHz | -0,08 dB/mm  | -0,10 dB/mm      |
| $S_{21}$ @ 62 GHz | -0,18 dB/mm  | -0,14 dB/mm      |

### III.3.2. Mesures entre 110 GHz et 170 GHz

Les lignes ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau HP 8510C, de têtes millimétriques HP 8510A, de deux adaptateurs VNA V06VNAZ T/R, et de pointes de mesure Cascade II70-GSG-75-BT. De nouveau, les mesures prennent en compte les pertes des accès coplanaires (Figure II.59).

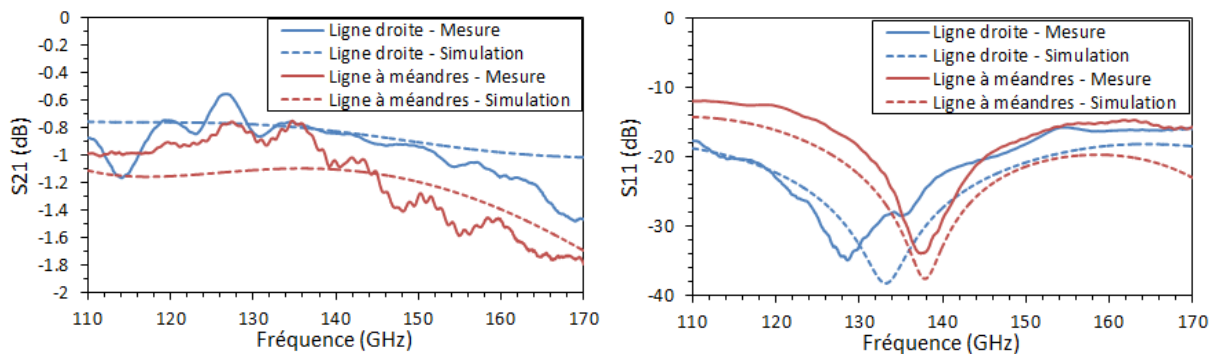


Figure II.59 : Paramètres S des lignes fabriquées entre 110 et 170 GHz

Les mesures des lignes de transmission rectiligne et à méandres correspondent plutôt bien aux simulations, avec une adaptation inférieure à -15 dB entre 130 et 170 GHz. L'atténuation linéique mesurée est inférieure à 0,35 dB/mm à 127 GHz, et est inférieure à 0,67 dB/mm à 160 GHz. De même que sur la bande de fréquence inférieure, les mesures montrent un comportement similaire entre les deux types de ligne malgré leurs différences de forme et la proximité entre deux tronçons de la même ligne à méandres.

Tableau II-12 : Mesures des deux lignes coaxiales fabriquées entre 110 et 170 GHz

| Paramètre          | Ligne droite | Ligne à méandres |
|--------------------|--------------|------------------|
| Longueur           | 1,74 mm      | 2,21 mm          |
| $S_{11}$ max.      | -15 dB       | -12 dB           |
| $S_{21}$ @ 127 GHz | -0,33 dB/mm  | -0,35 dB/mm      |
| $S_{21}$ @ 160 GHz | -0,67 dB/mm  | -0,66 dB/mm      |

### III.3.3. Analyses

#### III.3.3.1. Permittivité effective

Nous pouvons extraire la permittivité effective et l'atténuation linéique des composants fabriqués en s'affranchissant des accès coplanaires avec la méthode de Bianco et Parodi [77]. Pour cela, on utilise les paramètres S de deux lignes de transmission aux accès coplanaires identiques mais ayant des longueurs différentes. Pour cette étude, nous avons utilisé la ligne de 1,74 mm présentée précédemment et une ligne ayant la même topologie mais avec une longueur de 1,02 mm (Figure II.60). Cette dernière n'a pas été présentée précédemment car elle possède des défauts de fabrication. Néanmoins, cela sera suffisant pour obtenir une bonne approximation de la permittivité effective et de l'atténuation linéique des composants fabriqués.

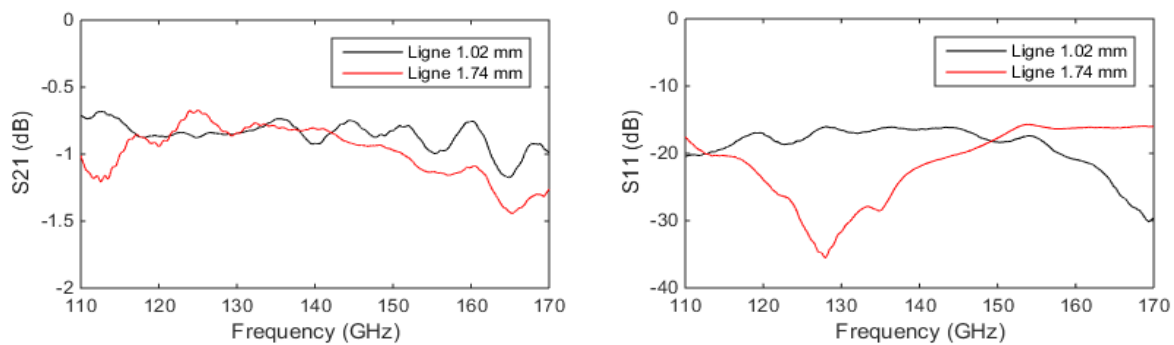


Figure II.60 : Paramètres S des lignes droites de 1,02 et 1,74 mm de long

La permittivité effective obtenue avec cette méthode pour une ligne rectiligne est proche de 1,2 (Figure II.61). Cela signifie que la ligne suspendue est pratiquement isolée du substrat, l'idéal étant bien sûr une permittivité effective égale à 1, correspondant à une ligne entièrement dans l'air.

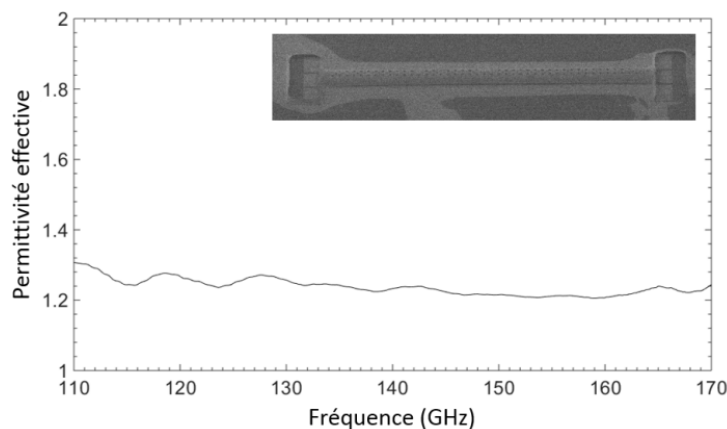


Figure II.61 : Permittivité effective extraite des mesures

#### III.3.3.2. Atténuation linéique

La Figure II.62 montre l'atténuation linéique extraite à partir des mesures grâce à la méthode de Bianco et Parodi. On la compare avec l'atténuation linéique calculée de manière analytique pour une ligne coaxiale rectangulaire rectiligne sans accès coplanaire de mesure, ni pilier de maintien [70].

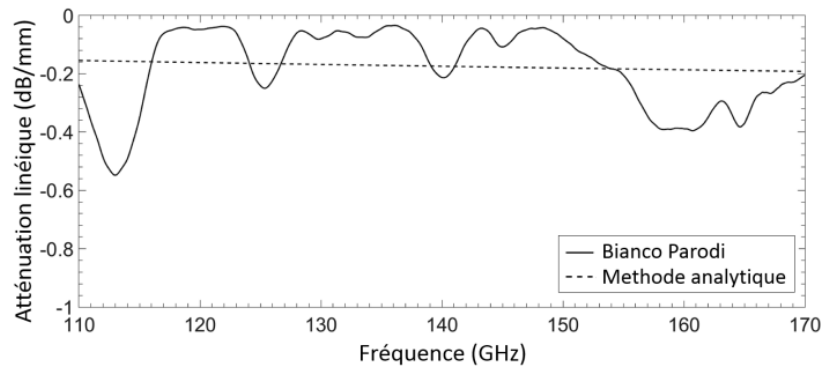


Figure II.62 : Comparaison entre l'atténuation linéique extraite et calculée

Les écarts de valeur de l'atténuation linéique extraite avec la méthode Bianco Parodi sont dus aux bruits de mesure des deux lignes utilisées pour le calcul. Dans l'ensemble, l'atténuation linéique extraite est centrée sur l'atténuation linéique obtenue de manière analytique.

### III.3.3.3. Impédance caractéristique

Il est possible de calculer l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale rectiligne fabriquée. Pour cela, on convertit les paramètres S de la mesure du composant en paramètres ABCD (Annexe 1), puis on détermine l'impédance caractéristique de la ligne avec l'équation (II.17).

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (\text{II.17})$$

La Figure II.63 représente l'impédance caractéristique calculée de la ligne rectiligne entre 110 et 170 GHz. Elle est comprise entre 44 et 47  $\Omega$ . Il y a très peu d'écart avec la valeur de 48  $\Omega$  obtenue en simulation.

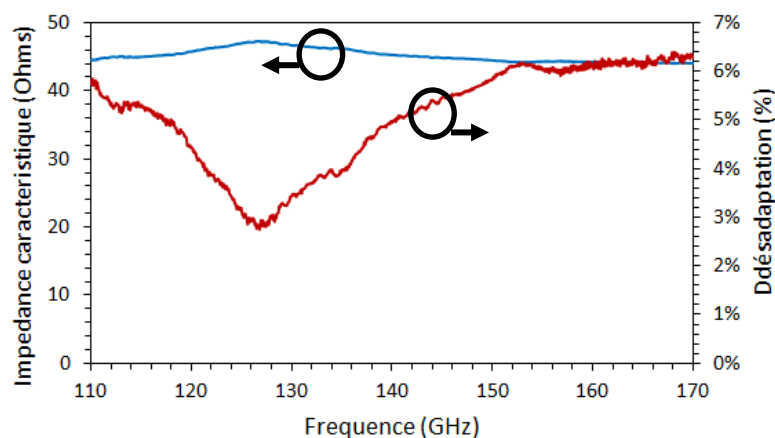


Figure II.63 : Impédance caractéristique de la ligne et désadaptation en fonction de la fréquence

La Figure II.63 montre aussi l'évolution de la désadaptation de la ligne en fonction de la fréquence. Elle est calculée avec l'équation (II.18) où  $Z_c$  représente l'impédance caractéristique de la ligne et  $Z_0 = 50 \Omega$  l'impédance des appareils de mesures.

$$ADAPTATION = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (\text{II.18})$$

La ligne rectiligne de 1,74 mm présente des pertes ohmiques entre 2,75 et 6,40 % dues à la désadaptation de la ligne. Ces valeurs sont assez faibles, surtout sachant que 2 % de ces pertes viennent du dimensionnement du composant dont l'impédance caractéristique simulée est de 48  $\Omega$ .

### III.3.4. Rétro-simulations

Nous avons vu dans la partie III.2.5.1 que les composants fabriqués possèdent deux défauts de fabrication. Nous allons intégrer ces défauts au modèle de simulation de la ligne rectiligne afin de vérifier s'ils impliquent des pertes et quels sont leurs impacts sur le comportement de la ligne. Le but final étant de mettre en place un modèle de simulation qui corresponde exactement aux mesures.

Avec une modélisation correcte, nous pourrions ensuite évaluer l'origine de toutes les pertes dans la ligne. Cela permettra de cibler les éléments qui nécessitent des améliorations.

Toutes les simulations qui suivent seront effectuées entre 110 et 170 GHz sur la ligne rectiligne. En effet, les fréquences les plus élevées sont les plus sensibles aux petites dimensions et donc susceptibles de faire apparaître des phénomènes de pertes que nous n'aurons pas dans les bandes Q et V. De plus, la symétrie longitudinale de la ligne rectiligne permet d'effectuer des simplifications de simulation qui ne sont pas possibles avec la ligne à méandres.

#### III.3.4.1. Forme du blindage

La forme du blindage initialement prévue était rectangulaire, mais comme nous l'avons expliqué précédemment, ce dernier est arrondi après fabrication (Figure II.64).

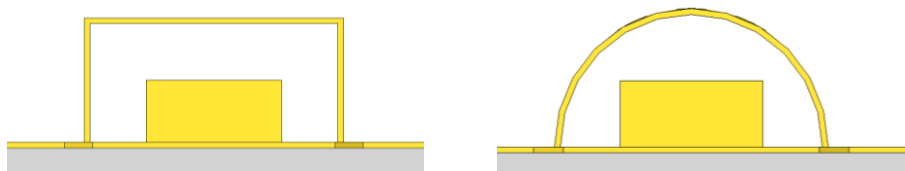


Figure II.64 : Section d'une ligne coaxiale rectangulaire idéale (gauche), et obtenue après fabrication (droite)

Afin d'évaluer l'impact de la forme arrondie du blindage, nous comparons les simulations de la ligne rectiligne avec le blindage arrondi et avec le blindage rectangulaire. Ces simulations ne prennent pas en compte les accès de mesure (Figure II.65).

La simulation montre que le blindage arrondi augmente les pertes d'insertion de 13,7 % en moyenne par rapport à la section rectangulaire. L'adaptation de la ligne ne change pas avec la forme de la section. Il est donc préférable de corriger le procédé de fabrication afin d'obtenir des composants dont le blindage est à section rectangulaire.

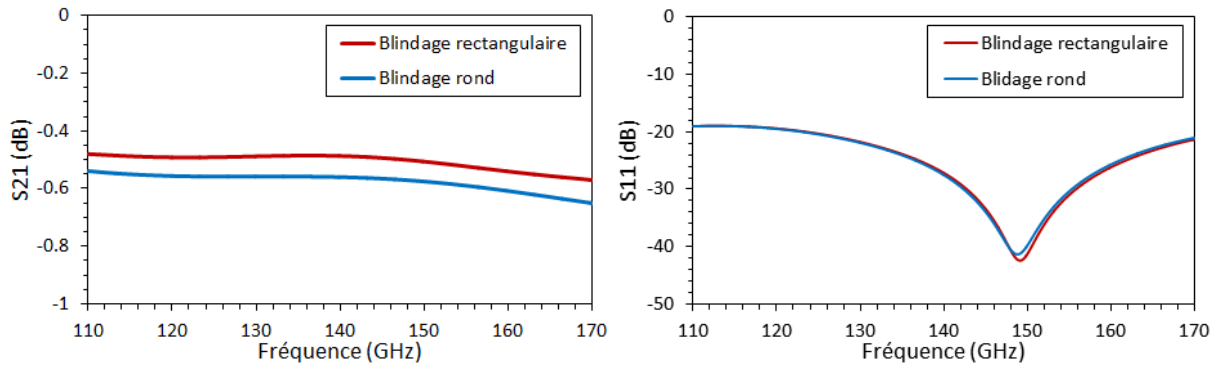


Figure II.65 : Paramètres S des lignes à sections rectangulaire et arrondi

III.3.4.2. Structures métalliques

La Figure II.66 (gauche) montre une ligne coaxiale fabriquée avec les structures métalliques autour des accès de mesure. L'existence de ces éléments est liée au procédé de fabrication et n'avaient pas été anticipé, ni simulé. Ces structures métalliques ont été intégrées au modèle de simulation d'une ligne coaxiale rectiligne possédant le blindage arrondi (Figure II.66 (droite)).

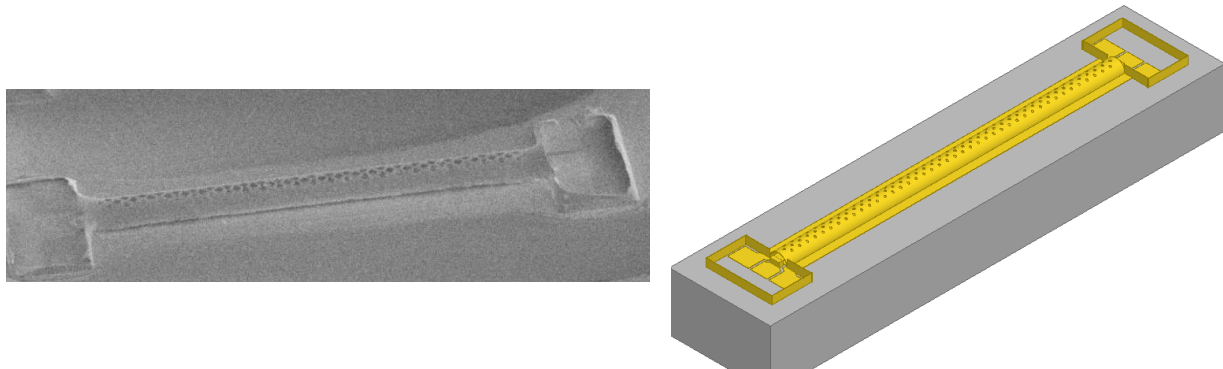


Figure II.66 : Photo MEB d'une ligne avec structures métalliques autour des accès coplanaires (gauche), modélisation correspondante sous HFSS (droite)

Le modèle de simulation est maintenant identique d'un point de vue géométrique avec le composant correspondant fabriqué. Les paramètres S de la mesure, la simulation d'origine et la rétro-simulation du modèle incluant les structures métalliques sont présentés sur les graphiques de la Figure II.67.

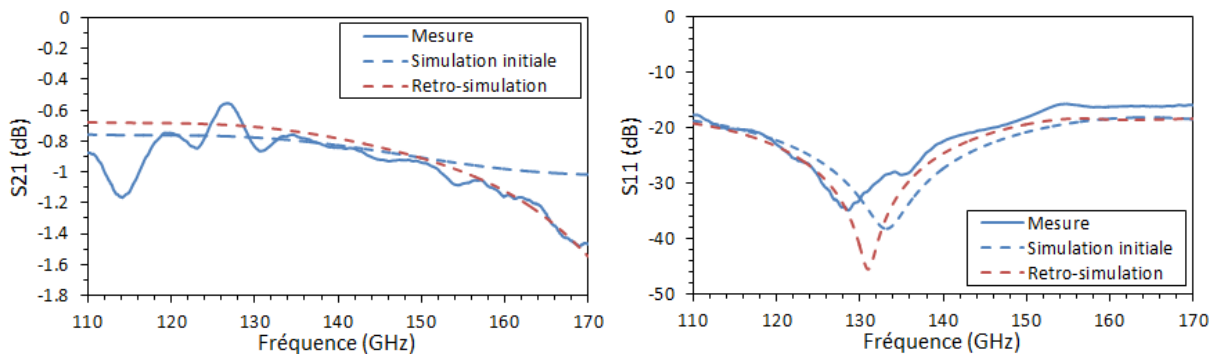


Figure II.67 : Mesure, simulation et rétro-simulation de la ligne coaxiale rectiligne



Avec la modélisation des structures métalliques présentes autour des accès de mesures, on obtient des résultats de simulation plus proches des mesures qu'avec le modèle de simulation original. On s'aperçoit notamment que l'augmentation des pertes d'insertion au-delà de 150 GHz est liée à ces structures.

Ainsi, la fabrication de lignes coaxiales sans ces structures métalliques permettrait d'obtenir des pertes d'insertions plus constantes et probablement plus faibles sur la bande passante, notamment après 150 GHz.

### III.3.4.3. Pertes des accès de mesure

L'intérêt des lignes coaxiales rectangulaires est de réaliser des lignes de transmissions sans perte dans le substrat. Cependant, les composants fabriqués possèdent des accès coplanaires à leurs extrémités permettant les mesures avec des pointes RF, mais générant des pertes d'insertion.

Etant donné que la simulation précédente montre une bonne concordance entre le modèle du composant et la réalité, nous pouvons évaluer les pertes engendrées par les accès coplanaires par simulation. Nous comparons donc le modèle de simulation de la ligne coaxiale rectiligne avec et sans les accès de mesures (Figure II.68).

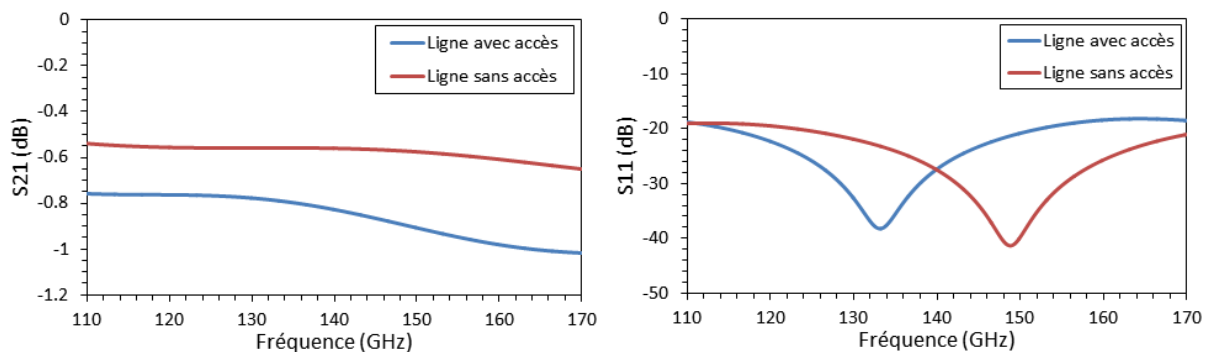


Figure II.68 : Comparaison des paramètres S de la ligne rectiligne avec et sans accès de mesures

L'adaptation de la ligne n'est pas détériorée par les accès de mesures, contrairement au paramètre S<sub>21</sub>. Il y a une différence de 0,2 à 0,38 dB entre les simulations de la ligne avec et sans les accès coplanaires.

Nous avons réalisé un composant constitué des deux accès de mesure en entrée et sortie mis bout à bout (Figure II.69 (gauche)) afin de mesurer ces pertes d'insertion. Néanmoins, cette mesure ne prend pas en compte la transition entre l'accès de mesures et la ligne suspendue. Ce composant a été mesuré et simulé sous HFSS (Figure II.69 (droite)). Nous comparons ces résultats avec les pertes d'insertion des accès simulées de la Figure II.68 (gauche). Nous pouvons ainsi comparer ces résultats avec les pertes calculées à partir de la simulation précédente.

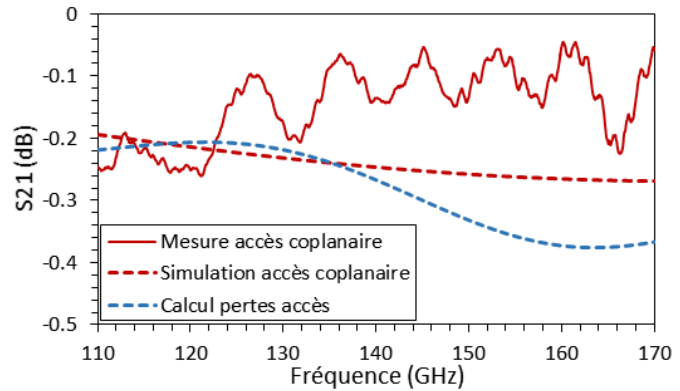
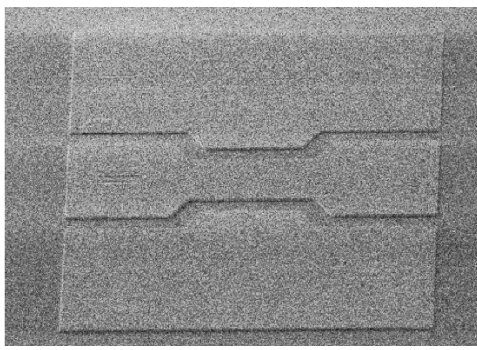


Figure II.69 : Accès de mesures (gauche), mesures et simulations du composant (droite)

Les trois courbes montrent des comportements similaires entre 110 et 130 GHz avec des pertes d'insertion des accès de l'ordre de 0,2 dB. Il y a ensuite un écart de l'ordre de 0,1 dB entre chaque courbe. Si l'on compare cette valeur de 0,2 dB aux pertes d'insertions de la ligne rectiligne présentée en Figure II.59, on peut faire l'approximation que les accès coplanaires représentent entre 14 à 33 % des pertes d'insertion de la ligne.

Dans l'ensemble, nous pouvons dire que les accès de mesures engendrent des pertes non négligeables. Ces éléments demanderont à être améliorés afin d'augmenter les performances des futurs composants.

#### III.3.4.4. Influence des trous dans le blindage

Pour finir, nous avons vu que des trous situés sur la partie supérieure du blindage sont nécessaires au bon fonctionnement du procédé de fabrication pour permettre l'évacuation de la résine sacrificielle, mais engendrent des pertes radiatives.

Pour évaluer ces pertes, nous modélisons une structure avec le blindage arrondi sans et avec des trous de libération de  $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$  (Figure II.70).

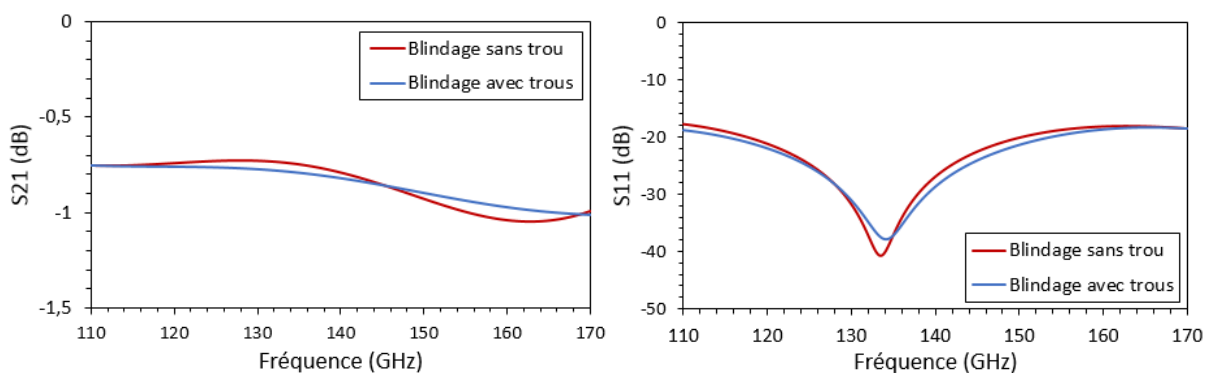


Figure II.70 : Influence des trous de libération dans le blindage

Le comportement de la ligne reste le même dans les deux cas. L'ondulation du paramètre  $S_{21}$  de la ligne avec des trous de libération semble néanmoins plus faible. L'écart relatif du paramètre  $S_{21}$  entre les deux simulations est inférieur à 6% et le paramètre  $S_{11}$  est quasiment inchangé.

Le champ électrique entre le conducteur central et le blindage est représenté sur la Figure II.71. On s'aperçoit que l'intensité maximum du champ est localisée sur l'extrémité latérale du conducteur central. Ainsi, les trous de libérations sont situés dans une zone où le champ électrique est plutôt faible, d'où le peu de pertes par rayonnement.

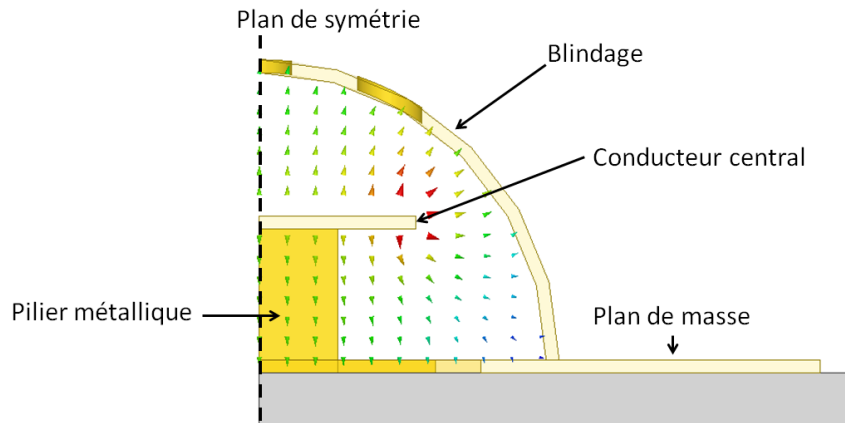


Figure II.71 : Champ électrique de la demi-section de la ligne coaxiale

On peut donc considérer que les trous de libération du blindage ont une très faible influence sur les performances de la ligne coaxiale.

#### III.3.4.5. Estimation des performances maximales envisageables

Après l'analyse des paramètres précédents, on s'aperçoit que la ligne fabriquée subit des pertes notamment dues à la forme arrondie du blindage, aux structures métalliques entourant les accès de mesure et aux accès de mesures eux-mêmes.

On obtient une bonne concordance entre le modèle de simulation de la ligne rectiligne et les mesures, notamment avec la modélisation des structures métalliques autour des accès de mesures. On peut donc utiliser ce modèle en adaptant la géométrie pour simuler le cas où la ligne coaxiale ne posséderait pas les défauts de fabrication précédents.

On réalise la simulation de la ligne rectiligne sans les accès de mesures afin d'obtenir les performances du tronçon de ligne uniquement. Cela permettra d'avoir une très bonne approximation des performances maximales envisageables avec cette structure dans le cas où on la fabriquerait sans ces défauts. La simulation des paramètres S de la ligne sans les accès de mesure et avec un blindage rectangulaire est présentée sur la Figure II.72. On compare ces résultats avec la mesure et la rétro-simulation de la ligne fabriquée.

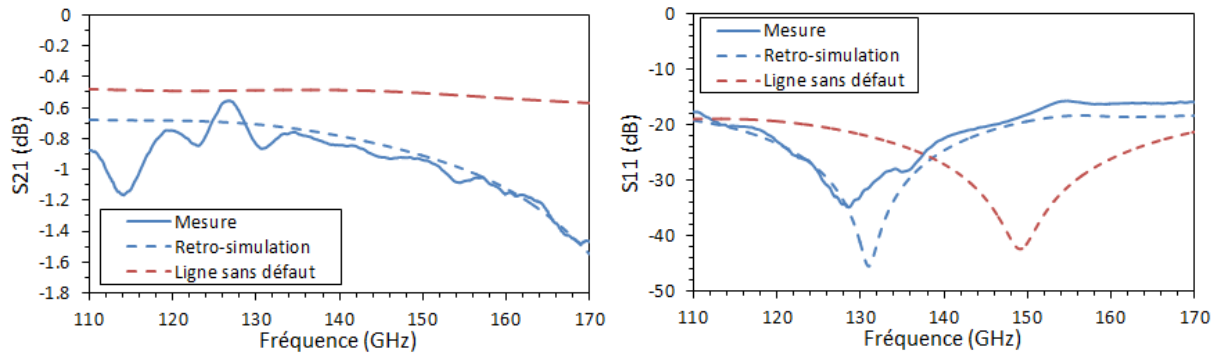


Figure II.72 : Comparaison entre la ligne coaxiale fabriquée et une ligne coaxiale sans défaut de fabrication ni accès de mesures

On s'aperçoit qu'avec un procédé de fabrication sans défaut, et en ne prenant pas en compte les pertes des accès de mesures, il serait possible d'obtenir d'excellentes performances avec cette technologie. Le Tableau II-13 montre les atténuations linéiques de la ligne fabriquée et de la ligne sans défaut ni accès coplanaires. Ainsi, l'atténuation linéique serait de l'ordre de 0,3 dB/mm sur la bande D.

Tableau II-13 : Mesures et simulations des deux lignes coaxiales fabriquées entre 110 et 170 GHz

| Paramètre          | Mesure avec accès coplanaires | Simulation sans défaut ni accès coplanaires |
|--------------------|-------------------------------|---|
| $S_{11}$ max.      | -15 dB                        | -19 dB                                      |
| $S_{21}$ @ 127 GHz | -0,33 dB/mm                   | -0,28 dB/mm                                 |
| $S_{21}$ @ 160 GHz | -0,67 dB/mm                   | -0,31 dB/mm                                 |

Enfin, un autre moyen d'améliorer les performances des lignes coaxiales serait d'augmenter la taille de la section des lignes. Pour cela, il faudrait modifier le procédé de fabrication afin de pouvoir augmenter la hauteur d'air  $h$  entre la ligne suspendue et le blindage.

## IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la réalisation de lignes coaxiales rectangulaires à air. A partir de la littérature, nous avons mis au point une démarche de dimensionnement de ces composants, ainsi qu'un procédé de fabrication.

Malgré les quelques défauts de fabrication des lignes coaxiales et la faible section des composants, nous obtenons de bonnes performances par rapport à la littérature (Tableau II-14). A section équivalente, les lignes fabriquées durant cette thèse sont plus performantes que celles présentées dans les travaux de Natarajan [64].

Nous avons également démontré l'efficacité du blindage et la précision de fabrication avec la ligne à méandres.

Pour finir, le procédé de fabrication proposé nécessite des améliorations en particulier concernant la forme du blindage, les structures métalliques résiduelles autour des accès coplanaires, et

l'augmentation de la hauteur d'air entre la ligne et le blindage. La suite de ces travaux consistera donc à améliorer ces aspects fondamentaux en proposant un nouveau procédé de fabrication.

Tableau II-14 : Récapitulatif des lignes de transmission coaxiales rectangulaires

| Année | Auteur                       | Technique de fabrication                                 | Atténuation linéique (dB/mm)    | Taille de la section ( $\mu\text{m}^2$ ) |
|-------|------------------------------|--|---------------------------------|--|
| 1991  | Bishop <i>et al.</i> [57]    | Substrat GaAs<br>Conducteurs en or<br>Cavité : probimide | 1,6 dB/mm @ 40 GHz              | 24×9                                     |
| 2000  | Jeong <i>et al.</i> [58]     | Substrat silicium<br>Conducteurs en or<br>Cavité : BCB   | < 0,08 dB/mm @ 20 GHz           | 150×60                                   |
| 2002  | Jeong <i>et al.</i> [59]     | Substrat verre<br>Conducteurs en cuivre<br>Cavité : air  | < 0,08 dB/mm @ 40 GHz           | 150×60                                   |
| 2004  | Brown <i>et al.</i> [60]     | EFAB   | 0,1 dB/mm @ 29 GHz              | 300×300                                  |
| 2006  | Brown <i>et al.</i> [62]     | EFAB   | 0,035 dB/mm @ 60 GHz            | 609×274                                  |
| 2006  | Filipovic <i>et al.</i> [63] | Polystрата   | 0,18 dB/ mm @ 26 GHz            | 250×310                                  |
| 2007  | Filipovic <i>et al.</i> [67] | Polystрата   | < 0.035 dB/mm @ 38 GHz          | 130×300                                  |
| 2007  | S. J. Natarajan [64]         | Substrat silicium<br>Conducteurs en or                   | 0,2 dB/mm à -0,9 dB/mm @ 30 GHz | 470×20                                   |
| 2015  | Ces travaux                  | Substrat en silice fondue<br>Conducteurs en or           | 0,33 dB @ 127 GHz               | 88×42                                    |

## Chapitre III.

### Réalisation de filtres passe-bande à cavités d'air



## I. Introduction

Ce chapitre est consacré à la réalisation de filtres passe-bande à cavités métalliques. Ce ne sont pas des composants obtenus à partir de lignes coaxiales, mais leur réalisation découle des travaux précédents.

Le chapitre II a montré la nécessité de changer le procédé de fabrication des lignes coaxiales rectangulaires afin d'obtenir des composants possédant une hauteur d'air plus grande et une section parfaitement rectangulaire. Pour atteindre ces deux objectifs, nous avons mis en place un nouveau procédé de fabrication. Cependant, nous avons dû réaliser une étape intermédiaire avant de pouvoir valider ce procédé pour la fabrication de lignes coaxiales à section rectangulaire. Une ligne coaxiale rectangulaire possède deux niveaux suspendus de métallisation, qui sont le conducteur central et le blindage. Nous avons donc commencé par valider le procédé de fabrication avec des structures possédant un seul niveau de métallisation suspendu. Cela nous a permis de réaliser dans un premier temps des cavités d'air métallisées.

Ainsi, à partir de la nouvelle ébauche du procédé de fabrication destiné aux lignes coaxiales rectangulaires, nous avons mis en place un procédé permettant de réaliser des filtres à cavités à air et blindés. Nous verrons d'abord quelques généralités sur les filtres volumiques, puis nous étudierons une technique permettant de dimensionner un filtre passe-bande. Enfin, nous détaillerons le procédé de fabrication retenu et l'appliquerons à la réalisation des filtres dimensionnés.

## II. Principe des filtres

### II.1. Fonctionnement

Les filtres sont des éléments indispensables en télécommunication, mais aussi dans le domaine de l'électronique en général. Ils permettent de sélectionner un signal à certaines fréquences, ou alors d'empêcher certaines fréquences du signal de passer en fonction du type de filtre utilisé. Dans le domaine des télécommunications, le filtre s'intègre dans la chaîne d'émission/réception (Figure III.1).

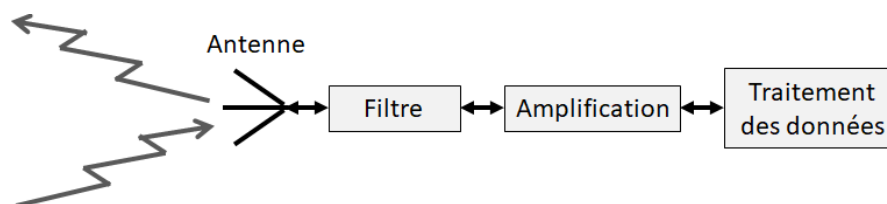


Figure III.1 : Chaîne d'émission/réception de communications

Un filtre est caractérisé par son facteur de qualité, sa bande passante et les pertes engendrées sur le signal transmis. Il est réalisé à partir d'éléments résonant couplés entre eux. Chaque élément résonant possède une fréquence de résonance et un facteur de qualité à vide. Les caractéristiques d'un filtre varient en fonction du nombre d'éléments résonants, de ses fréquences de résonance, de ses facteurs de qualité à vide et du couplage entre les éléments résonants.



Un satellite de télécommunication peut embarquer jusqu'à 1100 filtres hyperfréquences [78], d'où l'importance d'utiliser des éléments de filtrage performants. Un facteur de qualité à vide très important engendrera de faibles pertes sur le signal transmis. Cela permettra de réduire la consommation énergétique des chaînes d'émission/réception du satellite. De même, un intérêt sera porté sur la masse et l'encombrement de chaque élément de filtrage qui devront être minimisés de façon à diminuer de manière conséquente la masse totale du satellite.

Nous retrouvons ici la problématique énoncée dans le chapitre I : concevoir des éléments de filtrage possédant un fort facteur de qualité à vide, peu de pertes en transmission, une masse faible et un coût de fabrication réduit.

## II.2. Technologies de filtres existants

Nous avons vu dans le chapitre I quelques exemples de filtres réalisés à partir de technologies planaires et volumiques. Dans cette partie, nous allons comparer les technologies planaires et volumiques uniquement dans le cas de la réalisation de filtres.

### II.2.1. Filtres planaires

#### II.2.1.1. Filtres planaires sur substrats

Ces filtres sont réalisés à partir de bandes métalliques réparties sur un substrat (Figure III.2). La fréquence de résonance du filtre est fixée par la longueur des lignes métallisées sur le substrat qui doivent être de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde à la fréquence souhaitée. Le couplage entre les bandes métalliques est lié à la distance les séparant.

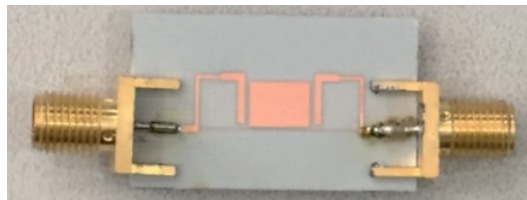


Figure III.2 : Filtre planaire en technologie micro-ruban [79]

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, cette technologie engendre des pertes non négligeables dans les bandes de fréquences élevées. Le facteur de qualité associé à ce genre de filtre reste assez faible. En général, leurs applications va jusqu'à la bande U. Il s'agit néanmoins d'un moyen rapide et peu onéreux de réaliser des filtres.

#### II.2.1.2. Filtres à membrane suspendue

Ces filtres ont été présentés dans le chapitre I sur la Figure I.22. Ils possèdent un meilleur facteur de qualité que les filtres planaires classiques, peu de pertes d'insertion, mais peuvent présenter des pertes importantes dans les accès. Le domaine fréquentiel d'application est plus élevé que les filtres planaires.

### II.2.1.3. Filtres BAW/SAW

Les filtres BAW et SAW<sup>12</sup> sont des filtres à ondes acoustiques. Le principe consiste à exciter une fine membrane suspendue afin d'obtenir une résonance mécanique. Cette excitation se fait à l'aide de matériaux piézo-électriques. La Figure III.3 à gauche montre une vue en coupe du filtre avec la membrane suspendue possédant des doigts inter-digités en matériaux piézo-électriques, et à droite une photo MEB en vue de dessus des composants piézo-électriques permettant d'exciter la membrane [80].

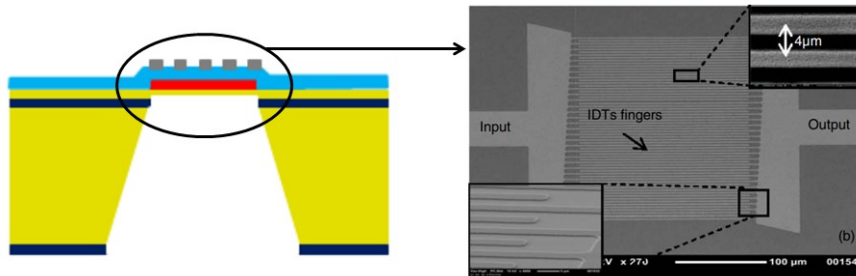


Figure III.3 : Schéma d'un filtre à ondes acoustiques (gauche) et photographie au MEB vue de dessus (droite) [80]

Ces filtres possèdent de très bons facteurs de qualité allant au-delà du millier, mais sont limités en fréquence par les propriétés physiques de la membrane et ne dépassent pas 10 GHz en général [81].

## II.2.2. Filtres volumiques

### II.2.2.1. Filtres à cavités métalliques

Le filtre à cavités métalliques est obtenu par l'usinage d'un bloc de métal afin de réaliser des cavités d'air dont les dimensions sont de l'ordre de  $\lambda/2$  à la fréquence de résonance souhaitée.

Ces filtres peuvent être réalisés à partir d'une cavité unique possédant un mode de résonance supérieur (Figure III.4) ou d'une succession de cavités d'air dans un guide d'onde (Figure III.5).

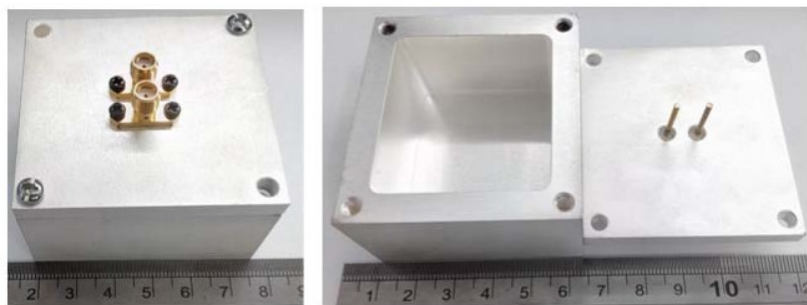


Figure III.4 : Filtre passe-bande d'ordre 3 à 5,5 GHz à cavités métalliques [82]

<sup>12</sup> Bulk Acoustic Wave et Surface Acoustic Wave

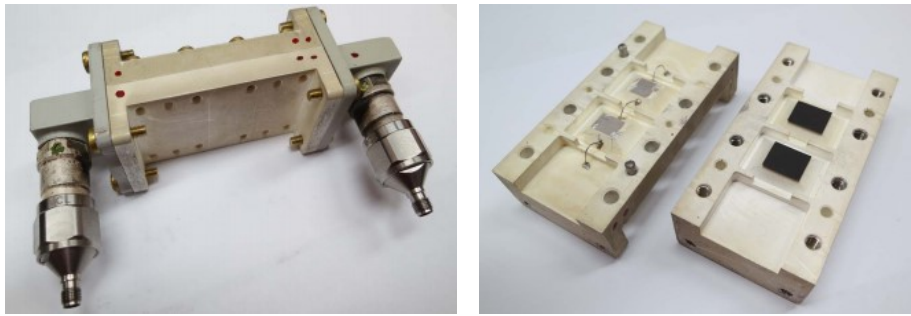


Figure III.5 : Filtre à guide d'ondes rectangulaire en bande X [83]

Ce type de filtre permet d'atteindre des facteurs de qualité très élevés, de l'ordre de plusieurs milliers. On obtient ainsi des filtres possédant une très forte sélectivité ainsi que peu de pertes, les rendant intéressants pour des applications spatiales.

Néanmoins, l'usinage du bloc de métal implique une masse et un encombrement importants. De plus, ces filtres ne sont pas reproductibles en grandes séries : ils nécessitent en général des réglages post-fabrication. Cela se fait par l'intermédiaire de vis qui modifient les couplages inter-résonateurs ou les fréquences de résonance des cavités (Figure III.6). Cette opération de réglage est parfois longue et compliquée car chaque cavité doit être vérifiée. Enfin, la précision et la résolution des techniques classiques d'usinage limiteront la fréquence maximale d'utilisation à la centaine de Gigahertz.

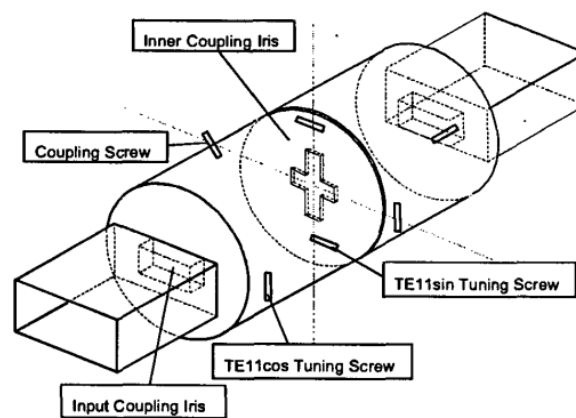


Figure III.6 : Filtre à guide d'ondes circulaire [84]

Ce type de filtre est donc très performant mais limité par les techniques classiques de fabrication et assez onéreux à cause du réglage systématique nécessaire de chaque élément fabriqué.

#### II.2.2.2. Filtre à résonateurs diélectriques

Le principe des filtres à résonateurs diélectriques est de placer des éléments en diélectrique à l'intérieur de cavités résonantes métalliques (Figure III.7). Cela permet de réduire la taille des cavités et donc d'améliorer l'intégrabilité et la masse des filtres.

Ces composants peuvent atteindre des facteurs de qualité à vide de plusieurs milliers. Ils nécessitent néanmoins des réglages post-fabrication au même titre que les filtres à cavités métalliques,

et la présence de diélectriques engendrent des pertes supplémentaires comparés aux filtres à cavités métalliques à air. La fréquence maximale d'utilisation est aussi de l'ordre de la centaine de Gigahertz.

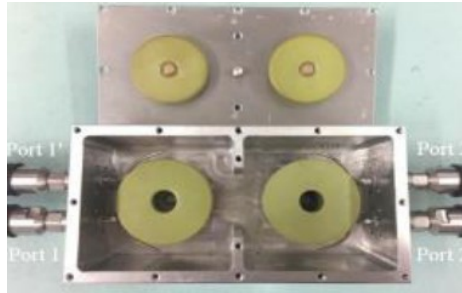


Figure III.7 : Filtre deux pôles à diélectriques [85]

### II.2.3. Résumé des différentes technologies existantes

Le Tableau III-1 montre que la technologie des filtres volumiques est celle qui permet d'obtenir les meilleures performances, notamment les filtres volumiques à cavités métalliques. On peut cependant lister plusieurs aspects de cette famille de filtres qui ne concordent pas avec la problématique de ces travaux. D'abord, la méthode de fabrication implique un filtre usiné dans un bloc de métal, le rendant encombrant et lourd. La fréquence de résonance du filtre étant liée à ses dimensions, la fréquence maximale d'utilisation sera limitée par la résolution de fabrication des éléments d'usinage. Enfin, la précision de fabrication est limitée puisque chaque cavité résonante doit être réglée par l'intermédiaire de vis après fabrication.

Tableau III-1 : Résumé des caractéristiques des familles de filtres

|                             | <b>Filtre volumique</b> | <b>Filtre planaire</b> | <b>Filtre sur membrane</b> | <b>Filtre acoustique</b> |
|-----------------------------|-------------------------|------------------------|----------------------------|--------------------------|
| Fréquence de fonctionnement | 1 GHz-100GHz            | 500 MHz-60GHz          | < 200 GHz                  | < 10 GHz                 |
| Largeur de bande            | Etroite                 | Etroite à large        | Etroite                    | Etroite                  |
| Facteur de qualité          | Très élevé              | Faible                 | Moyen                      | Elevé                    |
| Intégrabilité               | Mauvaise                | Bonne                  | Moyenne                    | Moyenne                  |
| Puissance admissible        | Elevée                  | Faible                 | Faible                     | Faible                   |
| Coût de fabrication         | Elevé                   | Faible                 | Faible                     | Faible                   |

### II.3. La micro-fabrication additive appliquée aux filtres volumiques

La micro-fabrication additive semble être une alternative intéressante permettant de réaliser des filtres à cavités métalliques sans les inconvénients listés précédemment. Pour cela, nous avons défini un nouveau procédé de fabrication permettant de réaliser des filtres volumiques tout en résolvant le problème de la section rectangulaire décrit dans le chapitre II. Le principe de ce procédé est décrit sur la Figure III.8.

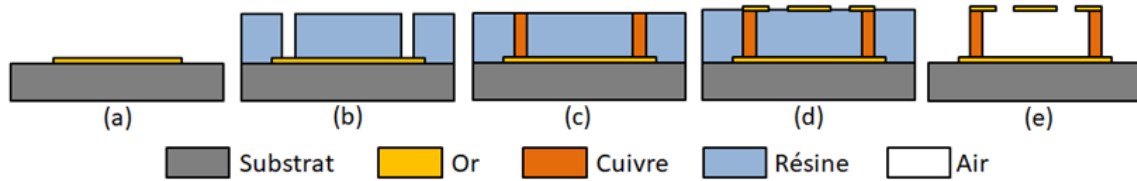


Figure III.8 : Principe du nouveau procédé de fabrication proposé

On réalise dans un premier temps le plan de masse du composant en or (Figure III.9), définissant ainsi la partie inférieure du blindage métallique de la cavité (Figure III.8 (a)). Comme pour les lignes coaxiales fabriquées dans le chapitre II, les composants possèdent des accès coplanaires à leurs extrémités permettant de réaliser les mesures sous pointes RF.

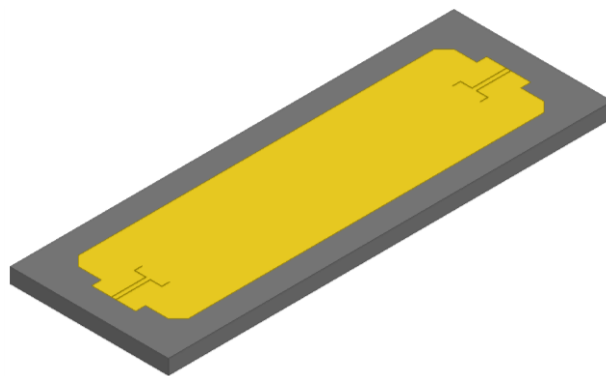


Figure III.9 : Définition du plan de masse d'un filtre à cavités métalliques à air par micro-fabrication additive

On dépose ensuite une résine sacrificielle sur le substrat afin d'obtenir une épaisseur totale de quelques centaines de micromètres. La Figure III.10 montre cette résine mise en forme après une étape de photolithographie, formant un moule électrolytique (Figure III.8 (b)).

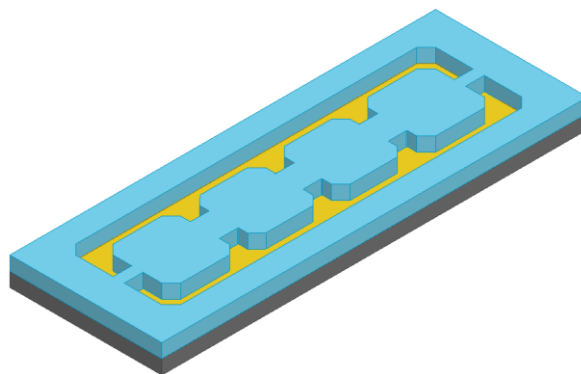


Figure III.10 : Moule d'électrolyse en résine

Les parois latérales des cavités sont ensuite formées lors de l'étape présentée sur la Figure III.8 (c) en remplissant les moules de résine par du cuivre grâce à un procédé de dépôt électrolytique de cuivre (Figure III.11).

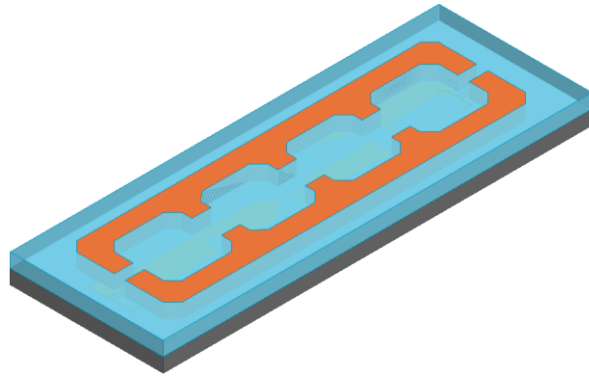


Figure III.11 : Parois latérales du filtre après l'électrolyse de cuivre

Le composant est ensuite refermé avec une couche d'or possédant des trous de libération (Figure III.8 (d)), formant la partie supérieure du blindage du filtre (Figure III.12).

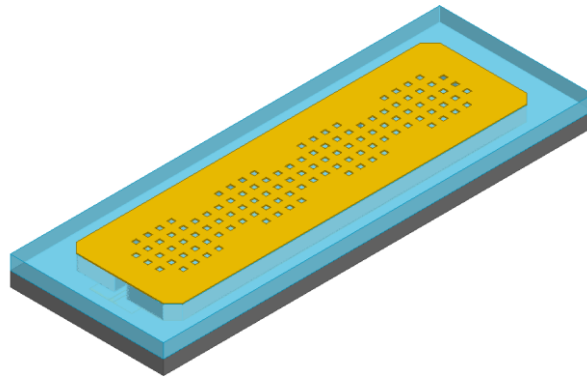


Figure III.12 : Définition du blindage supérieur du filtre avec des trous de libération

Enfin, on obtient un composant à cavités métalliques à air une fois que la résine a été retirée à travers les trous de libération (Figure III.8 (e)). La Figure III.13 montre le composant après le retrait de la résine (gauche) et en vue éclatée (droite).

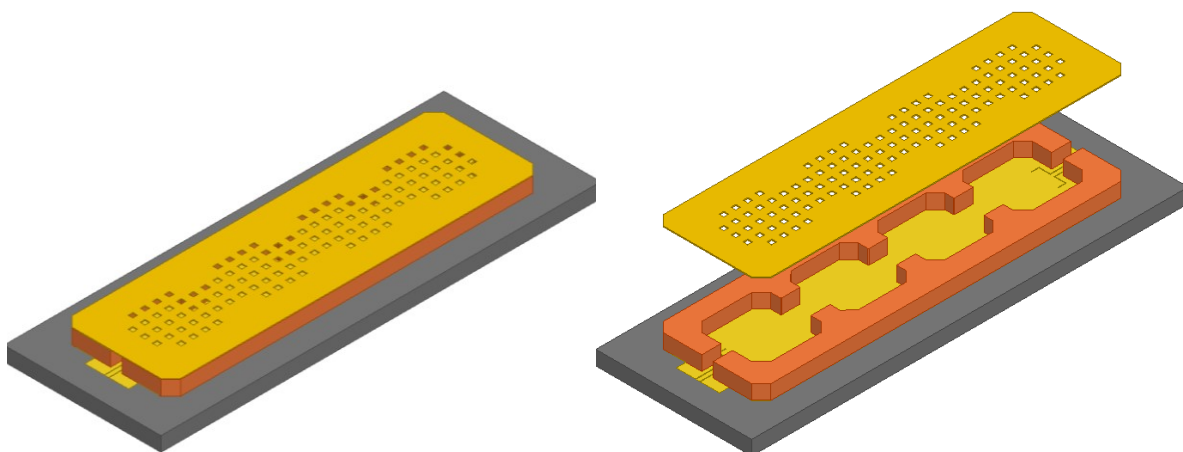


Figure III.13 : Filtre à 4 cavités d'air après libération (gauche), vue éclatée du filtre (droite)

Ainsi, ce nouveau procédé de micro-fabrication additive permettra de réaliser des filtres à cavités métalliques dont l'épaisseur des parois métalliques sera comprise entre quelques dizaines de

micromètres à quelques centaines de micromètres, réduisant la taille et la masse du composant final. Ensuite, la résolution de cette technique de fabrication nous permet d'obtenir des éléments de très petites dimensions et donc d'atteindre le domaine du Terahertz. Enfin, la précision de fabrication des étapes de photolithographie permet la réalisation de filtres sans réglage post-fabrication, réduisant ainsi le temps de fabrication et le prix des composants.

Pour conclure, la micro-fabrication additive est un moyen de réaliser des filtres à cavités métalliques sans les inconvénients liés aux procédés de fabrication classiques. Nous pourrions ainsi obtenir des composants performants, peu encombrants, légers, et peu onéreux.

### III. Cavité résonante à base de guide d'ondes

#### III.1. Fonctionnement

Ce type de cavité métallique est constitué d'un tronçon de guide d'ondes court-circuité à ces deux extrémités, formant une cavité parallélépipédique. L'énergie électromagnétique est ainsi contenue à l'intérieur de la cavité. Les pertes énergétiques du composant proviennent des pertes métalliques dans les parois de la cavité, dans le diélectrique si la cavité en contient et des pertes radiatives si la cavité possède une ouverture.

#### III.2. Fréquence de résonance

La cavité résonante est définie par la Figure III.14 avec  $d$  sa longueur,  $a$  sa largeur et  $b$  sa hauteur (Figure III.14). Comme pour un guide d'ondes, elle admet les modes TE et TM. Les modes de résonance  $TE_{mnl}$  ou  $TM_{mnl}$  sont définis avec les indices  $m$ ,  $n$  et  $l$  qui représentent respectivement le nombre de variation de l'onde suivant les axes  $x$ ,  $y$  et  $z$ . La fréquence de résonance du mode  $TE_{mnl}$  ou  $TM_{mnl}$  est donnée par l'équation (III.1).

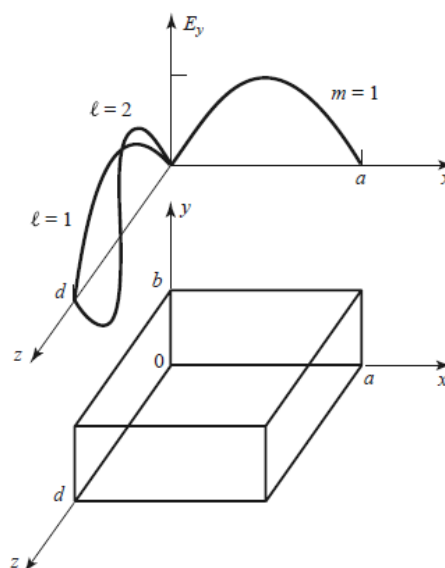


Figure III.14 : Schéma d'une cavité résonante rectangulaire avec la variation du champ électrique pour les modes  $TE_{101}$  et  $TE_{102}$  [7]

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (\text{III.1})$$

Avec  $\mu_r$  et  $\epsilon_r$  respectivement la perméabilité relative et la permittivité relative du matériau contenu à l'intérieur de la cavité.

Le mode fondamental de cette structure est le mode  $\text{TE}_{101}$ . Il apparaît lorsque  $b < a < d$ . Etant donné que l'épaisseur du composant est un facteur limitant dans la technologie de micro-fabrication additive présentée, nous partirons du principe que cette condition sera toujours respectée. Ainsi, dans la suite de ces travaux, les cavités résonantes seront excitées suivant le mode fondamental  $\text{TE}_{101}$ .

D'après l'équation (III.2), la fréquence de résonance du mode  $\text{TE}_{101}$  dépend uniquement des dimensions horizontales  $a$  et  $d$ . La hauteur de la cavité  $b$  n'influe pas sur la fréquence de résonance.

$$f_{101} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \quad (\text{III.2})$$

### III.3. Facteur de qualité à vide d'une cavité résonante

Le facteur de qualité à vide d'une cavité résonante correspond à l'énergie stockée dans le composant par rapport à l'énergie dissipée sur une période du signal (I.12). Nous avons vu dans le chapitre I qu'un facteur de qualité important se traduit par une faible atténuation linéique dans le cas d'une ligne de transmission (I.11). Dans le cas d'un résonateur, le facteur de qualité à vide influe sur les pertes d'insertion (IL) et la rejection hors bande (Figure III.15). En effet, il a été démontré dans [86] que les pertes d'insertion au milieu de la bande passante d'un filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre  $n$  peuvent être estimées par la formule (III.3). Ainsi, un facteur de qualité à vide très grand permettra de réduire les pertes d'insertion d'un filtre.

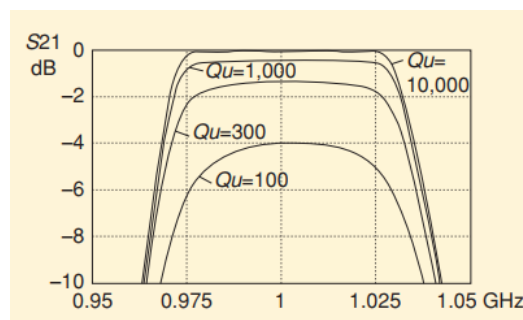


Figure III.15 : Réponse d'un filtre de type Tchebychev en fonction du facteur de qualité à vide des cavités  $Q_u$  [86]

$$IL = 8,686[n - 1,5] \frac{f_0}{\Delta_f Q_0} \quad (\text{III.3})$$



Il est donc nécessaire de réaliser des cavités résonantes possédant le facteur de qualité à vide le plus grand possible. Le facteur de qualité à vide  $Q_0$  d'un résonateur quelconque est défini par l'équation (III.4).

$$Q_0 = \left( \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \right)^{-1} \quad (\text{III.4})$$

Les expressions  $1/Q_m$ ,  $1/Q_d$  et  $1/Q_r$  représentent respectivement les pertes métalliques, diélectriques et radiatives du résonateur. Dans le cas d'un résonateur à cavité métallique, tout le champ électromagnétique est contenu à l'intérieur du composant. Il n'y a donc pas de pertes radiatives. Les pertes métalliques et diélectriques sont exprimées par les équations (III.5) et (III.6).

$$Q_c = \frac{(kad)^3 b \eta}{2\pi^2 R_s (2l^2 a^3 b + 2bd^3 + l^2 a^3 d + ad^3)} \quad (\text{III.5})$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (\text{III.6})$$

Avec  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  l'impédance intrinsèque du milieu dans la cavité et  $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}$  la résistivité de surface des parois métalliques.

Dans le cas où la cavité résonante est remplie d'air ou de vide, le facteur de qualité à vide sera exprimé par l'équation (III.5). Ainsi, en considérant une fréquence de résonance donnée, le facteur de qualité à vide d'une cavité résonante ne dépendra que de la hauteur de la cavité  $b$  et de la conductivité du métal utilisé. La Figure III.16 montre l'évolution du facteur de qualité à vide d'une cavité résonante à air à 140 GHz avec une conductivité métallique de  $40 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$ .

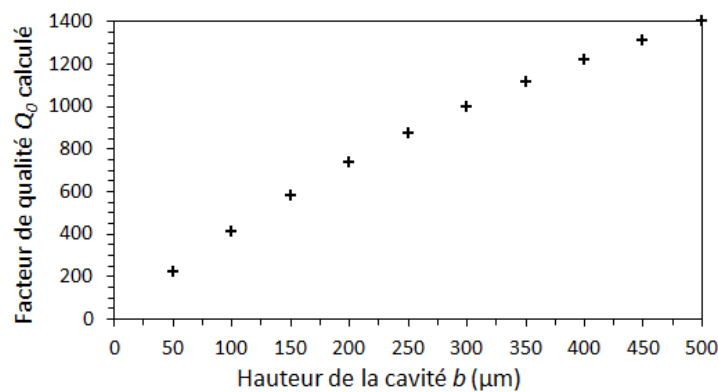


Figure III.16 : Facteur de qualité à vide d'une cavité résonante dimensionnée à 140 GHz

Ainsi, la conclusion du chapitre II concernant la nécessité de modifier le procédé de fabrication pour augmenter l'épaisseur des composants prend ici tout son sens. En effet, les filtres fabriqués devront avoir un facteur de qualité à vide de l'ordre du millier afin d'être compétitif vis-à-vis des

autres technologies. Il faudra alors réaliser des composants possédant une épaisseur d'air proche de 500  $\mu\text{m}$ .

### III.4. Excitation de la cavité

Un couplage à l'entrée de la cavité est nécessaire afin de générer son excitation. Ce couplage externe peut être de deux natures : magnétique ou électrique. La Figure III.17 montre ces deux types de couplage dans le cas d'une excitation réalisée avec une ligne coaxiale. Dans le cas de l'excitation magnétique, le conducteur central de la ligne coaxiale réalise une boucle à l'intérieur de la cavité et est relié à la masse. L'excitation électrique consiste à réaliser une antenne à l'intérieur de la cavité avec le conducteur central de la ligne coaxiale. La longueur de l'antenne est approximativement égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence de résonance. Il faut placer cette antenne au maximum du champ électrique dans la cavité.

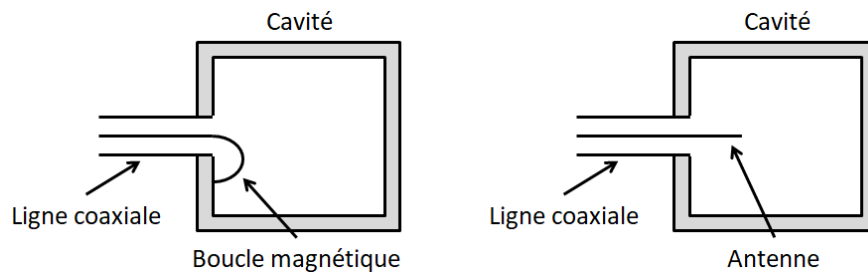


Figure III.17 : Excitation magnétique (gauche), excitation électrique (droite)

Dans notre cas, le moyen le plus simple d'obtenir une excitation est de créer une boucle magnétique par l'intermédiaire d'un tronçon de ligne coplanaire mis en court-circuit à l'intérieur de la cavité. De plus, cette ligne coplanaire est nécessaire pour réaliser les mesures avec des pointes RF. La Figure III.18 montre une cavité métallique sans le blindage supérieur vue de dessus, avec la ligne coplanaire réalisant une boucle magnétique.

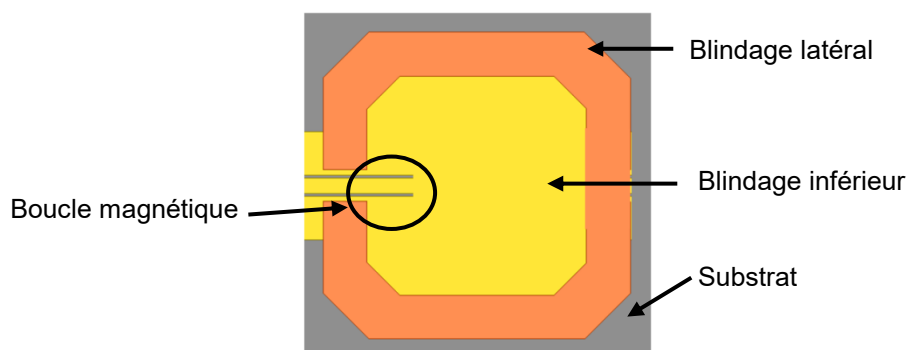


Figure III.18 : Vue de dessus d'une cavité sans blindage supérieur, représentant le couplage magnétique avec une ligne coplanaire

On peut calculer le facteur de qualité de la cavité chargée  $Q_L$  avec l'équation (III.7) où  $Q_0$  représente le facteur de qualité à vide et  $Q_{ext}$  le coefficient de couplage extérieur.

$$Q_L = \left( \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \right)^{-1} \quad (III.7)$$

D'un point de vue pratique, le facteur de qualité en charge est calculé avec l'équation (III.8) à partir des valeurs présentes sur la Figure III.19.

$$Q_L = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (III.8)$$

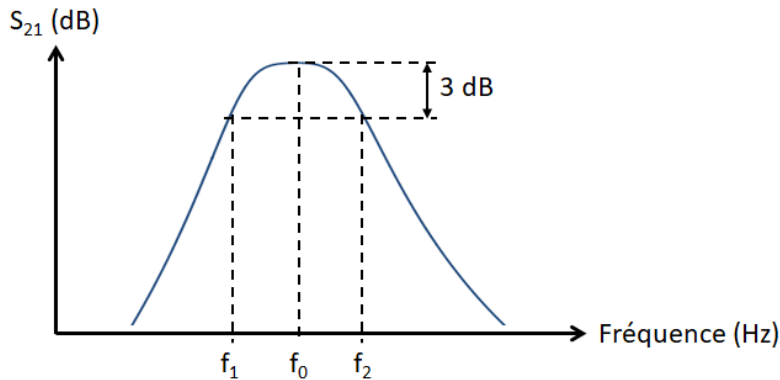


Figure III.19 : Réponse du paramètre  $S_{21}$  d'une cavité résonante

Ainsi, le facteur de qualité mesuré sur une cavité correspond au facteur de qualité en charge. Il est possible d'extraire le facteur de qualité à vide d'une cavité fabriquée à condition que le coefficient de couplage externe soit faible. Pour cela, il faut faire en sorte que la valeur maximale du paramètre  $S_{21}$  soit inférieure à -20 dB. Dans ce cas, on peut calculer  $Q_0$  avec la formule (III.9).

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \frac{1}{1 - |S_{21}|_{max}} \quad (III.9)$$

$|S_{21}|_{max}$  représente la valeur maximale du module du paramètre  $S_{21}$  à la fréquence de résonance.

### III.5. Mode $TE_{101}$ dans une cavité résonante

Nous avons défini précédemment que nous utiliserons le mode fondamental des cavités résonantes qui est le mode  $TE_{101}$ . La Figure III.20 montre la répartition des champs électrique (gauche) et magnétique (droite) dans la cavité pour ce mode.

Le champ électrique se propage par rapport à l'axe vertical de la cavité, avec le maximum du champ au centre de celle-ci. Le champ magnétique se propage parallèlement au plan horizontal de la cavité et autour de l'axe vertical. Les maximums du champ magnétique sont localisés au centre des faces latérales de la cavité.

Ainsi, on comprend mieux l'intérêt de placer une excitation électrique au centre de la cavité et une excitation magnétique sur le centre d'une des parois latérales.

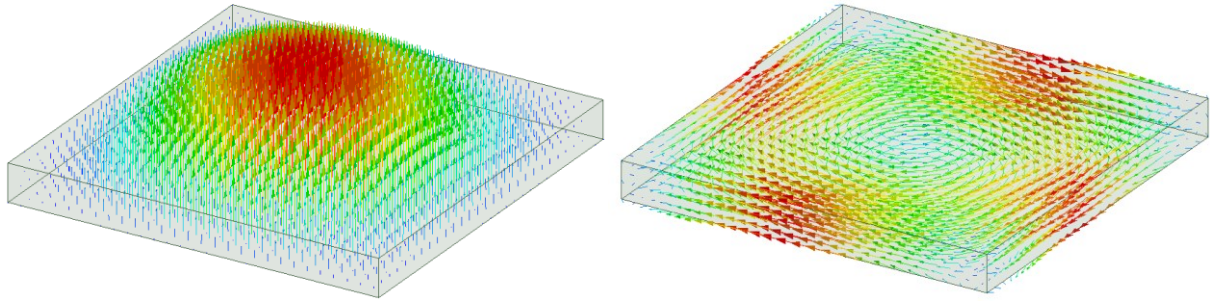


Figure III.20 : Répartition des champs électrique (gauche) et magnétique (droite) dans une cavité excitée sur le mode  $TE_{101}$

## IV. Filtre passe-bande à cavités résonantes

Un filtre passe-bande est obtenu par l'association de plusieurs résonateurs. Nous allons voir comment le modéliser et quels paramètres le définissent. Nous verrons ensuite comment faire la synthèse d'un filtre, c'est-à-dire la manière de le dimensionner pour une application donnée.

### IV.1. Modélisation d'un filtre passe-bande

Un résonateur peut être modélisé par un circuit RLC en série ou en parallèle, représenté sur la Figure III.21 et dont la fréquence de résonance est  $f_0$  définie par l'équation (III.10).

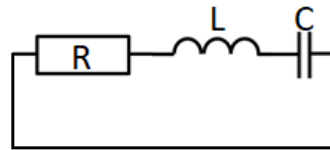


Figure III.21 : Schéma équivalent d'un résonateur RLC série

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III.10})$$

Un filtre est obtenu en réalisant un couplage magnétique ou électrique entre plusieurs résonateurs. Le couplage magnétique est représenté par une inductance mutuelle représentée sur la Figure III.22. On exprime dans ce cas le coefficient de couplage inter-résonateur par l'expression (III.11).

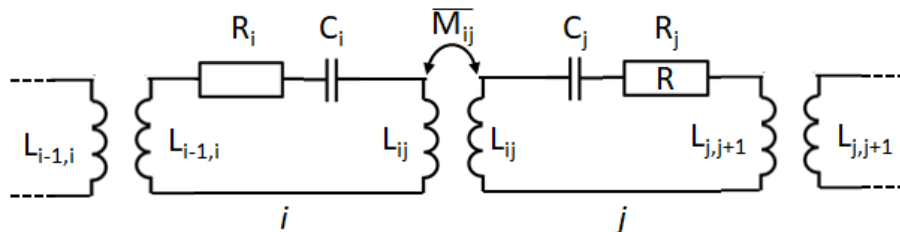


Figure III.22 : Couplage magnétique entre deux résonateurs  $i$  et  $j$

$$k_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L_{ij}} \tag{III.11}$$

Le couplage électrique est représenté sur la Figure III.23 par une capacité mutuelle de couplage entre les résonateurs  $i$  et  $j$ . Dans ce cas, le coefficient de couplage inter-résonateur est décrit par l'expression (III.12).

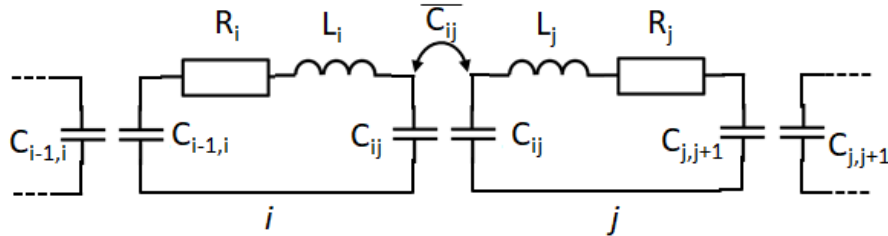


Figure III.23 : Couplage électrique entre deux résonateurs  $i$  et  $j$

$$k_{ij} = \frac{\overline{C}_{ij}}{C_{ij}} \tag{III.12}$$

Un filtre est donc constitué de plusieurs résonateurs couplés entre eux avec des coefficients de couplage inter-résonateurs.

Le filtre est excité par l'intermédiaire d'un couplage extérieur situé en entrée et en sortie du système. La Figure III.24 montre le schéma équivalent d'un filtre passe-bande à deux pôles avec un couplage inter-résonateurs, et les couplages externes d'entrée et de sortie du filtre.

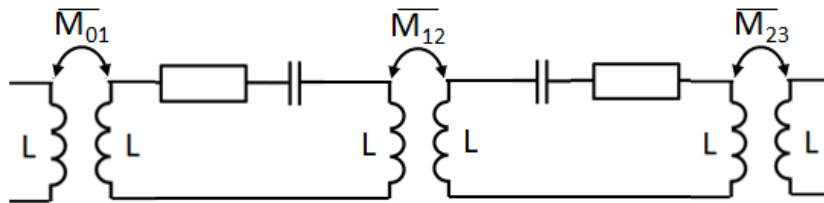


Figure III.24 : Modélisation d'un filtre deux pôles

### IV.2. Matrice de couplage

La matrice de couplage normalisée en fréquence  $[M]$  représente les valeurs des couplages externes et inter-résonateurs d'un filtre. Cette matrice est de taille  $n+2$  pour un filtre d'ordre  $n$ .

$$[M] = \begin{bmatrix} M_{00} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & M_{11} & \dots & M_{1,n} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & M_{n,1} & \dots & M_{nn} & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & M_{n+1,n+1} \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'un filtre symétrique<sup>13</sup>, on a  $M_{ij} = M_{ji}$ .

<sup>13</sup> Composant possédant les mêmes propriétés électriques lorsque l'on inverse l'entrée et la sortie

Pour  $i \neq j$  avec  $i, j \in [1; n]$ , les termes  $M_{ij}$  représentent les différents couplages entre résonateurs définis par (III.13) avec  $f_0$  la fréquence centrale du filtre et  $\Delta f$  la bande passante équivalent.

$$M_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij} f_0}{L \Delta f} = k_{ij} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{III.13})$$

Les termes  $M_{00}$  et  $M_{n+1, n+1}$  correspondent au couplage externe en entrée et sortie du filtre, avec  $Q_{ext}$  le coefficient de couplage externe :

$$M_{00} = M_{n+1, n+1} = \sqrt{\frac{1}{Q_{ext}} \frac{f_0}{\Delta f}} \quad (\text{III.14})$$

Enfin, pour  $i = j$  avec  $i, j \in [1; n]$ , les termes  $M_{ij}$  traduisent les décalages fréquentiels des résonateurs.

On peut aussi exprimer la matrice de couplage dé-normalisée en fréquence  $[m]$  qui est identique à la matrice  $[M]$ , mais avec les termes  $m_{ij}$  définis par :

$$m_{ij} = M_{ij} \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{III.15})$$

Dans le cas de la matrice dé-normalisée, on obtient pour  $i \neq j$  avec  $i, j \in [1; n]$  :  $m_{ij} = k_{ij}$ .

### IV.3. Couplage externe

Le coefficient de couplage externe  $Q_{ext}$  traduit la quantité de couplage entre les lignes d'excitation coplanaires et le premier et dernier résonateur du filtre. Dans le cas d'une cavité résonante, il est possible d'extraire ce coefficient de couplage à partir d'un résonateur possédant un court-circuit en sortie (Figure III.25). La valeur du coefficient dépend fortement de la longueur de la ligne d'excitation  $l_{ext}$ .

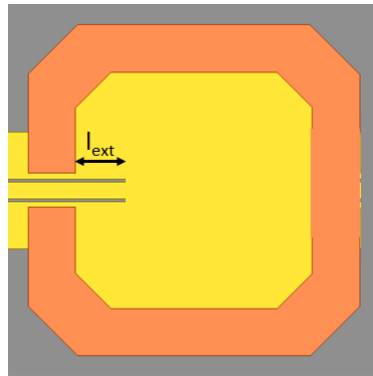


Figure III.25 : Modèle de simulation permettant d'extraire  $Q_{ext}$

Dans un premier temps, on calcule le facteur de qualité en charge  $Q_L$  à partir de la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$  (Figure III.26). Puis, on calcule le coefficient de couplage externe  $Q_{ext}$  en

utilisant l'équation (III.7). On répète cette démarche pour plusieurs valeurs de  $l_{ext}$ , ce qui permet de tracer l'abaque en Figure III.27.

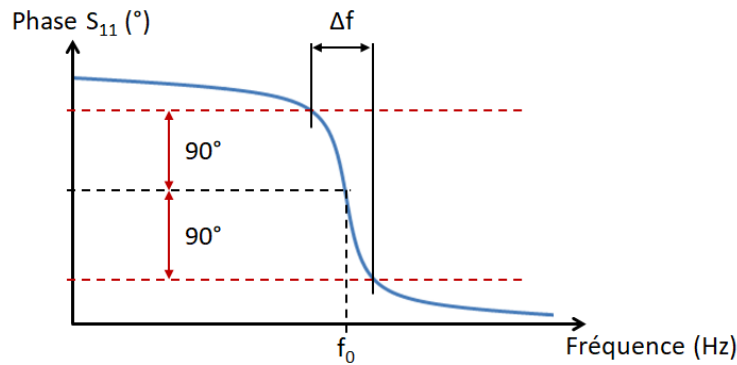


Figure III.26 : Phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$

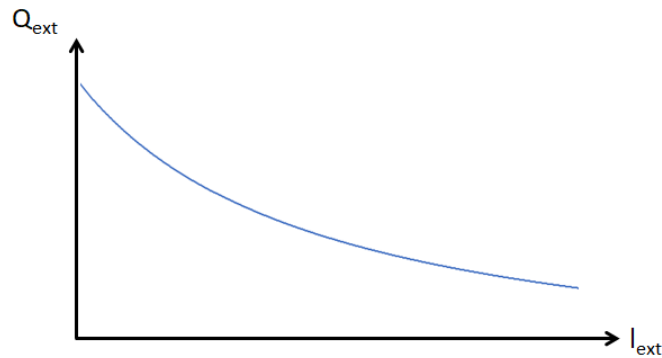


Figure III.27 : Coefficient de couplage externe en fonction de la longueur de la ligne d'excitation  $l_{ext}$

Il ne reste plus qu'à extraire la valeur souhaitée de  $Q_{ext}$  à partir de la matrice de couplage, puis de regarder sur l'abaque la valeur de  $l_{ext}$  correspondant.

#### IV.4. Couplage inter-résonateurs

Le couplage inter-résonateurs peut se faire grâce à une inductance mutuelle ou une capacité mutuelle entre les deux résonateurs. La Figure III.28 représente deux résonateurs sans perte couplés par une inductance mutuelle. Les résonateurs sont en oscillations libres, c'est-à-dire sans excitation extérieure.

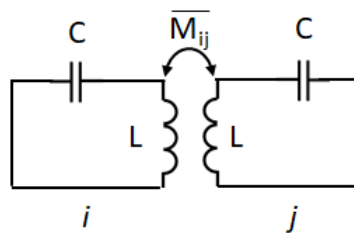


Figure III.28 : Couplage entre deux résonateurs en oscillation libre

Le coefficient de couplage entre les deux résonateurs est alors exprimé par (III.16).

$$k_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L} \tag{III.16}$$

On remplace le transformateur par son schéma équivalent (Figure III.29).

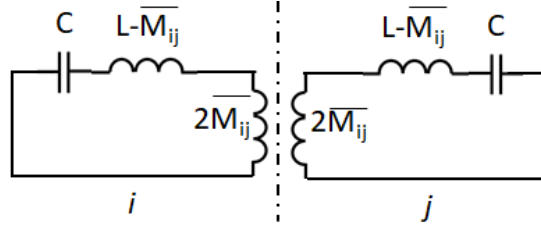


Figure III.29 : Schéma équivalent avec le modèle du transformateur

Le modèle obtenu possède une symétrie entre les deux éléments du transformateur. En considérant un court-circuit électrique (CCE) au niveau de ce plan de symétrie, nous obtenons le schéma représenté sur la Figure III.30 dont la fréquence de résonance  $f_e$  est donnée par l'équation (III.17). Cette fréquence est celle du mode pair des résonateurs couplés.

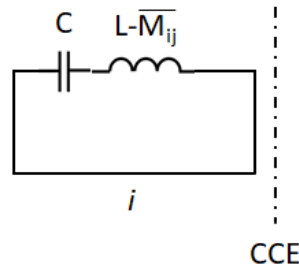


Figure III.30 : Schéma équivalent de la cavité avec un CCE dans le plan de symétrie

$$f_e = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L - \overline{M}_{ij})}} \tag{III.17}$$

On considère maintenant un court-circuit magnétique (CCM) au niveau du plan de symétrie (Figure III.31). La fréquence de résonance  $f_m$  de ce circuit est donnée par l'équation (III.18). Cette fréquence est celle du mode impair des résonateurs couplés.

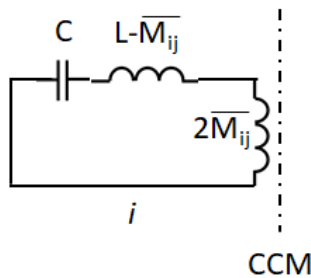


Figure III.31 : Schéma équivalent de la cavité avec un CCM dans le plan de symétrie



$$f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L + \overline{M}_{ij})}} \quad (\text{III.18})$$

En injectant les équations (III.17) et (III.18) dans l'équation (III.16), on obtient le coefficient de couplage exprimé en fonction des fréquences de résonance des modes pair et impair (III.19).

$$k_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L} = \frac{|f_e^2 - f_m^2|}{f_e^2 + f_m^2} \quad (\text{III.19})$$

Le moyen le plus simple pour réaliser le couplage entre deux cavités résonantes est de créer une ouverture entre ces deux cavités, appelée iris. Le champ magnétique présent dans la première cavité va exciter le mode fondamental de la cavité adjacente. Pour que le couplage soit efficace, il faut que l'ouverture soit située dans une zone où l'intensité du champ magnétique est maximale et où les champs magnétiques des deux cavités sont colinéaires. D'après la Figure III.20, cela se produit au centre des parois verticales de la cavité pour le mode  $TE_{101}$ .

D'un point de vue pratique, il est possible de déterminer par simulation le coefficient de couplage inter-résonateur  $k_{ij}$  entre deux cavités résonantes. Pour cela, on modélise les deux cavités collées l'une à l'autre. On réalise une ouverture dans le blindage latéral entre les deux cavités afin de créer un iris de couplage de largeur  $i$  (Figure III.32). Le coefficient de couplage inter-résonateur  $k_{ij}$  dépend directement de la taille de l'iris.

Afin de respecter la condition d'oscillation libre des cavités, l'entrée et la sortie du filtre doivent être faiblement couplées. Pour cela, la longueur des lignes d'excitation  $l_{ext}$  sera faible.

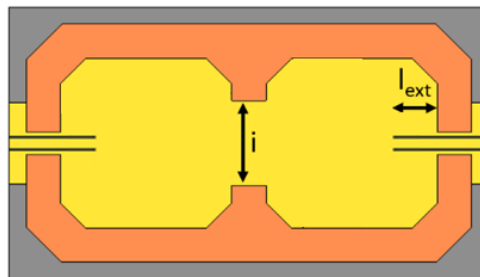
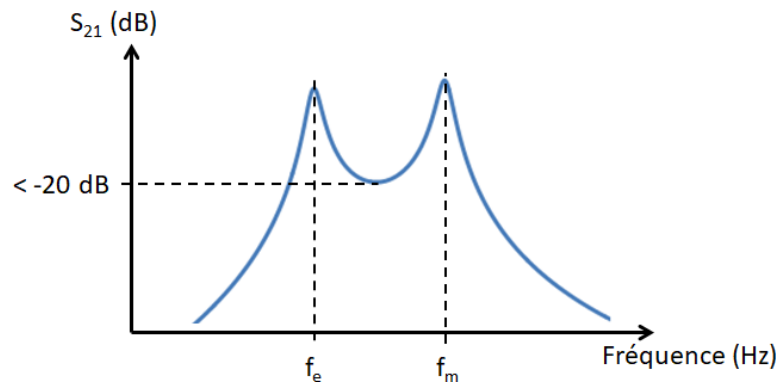


Figure III.32 : Vue de dessus des deux cavités couplées avec l'iris de taille  $i$

On obtient la réponse présentée sur la Figure III.33 où les deux résonances sont bien visibles. Il faut que le paramètre  $S_{21}$  soit inférieur à -20 dB entre les deux pics de résonance.

Figure III.33 : Paramètre  $S_{21}$  du couplage inter-résonateur

On peut ainsi calculer la valeur du coefficient de couplage  $k_{ij}$  correspondant à la largeur de l'iris de couplage. Comme pour le couplage extérieur, on répète l'opération pour plusieurs valeurs de  $i$  afin de réaliser un abaque de  $k_{12}$  en fonction de  $i$ .

## V. Synthèse d'un filtre passe-bande à deux pôles à 38 GHz

La synthèse d'un filtre consiste à déterminer ses paramètres de couplage à partir des spécifications souhaitées. Nous prendrons l'exemple du dimensionnement d'un filtre passe bande à 2 pôles à 38 GHz avec une hauteur de cavité  $b$  de 195  $\mu\text{m}$ . Cette valeur sera justifié plus loin.

### V.1. Architecture des filtres

L'architecture retenue pour réaliser les filtres à cavités a été présentée sur la Figure III.13. La Figure III.34 montre l'architecture d'une cavité résonante en entier (gauche) et en vue éclatée (droite).

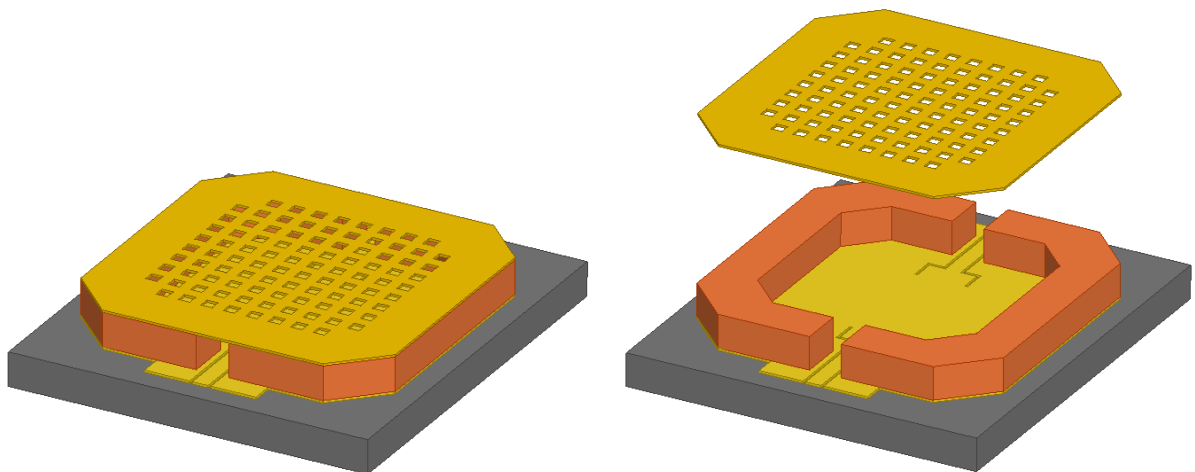


Figure III.34 : Architecture retenue d'une cavité résonante (gauche), vue éclatée (droite)

Les paramètres de la cavité résonante et du filtre passe-bande à 2 pôles sont résumés dans le Tableau III-2. La Figure III.35 représente un schéma du filtre à 2 pôles en vue de dessus (gauche) et en vue de face (droite).

Tableau III-2 : Résumé des dimensions d'une cavité résonante et d'un filtre à 2 pôles

| Dimension | Description   |                               |
|-----------|---|-------------------------------|
|           | Cavité résonante  | Filtre 2 pôles                |
| a         | Largeur d'une cavité                                    |                               |
| d         | Longueur d'une cavité                                   |                               |
| b         | Hauteur d'une cavité                                    |                               |
| $l_{ext}$ | Longueur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure |                               |
| $g_{ext}$ | Largeur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure  |                               |
| i         | -   | Largeur de l'iris de couplage |

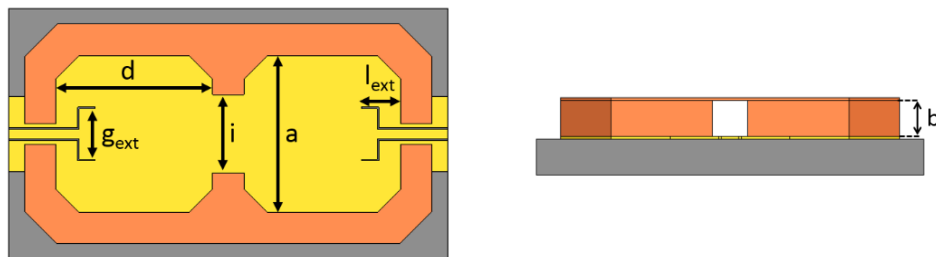


Figure III.35 : Schéma d'un filtre passe bande à 2 pôles en vue de dessus (gauche) et en vue de face (droite)

L'excitation est réalisée à partir de lignes coplanaires, réalisant ainsi une excitation magnétique. On remarque sur la Figure III.35 que l'accès coplanaire s'élargit à l'intérieur de la cavité, créant un couplage externe plus important.

## V.2. Définition du gabarit

Nous souhaitons réaliser un filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 2 à 38 GHz. Nous voulons une bande passante à -3 dB représentant 4 % de la fréquence de résonance, soit 1,52 GHz de bande relative et une rejection dans la bande passante inférieure à -20 dB. Ces données ont été entrées dans un logiciel mis au point au sein du laboratoire Xlim [87] qui calcule la matrice de couplage correspondante (Figure III.36) et le gabarit du filtre (Figure III.37). La bande passante équivalent du gabarit est de 0,65 GHz, soit 1,7 % de la fréquence de résonance.

$$\begin{bmatrix} 38 \text{ GHz} & 0,02095 & 0 & 0 \\ 0,02095 & 38 \text{ GHz} & -0,02837 & 0 \\ 0 & -0,02837 & 38 \text{ GHz} & 0,02095 \\ 0 & 0 & 0,02095 & 38 \text{ GHz} \end{bmatrix}$$

Figure III.36 : Matrice de couplage dé-normalisée du filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 2 à 38 GHz

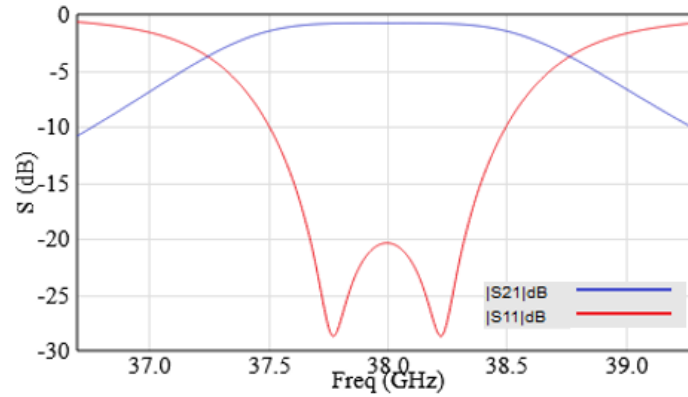


Figure III.37 : Gabarit du filtre passe-bande 2 pôles à 38 GHz

D'après l'équation (III.14), le filtre nécessite une valeur de  $Q_{ext}$  de 38,79 et un couplage inter-résonateur  $k_{12}$  de 0,0284.

### V.3. Dimensionnement de la cavité résonante à 38 GHz

On définit les dimensions de la cavité à partir de l'équation (III.1) afin d'obtenir une résonance à la fréquence souhaitée de 38 GHz. On obtient une longueur de cavité  $d = 5605 \mu\text{m}$  et une largeur  $a = 5560 \mu\text{m}$ .

On ajuste ces dimensions par simulation avec le logiciel HFSS. Il est possible d'accélérer cette étape en utilisant le mode « Eigen mode ». Cela permet de définir un modèle de simulation simplifié par une boîte du matériau contenu dans le résonateur : de l'air dans notre cas. On applique ensuite la condition « conductivité finie » sur toutes les surfaces de la boîte d'air en utilisant la conductivité du métal souhaité. Nous prenons une conductivité de  $27,1 \cdot 10^6 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$  pour l'or et  $38,3 \cdot 10^6 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$  pour le cuivre.

Avec cette simulation, nous trouvons une fréquence de 37,92 GHz pour le mode fondamental de la cavité, ainsi qu'un facteur de qualité à vide de 402 pour une hauteur de cavité  $b$  de 195  $\mu\text{m}$ . Le facteur de qualité théorique calculé est de 413 en considérant uniquement des pertes métalliques avec une conductivité égale à la moyenne des deux conductivités citées ci-dessus.

La fréquence de résonance de la cavité n'est pas exactement à 38 GHz comme souhaité. Nous pourrions ajuster les dimensions  $a$  et  $d$  afin d'obtenir exactement cette valeur. Cependant, notre modèle de simulation ne comporte que la cavité métallique. L'ajout des accès coplanaires pour l'excitation en entrée/sortie, ainsi que des trous dans le blindage modifiera légèrement la fréquence de résonance. Nous continuons pour l'instant la synthèse du filtre avec les dimensions déterminées dans ce paragraphe.

### V.4. Couplage extérieur

On dimensionne le couplage extérieur en appliquant la méthode décrite dans la partie 0. Avec l'architecture des lignes coplanaires, le couplage extérieur augmente lorsque  $l_{ext}$  et  $g_{ext}$  augmentent, et

inversement. La Figure III.38 représente la variation du coefficient de couplage externe  $Q_{ext}$  en fonction de la longueur de la ligne d'excitation  $l_{ext}$  pour la cavité résonante à 38 GHz.

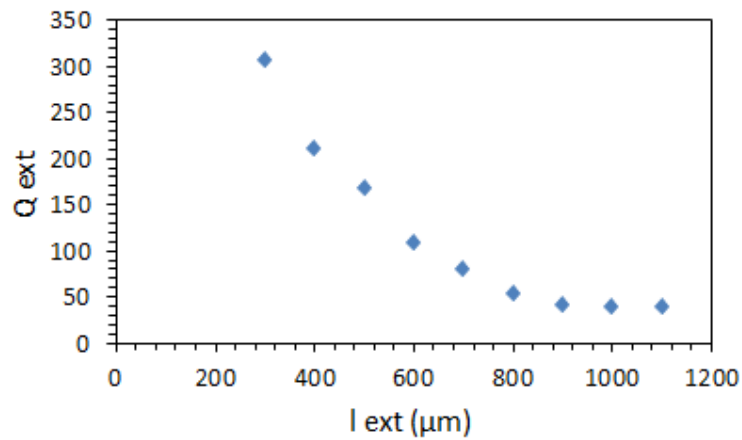


Figure III.38 : Variation du facteur de qualité externe en fonction de  $l_{ext}$

Ainsi, d'après la matrice de couplage, il faut une longueur de la ligne d'excitation  $l_{ext}$  de 1000  $\mu\text{m}$  pour obtenir un couplage externe de 38,78.

### V.5. Couplage inter-résonateurs

Comme pour le couplage externe, on réalise un abaque représentant le coefficient de couplage inter-résonateurs  $k_{12}$  en fonction de la largeur de l'ouverture de l'iris  $i$ .

Nous utilisons le mode de simulation « Eigen mode » de HFSS pour cette partie. Outre la rapidité de simulation de ce mode, ce type de simulation ne nécessite pas d'excitation en entrée et en sortie du composant. Les deux cavités sont donc en oscillation libre comme décrit dans la section IV.4. Le modèle de simulation du filtre à 2 pôles représenté sur la Figure III.39 possède deux cavités dont les dimensions sont celles du paragraphe V.2. Ces deux cavités sont couplées au travers d'un iris de dimension  $i$ .

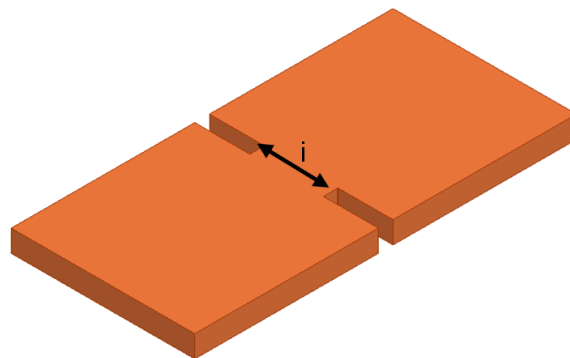
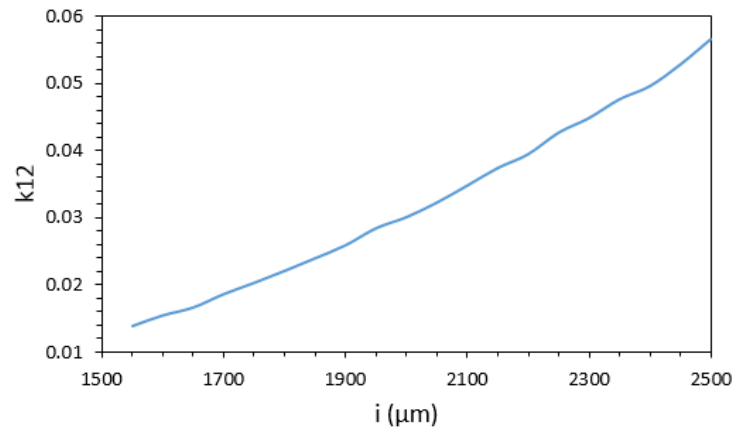


Figure III.39 : Modèle de simulation utilisé pour définir le couplage inter-résonateurs

D'après le graphique obtenu sur la Figure III.40, la largeur d'iris permettant d'obtenir le coefficient de couplage de 0,0284 est  $i = 1950 \mu\text{m}$ .

Figure III.40 : Coefficient de couplage  $k_{12}$  en fonction de la largeur de l'iris  $i$ 

### V.6. Simulation du filtre

La dernière étape consiste à réaliser une simulation du filtre complet avec les dimensions déterminées dans les deux paragraphes précédents afin de vérifier que le filtre est bien dimensionné (Figure III.41). On remarque que le filtre n'est pas parfaitement réglé : la fréquence centrale est de 37,04 GHz avec une bande passante à -3 dB de 1,48 GHz et une rejection dans la bande passante de -19 dB. En affinant les dimensions du filtre, nous obtenons la réponse présentée sur la Figure III.42.

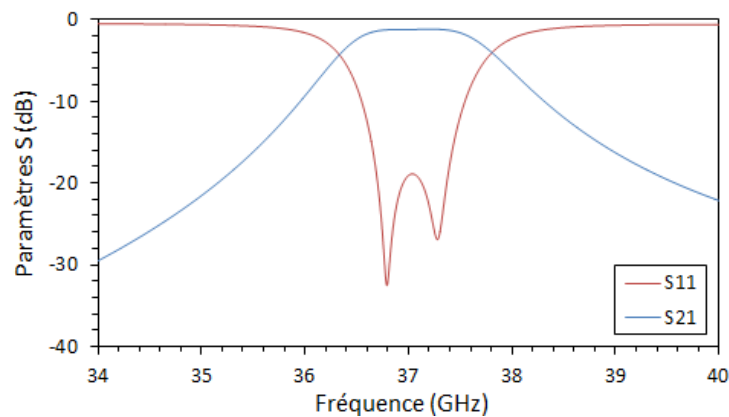


Figure III.41 : Simulation du filtre d'ordre 2 avec les dimensions originales

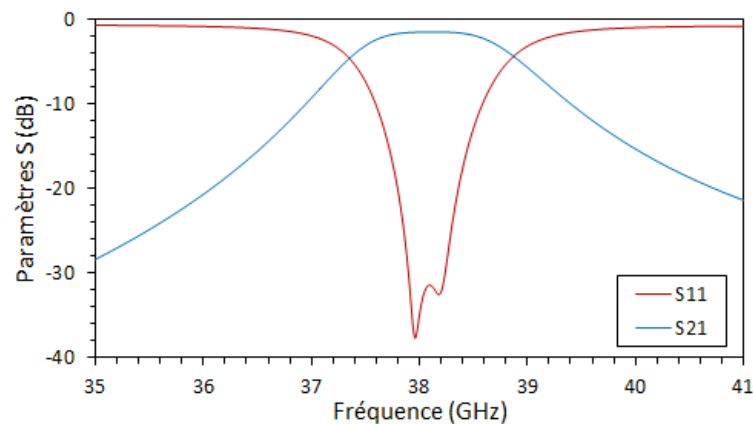


Figure III.42 : Simulation du filtre après ajustement des dimensions

Ainsi, avec les nouvelles dimensions résumées dans le Tableau III-3, nous obtenons un filtre dont la fréquence centrale est de 38,14 GHz, la bande passante à -3 dB est de 1,51 GHz, soit 4% de bande passante relative et la réjection dans la bande passante est de -32 dB.

Tableau III-3 : Dimensions du filtre deux pôles à 38 GHz avant et après ajustement

| Dimension        | Description   | Dimensions avant ajustement ( $\mu\text{m}$ ) | Dimensions après ajustement ( $\mu\text{m}$ ) |
|------------------|---|---|---|
| a                | Largeur de la cavité                                    | 5560  | 5430  |
| d                | Longueur de la cavité                                   | 5605  | 5430  |
| b                | Hauteur de la cavité                                    | 195   | 195   |
| $l_{\text{ext}}$ | Longueur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure | 1000  | 994   |
| $g_{\text{ext}}$ | Largeur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure  | 685   | 685   |
| i                | Largeur de l'iris de couplage                           | 1950  | 1850  |

## VI. Fabrication et mesures des composants

Nous avons vu dans ce chapitre la méthode permettant de dimensionner correctement un filtre, ainsi que le principe de fabrication choisi pour les réaliser. Nous avons mis au point un nouveau procédé de micro-fabrication additive pour ces composants permettant de résoudre les problèmes d'épaisseur et de section non rectangulaire.

### VI.1. Procédé de fabrication

Comme expliqué plus tôt dans ce chapitre, nous nous sommes orientés vers l'utilisation d'électrolyse de cuivre dans des moules de résine afin d'obtenir des composants dont la section est rectangulaire.

#### VI.1.1. Electrolyses successives de cuivre

Nous utilisons encore la résine positive AZ-40-XT, mais en réduisant la vitesse de rotation de la tournette afin d'obtenir une plus grande épaisseur de résine. Cependant, nous restons limités à des couches de l'ordre de 60  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le seul moyen d'améliorer la hauteur finale des composants avec cette résine est de les réaliser en plusieurs couches. Ce principe d'empilement de couches de résine avec des électrolyses successives de cuivre est décrit sur la Figure III.43.

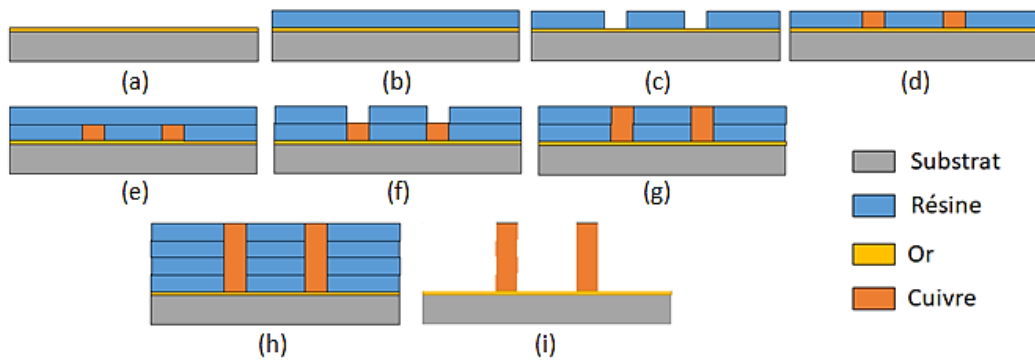


Figure III.43 : Principe de fabrication de l'électrolyse successive de cuivre

On réalise un dépôt d'or de 2  $\mu\text{m}$  sur tout le substrat pour obtenir une surface conductrice uniforme (a). Une première couche de résine est étalée puis polymérisée (b). Elle est mise en forme par photolithographie (c). On réalise une électrolyse de cuivre dans ce moule de résine jusqu'à ce que le cuivre atteigne le haut du moule (d). On applique ensuite une nouvelle couche de résine. Elle est polymérisée (e) et mise en forme par photolithographie avec les mêmes motifs que pour la première couche (f). Le moule de résine est à nouveau rempli par une électrolyse de cuivre (g). On répète les étapes de résine, photolithographie et électrolyse plusieurs fois pour atteindre l'épaisseur finale souhaitée (h). Enfin, la résine est dissoute avec de l'acétone (i). On obtient ainsi des structures en cuivre avec une hauteur totale importante.

Nous avons réalisé des tests sur des motifs quelconques afin de valider ce principe d'électrolyses successives avec la résine AZ-40-XT utilisée avec quatre couches successives de 40  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacune. La Figure III.44 montre une photo prise au MEB d'un moule électrolytique en résine après l'avoir rempli de cuivre par électrolyse.

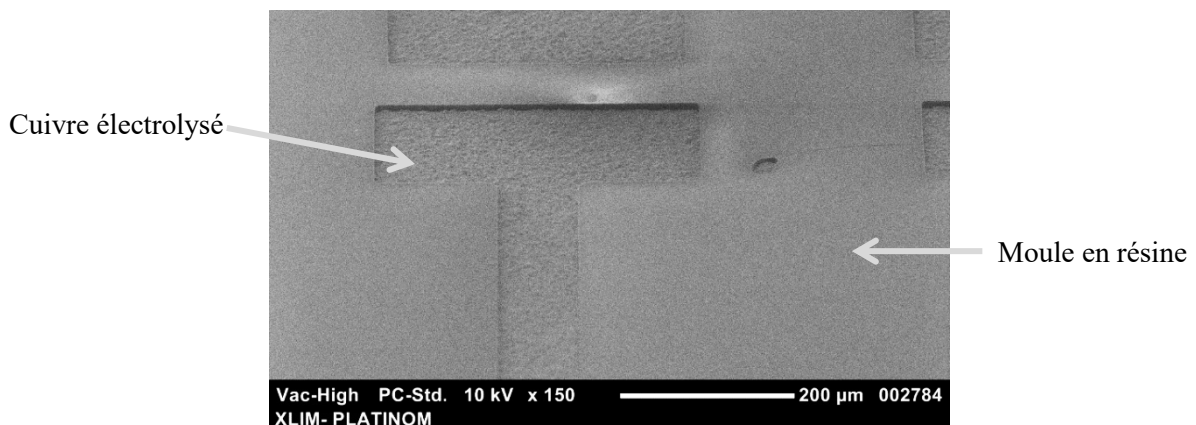


Figure III.44 : Moule d'électrolyse en résine

On peut voir sur la Figure III.45 une structure en cuivre obtenue par la superposition des quatre couches de cuivre de 40  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacune, pour une hauteur totale de 160  $\mu\text{m}$ . On remarque que l'alignement des couches n'est pas parfait car les masques de photolithographie utilisés pour ce test n'étaient pas prévus pour réaliser des électrolyses successives. Les photolithographies ont été



réalisées sans marque d'alignement. On peut aussi voir que la surface supérieure des couches de cuivre électrolysées présente une rugosité assez importante. Nous avons vu dans le chapitre I que la rugosité d'un conducteur métallique est source de pertes. Cependant, ces zones rugueuses seront situées à l'extérieur des cavités résonantes. Elles n'auront donc aucun impact sur les performances des composants fabriqués.

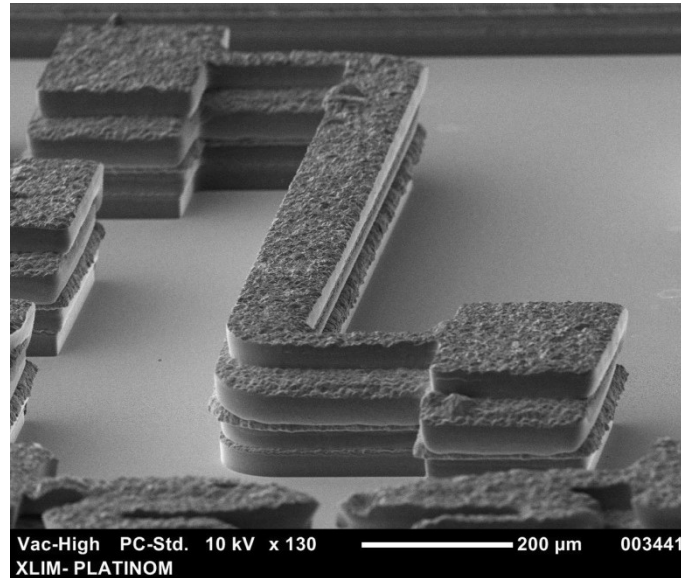


Figure III.45 : Structure en cuivre obtenue avec 4 électrolyses successives

### VI.1.2. Présentation du procédé de fabrication

Le principe d'électrolyses successives étant validé, nous pouvons définir le procédé de fabrication des cavités résonantes et des filtres. Nous souhaitons atteindre une hauteur totale de 195  $\mu\text{m}$ . Pour cela, nous avons choisi de réaliser les composants en trois couches successives de 65  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacune. Le procédé de fabrication est présenté sur la Figure III.46.

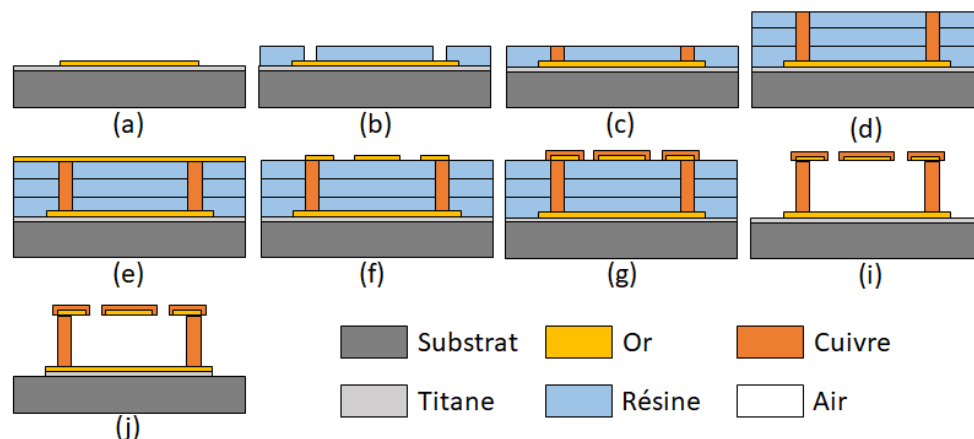


Figure III.46 : Procédé de fabrication des cavités résonantes et des filtres

On commence par définir le plan de masse avec un dépôt par évaporation sous vide de 40 nm de titane suivi de 100 nm d'or, puis d'une électrolyse pour atteindre 2  $\mu\text{m}$  d'or. On grave ensuite l'or pour

obtenir le plan de masse des composants, mais pas le titane (a). On applique ensuite une couche de résine AZ-40-XT de 65  $\mu\text{m}$  qui est mise en forme par photolithographie (b). Le moule électrolytique est ensuite rempli de cuivre (c). Les étapes (b) et (c) sont répétées deux fois de plus afin d'obtenir la hauteur désirée (d). La cavité est ensuite refermée avec une couche de 5 nm de titane et 100 nm d'or obtenues par évaporation sous vide (e). La forme du capot des composants ainsi que les trous de libération sont obtenus par les gravures du titane et de l'or (f). La taille des trous de libération est de 50  $\mu\text{m}$   $\times$  50  $\mu\text{m}$ . L'étape (g) consiste à augmenter l'épaisseur du blindage supérieure des composants avec du cuivre afin d'augmenter sa rigidité mécanique. Pour cela, nous réalisons une électrolyse de cuivre de 10  $\mu\text{m}$  sur l'or grâce à la continuité électrique des 40 nm de titane définis lors de l'étape (a). Les couches de résine sacrificielles sont ensuite retirées (i), puis le titane restant sur le substrat est gravé, isolant électriquement les composants les uns des autres (j). La Figure III.47 montre une cavité résonante découplée à 38 GHz obtenue après fabrication.

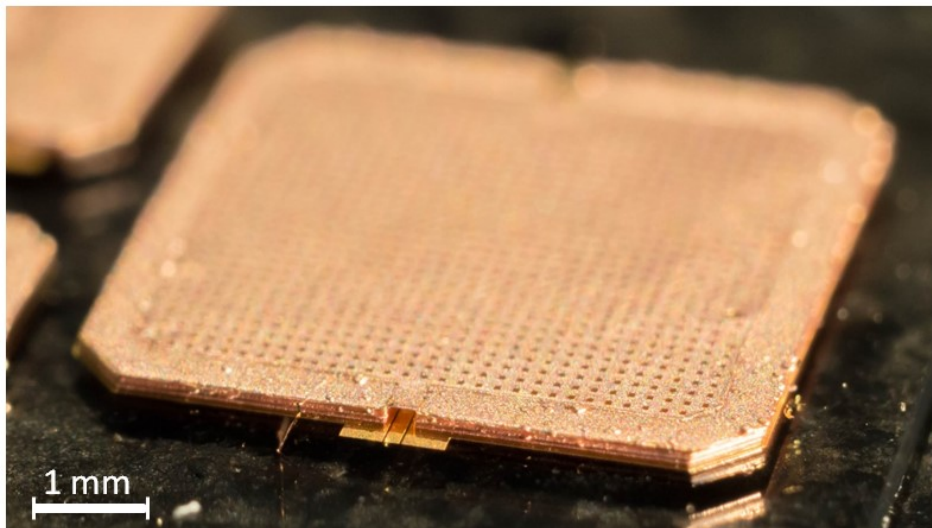


Figure III.47 : Cavité résonante à 38 GHz

## VI.2. Mesure des composants fabriqués

### VI.2.1. Cavité résonante découplée à 38 GHz

La cavité résonante découplée à 38 GHz est présentée sur la Figure III.47. Elle a comme intérêt de permettre la mesure du facteur de qualité à vide d'un résonateur à 38 GHz. Pour cela, le couplage en entrée et sortie est faible, comme décrit dans la partie III.4 de ce chapitre. Les dimensions de la cavité découplée sont listées dans le Tableau III-5.

La simulation et la mesure de la cavité résonante découplée à 38 GHz sont présentées sur la Figure III.48. La cavité a été mesurée avec un analyseur de réseau Rohde & Schwarz ZVA67 et des pointes de mesure ACP-65-A-GSG. Le banc de mesure a été calibré en SOLT avec un substrat de calibration coplanaire. Les mesures prennent donc en compte les pertes des accès coplanaires.

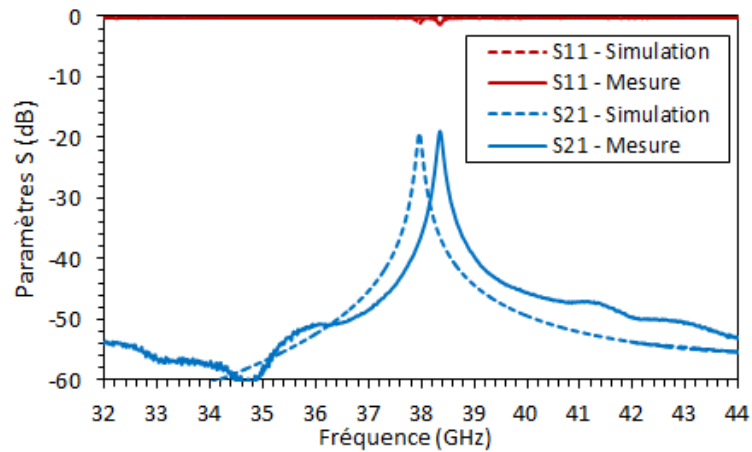


Figure III.48 : Simulation et mesure d'une cavité résonante découplée à 38 GHz

En simulation, la fréquence de résonance du composant est de 37,96 GHz avec une bande passante à -3 dB de 107 MHz. En utilisant l'équation (III.9), nous trouvons un facteur de qualité à vide simulé de 397. La mesure du composant nous donne un facteur de qualité à vide de 387 avec une fréquence de résonance à 38,35 GHz et une bande passante de 111,7 MHz.

Mis à part un léger décalage en fréquence, la simulation et la mesure du composant sont en accord. Nous reviendrons sur ce décalage en fréquence plus loin.

### VI.2.2. Filtre passe-bande à deux pôles à 38 GHz

Le filtre passe-bande d'ordre 2 à 38 GHz est celui qui a été dimensionné dans la partie V de ce chapitre. La Figure III.49 montre une photographie en vue de dessus du composant fabriqué.

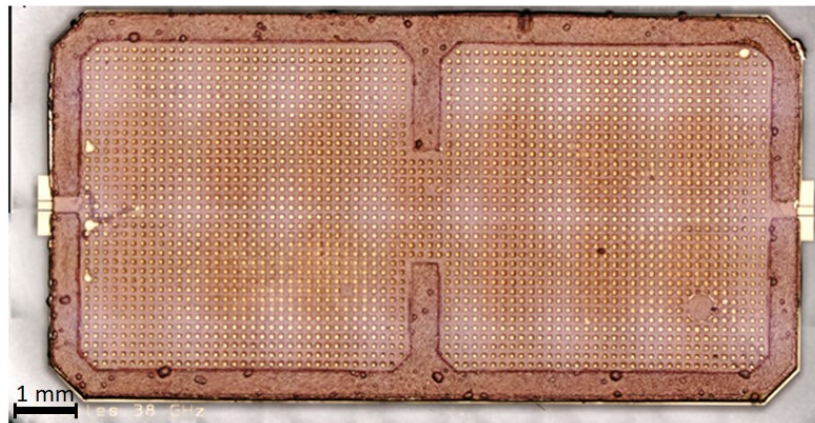


Figure III.49 : Photographie d'un filtre deux pôles à 38 GHz en vue de dessus

La mesure du composant a été effectuée sur le même banc que celui de la cavité résonante découplée. La mesure et la simulation du composant sont présentées sur la Figure III.50.

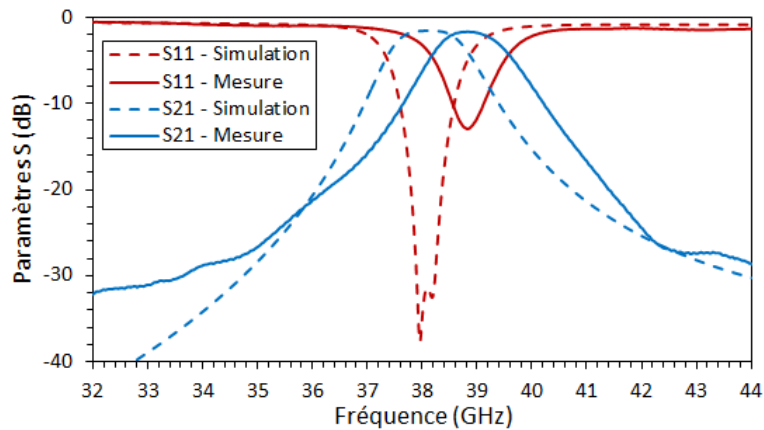


Figure III.50 : Mesure et simulation du filtre passe-bande à 2 pôles à 38 GHz

La fréquence centrale mesurée est 38,82 GHz avec une bande passante à -3 dB de 1,46 GHz, soit 3,8% de bande relative. Nous avons prévu en simulation une fréquence centrale de 38,14 GHz avec une bande passante à -3 dB de 1,51 GHz, soit 4% de bande relative. L'adaptation dans la bande passante est de -13 dB pour la mesure et -32 dB pour la simulation.

Nous pouvons constater de nouveau un léger décalage en fréquence du composant. Les paramètres  $S_{21}$  simulé et mesuré sont assez proches. Néanmoins, le paramètre  $S_{11}$  mesuré montre que le couplage externe du composant fabriqué est trop important.

### VI.2.3. Filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz

Afin de vérifier le comportement de ce procédé de fabrication dans la bande D, nous avons dimensionné un filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz. Le gabarit du filtre est représenté sur la Figure III.51 avec une fréquence centrale à 140 GHz, une bande passante à -3 dB de 5 GHz, soit 3,6 % de bande passante relative et une adaptation dans la bande passante de -20 dB.

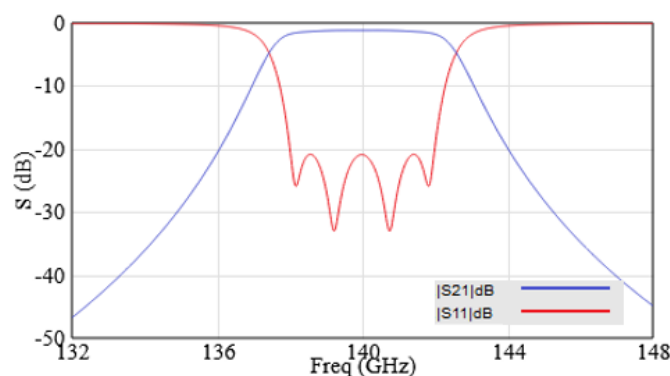


Figure III.51 : Gabarit du filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 4 à 140 GHz

La matrice de couplage de ce filtre est donnée sur la Figure III.52. Les coefficients de couplage extraits de la matrice de couplage sont résumés dans le Tableau III-4.

$$\begin{bmatrix} 140 \text{ GHz} & 0,0362 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,0362 & 140 \text{ GHz} & 0,0319 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0319 & 140 \text{ GHz} & 0,0245 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0245 & 140 \text{ GHz} & 0,0319 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0319 & 140 \text{ GHz} & 0,0362 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0362 & 140 \text{ GHz} \end{bmatrix}$$

Figure III.52 : Matrice de couplage dé-normalisée du filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 4 à 140 GHz

Tableau III-4 : Coefficients de couplage du filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz

| Paramètre        | Valeurs théoriques |
|------------------|--------------------|
| $Q_{\text{ext}}$ | 26,71              |
| $k_{12}=k_{34}$  | 0,0319             |
| $k_{23}$         | 0,0245             |

La Figure III.53 montre le composant en vue de dessus après fabrication. Une photographie en gros plan sur l'accès coplanaire du filtre est présentée Figure III.54. Il est possible d'y voir les trois couches superposées de cuivre électrolysées.

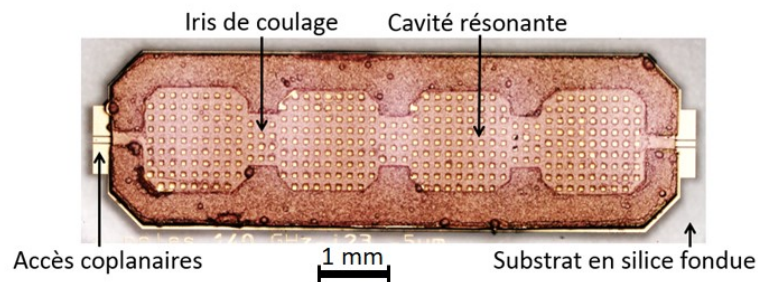


Figure III.53 : Photo du filtre à 4 pôles à 140 GHz (vue de dessus)

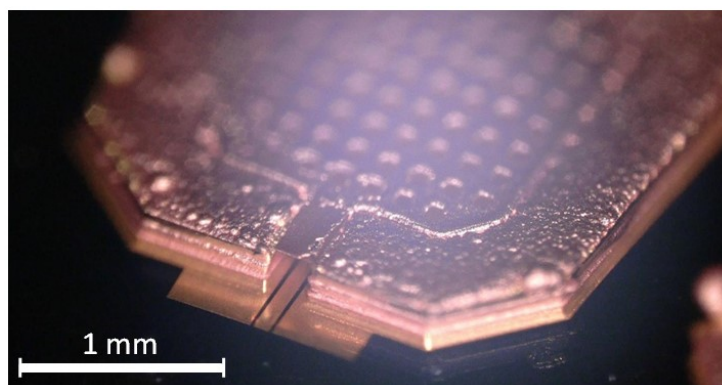


Figure III.54 : Photo de l'un des accès coplanaires du filtre

Les mesures ont été effectuées avec un PNAX N5247A 67 GHz 4 ports de chez Keysight, connecté à un contrôleur de têtes millimétriques N5262A et de têtes millimétriques Olesson OML V06 VNAZ

T/R. Le banc de mesure a été calibré en SOLT avec un substrat de calibration coplanaire. Les mesures sont présentées avec les pertes des accès de mesure et du banc de mesure.

La mesure et la simulation du filtre sont présentées sur la Figure III.55.

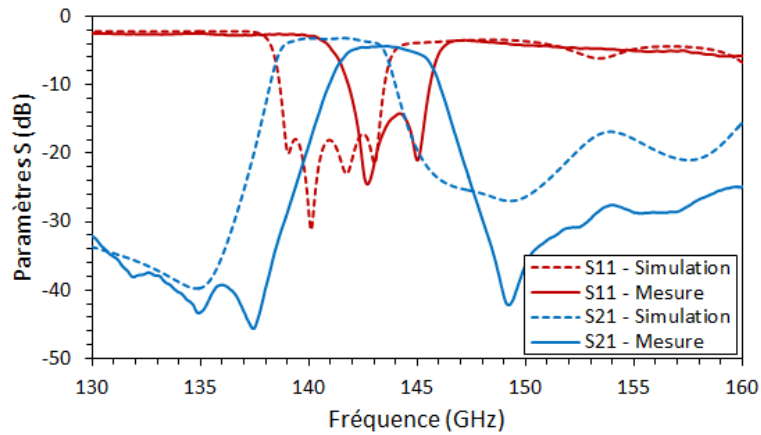


Figure III.55 : Mesure et simulation du filtre 4 pôles à 140 GHz

La fréquence centrale mesurée est de 143,4 GHz, avec une bande passante à -3 dB de 4,425 GHz correspondant à 3,1 % de la bande passante, contre 5,09 GHz en simulation, soit 3,5 % de la bande passante relative. Les pertes d'insertion mesurées sont de 3,7 dB contre 3,2 dB en simulation sous HFSS, et une isolation de -40 dB est obtenue en dehors de la bande. Les paramètres  $S_{11}$  simulés et mesurés sont respectivement de -17 dB et -14 dB dans la bande passante, et de -2 dB en dehors de la bande passante.

#### VI.2.4. Récapitulatif des dimensions des composants fabriqués

Les principales dimensions des composants fabriqués à 38 GHz sont résumées dans le Tableau III-5 et celles du filtre à 140 GHz dans le Tableau III-6. Les dimensions correspondantes sont indiquées sur les schémas des composants représentés sur la Figure III.56 pour la cavité résonante et le filtre à 2 pôles à 38 GHz, et sur la Figure III.57 pour filtre à 4 pôles à 140 GHz.

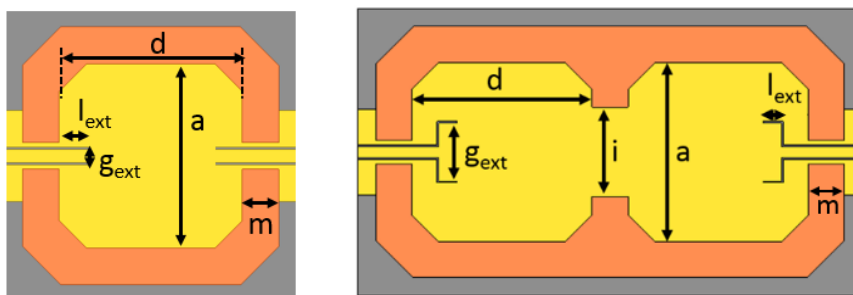


Figure III.56 : Schémas en vue de dessus de la cavité résonante découplée à 38 GHz (gauche) et du filtre à 2 pôles à 38 GHz (droite)

Tableau III-5 : Dimensions des composants à 38 GHz

| Dimension | Définition  | Cavité résonante (μm) | Filtre à 2 pôles (μm) |
|-----------|---|-----------------------|-----------------------|
| a         | Largeur de la cavité                                    | 5560                  | 5430                  |
| d         | Longueur de la cavité                                   | 5570                  | 5430                  |
| b         | Hauteur de la cavité                                    | 195                   | 200                   |
| $l_{ext}$ | Longueur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure | 250                   | 994                   |
| $g_{ext}$ | Largeur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure  | 140                   | 685                   |
| i         | Largeur de l'iris de couplage                           | -                     | 1850                  |
| h         | Taille des trous de libération                          | 50 × 50               | 50 × 50               |
| m         | Largeur des parois métalliques                          | 400                   | 400                   |

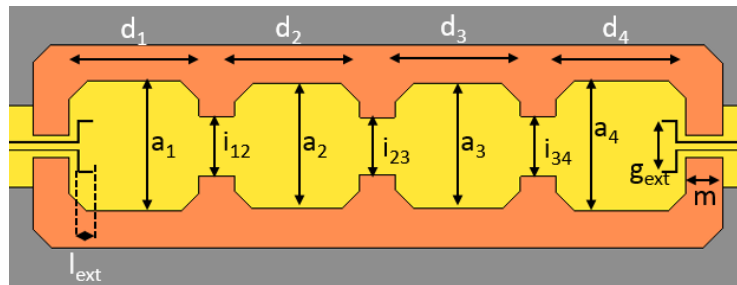


Figure III.57 : Schéma en vue de dessus du filtre à 4 pôles à 140 GHz

Tableau III-6 : Dimensions du filtre à 4 pôles à 140 GHz

| Dimension         | Définition   | Valeur (μm) |
|-------------------|--|-------------|
| $a_1 = a_4$       | Largeur de la cavité                                   | 1440        |
| $a_2 = a_3$       |  | 1380        |
| $d_1 = d_4$       | Longueur de la cavité                                  | 1445        |
| $d_2 = d_3$       |  | 1385        |
| b                 | Hauteur de la cavité                                   | 195         |
| $l_{ext}$         | Longueur du couplage entrée-sortie                     | 250         |
| $g_{ext}$         | Largeur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure | 380         |
| $i_{12} = i_{34}$ | Iris de couplage                                       | 710         |
| $i_{23}$          | Iris de couplage                                       | 690         |
| h                 | Taille des trous de libération                         | 50 × 50     |
| m                 | Largeur des murs                                       | 400         |

En connaissant les dimensions des composants et la masse volumique des matériaux utilisés, nous pouvons calculer la masse totale du composant avec le substrat aux dimensions du composant. Nous trouvons une masse de 69 mg pour la cavité résonante à 38 GHz, 122 mg pour le filtre à 2 pôles à

38 GHz et 37 mg pour le filtre 4 pôles à 140 GHz. Les composants respectent donc les critères liés à la faible masse et à l'encombrement réduit.

### VI.3. Rétro-simulations

La mesure des composants fabriqués a montré un léger décalage en fréquence avec la simulation. Nous les avons analysés afin de déterminer l'origine de ce décalage et de pouvoir le résoudre sur la prochaine version de composants.

#### VI.3.1. Décalage en fréquence

Nous avons vu avec l'équation (III.2) que la fréquence de résonance d'une cavité et d'un filtre dépend de la longueur et de la largeur des cavités. Ainsi, une augmentation de la fréquence de résonance implique une diminution des dimensions à l'intérieur de la cavité. Nous avons donc mesuré les distances entre les parois des cavités des composants fabriqués, puis nous les avons comparées avec les dimensions initialement prévues. La comparaison entre les dimensions initiales et après fabrication des composants est présentée dans le Tableau III-7.

Tableau III-7 : Comparaison entre les dimensions initiales et après fabrication des composants

| Dimension   | Cavité résonante à 38 GHz |                    | Filtre à 2 pôles à 38 GHz |                    | Filtre à 4 pôles à 140 GHz |                    |
|-------------|---------------------------|--------------------|---------------------------|--------------------|----------------------------|--------------------|
|             | Initiale                  | Mesure             | Initiale                  | Mesure             | Initiale                   | Mesure             |
| a           | 5560 $\mu\text{m}$        | 5507 $\mu\text{m}$ | 5430 $\mu\text{m}$        | 5342 $\mu\text{m}$ | -                          | -                  |
| d           | 5570 $\mu\text{m}$        | 5515 $\mu\text{m}$ | 5430 $\mu\text{m}$        | 5364 $\mu\text{m}$ | -                          | -                  |
| i           | -                         | -                  | 1850 $\mu\text{m}$        | 1830 $\mu\text{m}$ | -                          | -                  |
| $a_1 = a_4$ | -                         | -                  | -                         | -                  | 1440 $\mu\text{m}$         | 1421 $\mu\text{m}$ |
| $a_2 = a_3$ | -                         | -                  | -                         | -                  | 1380 $\mu\text{m}$         | 1357 $\mu\text{m}$ |
| $d_1 = d_4$ | -                         | -                  | -                         | -                  | 1445 $\mu\text{m}$         | 1423 $\mu\text{m}$ |
| $d_2 = d_3$ | -                         | -                  | -                         | -                  | 1385 $\mu\text{m}$         | 1369 $\mu\text{m}$ |

Les valeurs du Tableau III-7 montrent que la distance entre deux parois opposées diminue en moyenne de 1,3 %. Etant donné que la photolithographie possède une résolution de l'ordre du micromètre, la variation de dimensions s'effectue après l'étape de développement de la résine, donc pendant l'électrolyse de cuivre ou la définition du blindage supérieur. Nous savons que la solution d'électrolyse de cuivre est une solution corrosive à base de 10 % d'acide sulfurique. Nous avons donc étudié le comportement de motifs en résine AZ-40-XT plongés dans un bain de la solution d'électrolyse.

La réalisation d'une électrolyse de cuivre de 65  $\mu\text{m}$  nécessite une longue durée pendant laquelle le substrat est immergé dans la solution. La Figure III.58 décrit l'évolution des motifs en résine AZ-40-XT lors d'une électrolyse de cuivre importante. Ainsi, l'origine du décalage en fréquence provient de cette solution acide d'électrolyse de cuivre qui attaque la résine.



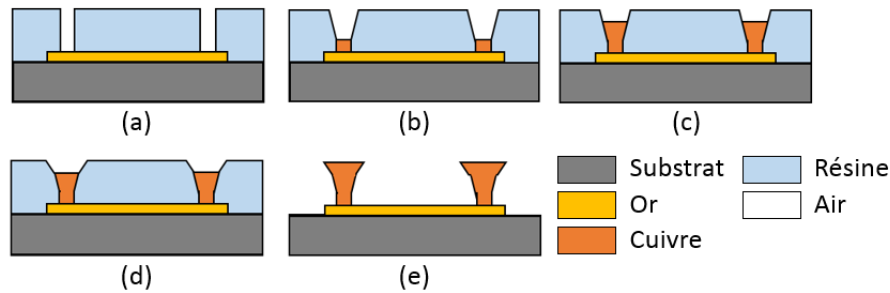


Figure III.58 : Comportement de la résine AZ-40-XT dans la solution d'électrolyse de cuivre

L'étape (a) représente les motifs des parois d'une cavité en résine AZ-40-XT après l'étape de photolithographie et avant l'électrolyse de cuivre. On commence l'électrolyse de cuivre (b). Durant cette électrolyse, les parois de résine sont attaquées par la solution acide. Les dimensions des motifs en résine s'agrandissent au fur et à mesure que le cuivre est électrolysé (b-d). A la fin de l'électrolyse, les dimensions des motifs en cuivre sont plus importantes que les dimensions. Ainsi, les dimensions des cavités fabriquées sont réduites par rapport aux dimensions initiales.

### VI.3.2. Rétro-simulations

Nous avons modifié les modèles de simulation utilisés précédemment en y incluant les dimensions des composants mesurés après fabrication. La rétro-simulation de la cavité résonante est présentée sur la Figure III.59.

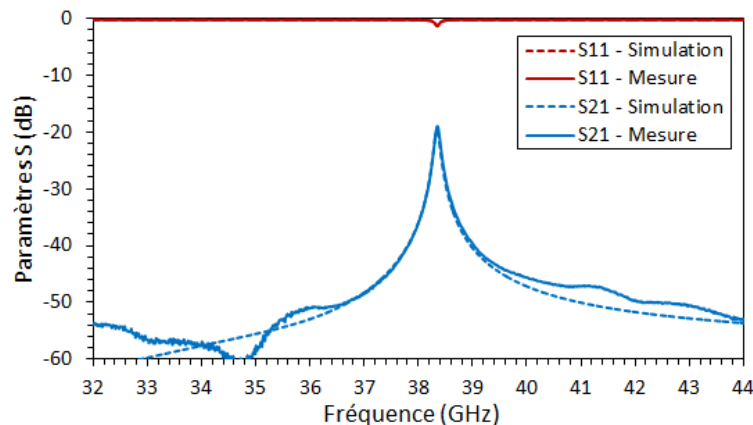


Figure III.59 : Rétro-simulation et mesure de la cavité résonante à 38 GHz

Avec la rétro-simulation, nous obtenons une fréquence de résonance de la cavité à 38,34 GHz avec un facteur de qualité à vide de 387. Nous rappelons que la mesure indique une fréquence de résonance à 38,35 GHz et un facteur de qualité à vide de 387. Grâce à la rétro-simulation, nous obtenons une modélisation parfaite du composant fabriqué.

La Figure III.60 montre la rétro-simulation et la mesure du filtre passe-bande à 2 pôles à 38 GHz. De nouveau, le modèle de simulation est corrigé avec une fréquence de résonance très proche de celle de la mesure. Néanmoins l'adaptation du filtre dans la bande passante est de -28 dB en simulation et de -13 dB en mesure.

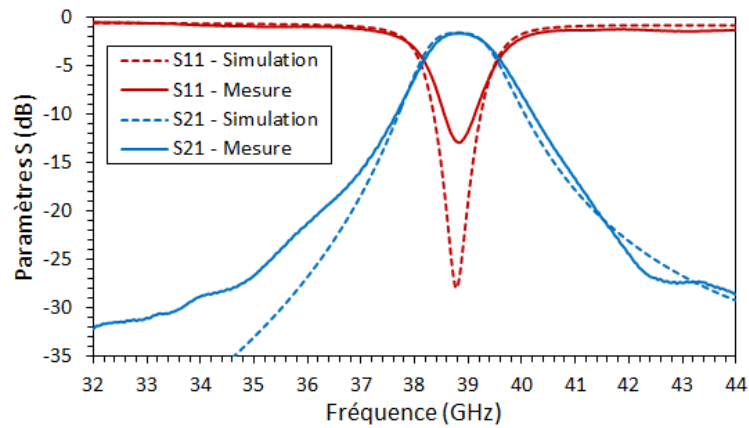


Figure III.60 : Rétro-simulation et mesure du filtre passe-bande à 2 pôles à 38 GHz

Cela s'explique par le fait que nous n'avons pris en compte que la modification des dimensions du composant dans la rétro-simulation, résolvant le décalage en fréquence. Cependant, la Figure III.61 montre que le blindage supérieur du filtre possède un trou de 240  $\mu\text{m}$  de diamètre.

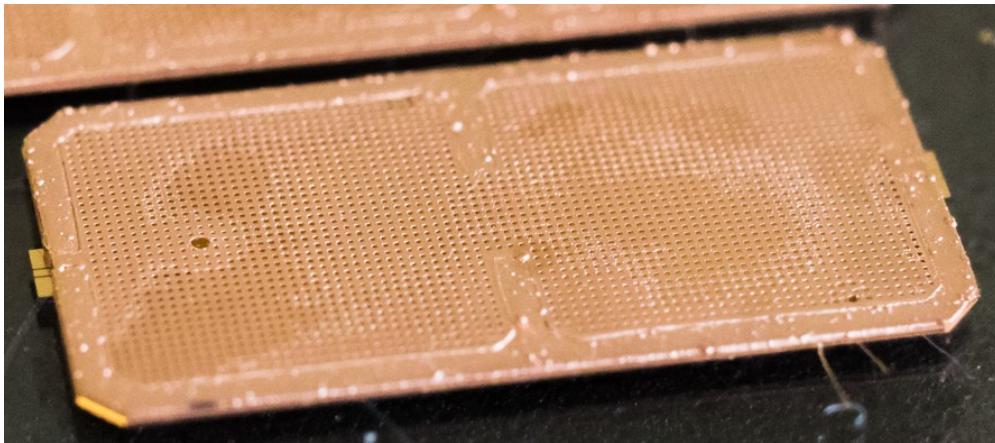


Figure III.61 : Photographie du filtre 2 pôles à 38 GHz mesuré

Cette anomalie, résultant du procédé de fabrication, a été incluse dans le modèle de rétro-simulation dont les résultats sont présentés sur la Figure III.62.

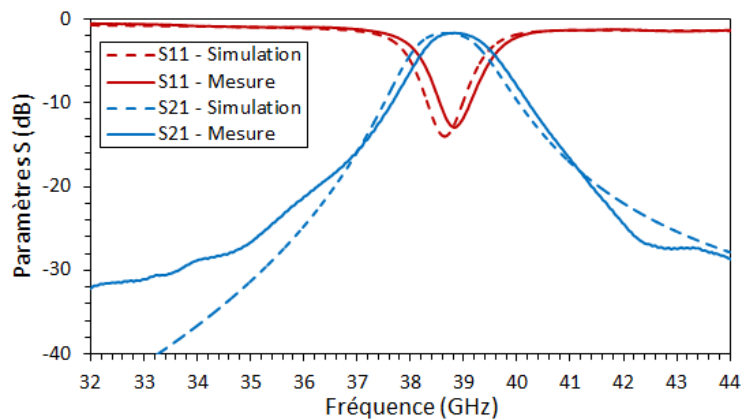


Figure III.62 : Rétro-simulation et mesure du filtre passe-bande à 2 pôles à 38 GHz avec l'anomalie dans le blindage supérieur

Le modèle de simulation incluant le trou dans le blindage possède une fréquence de résonance de 38,65 GHz et une bande passante de 1,49 GHz représentant 3,9 % de bande relative. La mesure donne une fréquence de résonance de 38,83 GHz et une bande passante à -3 dB de 1,47 GHz, soit 3,8 % de bande passante relative. Les pertes d'insertion mesurées sont de 1,65 dB et de 1,68 dB en simulation. Enfin, l'adaptation du filtre dans la bande passante est de -14 dB en simulation et de -13 dB en mesure.

Pour finir, la mesure et la rétro-simulation du filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz sont présentées sur la Figure III.63.

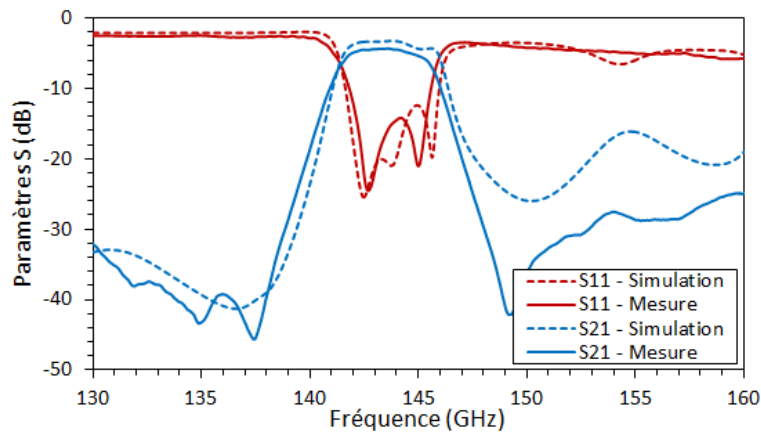


Figure III.63 : Rétro-simulation et mesure du filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz

La fréquence centrale simulée du filtre est de 143,73 GHz avec une bande passante à -3 dB de 4,65 GHz représentant 3,2 % de bande passante relative. La mesure indique une fréquence centrale du filtre de 143,40 GHz et une bande passante à -3 dB de 4,43 GHz, soit 3,1 % de bande relative. Les pertes d'insertion simulées et mesurées sont respectivement de 3,28 dB et 3,7 dB, avec une adaptation dans la bande passante de -12,4 dB en simulation et -14 dB en mesure.

Ainsi, grâce à la rétro-simulation des composants, nous obtenons des modèles simulés en très bon accord avec les mesures. Cela signifie que le procédé de fabrication est fiable malgré les modifications de dimensions liées à l'électrolyse. A partir de ces informations, nous sommes capables de prédire le comportement de n'importe quel nouveau composant, et d'inclure les modifications des dimensions de la résine dans le design des futurs composants afin d'anticiper le décalage en fréquence. Pour finir, cela montre la fiabilité et la précision des modèles de simulation.

### VI.3.3. Utilisation du modèle de rétro-simulation

Etant donné que le modèle utilisé pour les rétro-simulations permet d'obtenir un résultat en simulation très proche de la réalité, nous pouvons l'utiliser pour déterminer le facteur de qualité à vide d'une cavité résonante découplée à 140 GHz.

Pour cela, nous utilisons le même modèle que celui de la cavité résonante découplée de la Figure III.56 avec les dimensions listées dans le Tableau III-8. Le résultat de la simulation est présenté sur la Figure III.64.

Tableau III-8 : Dimensions de la cavité résonante découplée à 140 GHz

| Dimension        | Définition  | Valeur ( $\mu\text{m}$ ) |
|------------------|---|--------------------------|
| a                | Largeur de la cavité                                    | 1505                     |
| d                | Longueur de la cavité                                   | 1505                     |
| b                | Hauteur de la cavité                                    | 195                      |
| $l_{\text{ext}}$ | Longueur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure | 250                      |
| $g_{\text{ext}}$ | Largeur de la ligne coplanaire d'excitation extérieure  | 80                       |
| h                | Taille des trous de libération                          | $50 \times 50$           |
| m                | Largeur des parois métalliques                          | 400                      |

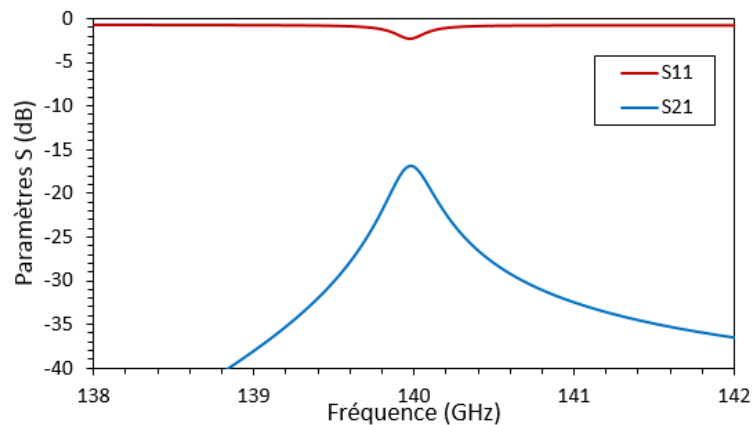


Figure III.64 : Simulation d'une cavité résonante découplée à 140 GHz

Le facteur de qualité à vide théorique est déterminé de la même manière que dans le paragraphe V.3 et vaut 663.

La simulation de la cavité résonante découplée montre une fréquence de résonance à 139,9 GHz avec une bande passante à -3 dB de 267 MHz et une adaptation maximum de -17 dB à la fréquence de résonance. En utilisant l'équation (III.8), nous trouvons un facteur de qualité à vide simulé de 610.

#### VI.4. Analyse des pertes

Les rétro-simulations ayant validé le procédé de fabrication, il serait maintenant intéressant d'évaluer l'origine des pertes dans les composants.

Dans un composant sans perte, une partie de l'énergie incidente est transmise entre l'entrée et la sortie du composant, et l'autre partie de l'énergie est réfléchi à l'entrée. Ces énergies transmise et réfléchi sont représentées par le module des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  et respectent la relation (III.20).

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (\text{III.20})$$

Dans le cas d'un composant réel, une partie de l'énergie incidente est dissipée soit dans les conducteurs métalliques, soit dans le substrat, ou par effet radiatif. Ces énergies dissipées ne sont pas comptées dans l'énergie sortant du composant, ni dans celles réfléchies en entrée. Ainsi, en utilisant l'équation (III.21), nous pouvons évaluer le pourcentage de perte d'énergie engendrée par le composant.

$$\text{Pertes} = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad (\text{III.21})$$

Nous pouvons donc évaluer l'ensemble des pertes du composant en utilisant l'équation (III.21) sur le modèle de simulation complet du composant. En ne simulant que certains éléments, nous sommes capables de les décomposer en pertes métalliques, radiatives ou dans le substrat.

Pour cela, on met en place quatre modèles de simulation qui permettront d'évaluer les pertes des éléments suivants : les accès coplanaires, les pertes métalliques, les pertes radiatives au travers des trous de libération et enfin les pertes dans le substrat.

On obtient les pertes des accès coplanaires en enlevant les lignes coplanaires situées en dehors de la cavité résonante. Toutefois, nous gardons les tronçons de ligne coplaire situés à l'intérieur de la cavité, ce qui permet de créer l'excitation du composant. On estime les pertes radiatives en comparant le modèle de simulation avec et sans les trous de libération. Ensuite, les pertes métalliques sont obtenues en faisant la différence entre le modèle précédent et le même modèle pour lequel les conducteurs métalliques sont considérés comme parfait. Enfin, les pertes dans le substrat représentent les pertes du modèle sans les accès, sans les trous de libération et possédant une conductivité métallique parfaite.

Les pertes dans une cavité résonante découplée à 38 GHz sont résumées dans le Tableau III-9.

Tableau III-9 : Pertes dans la cavité résonante découplée à 38 GHz

| Origine des pertes          | Pourcentage de pertes (%) |
|-----------------------------|---------------------------|
| Modèle complet              | 25,1                      |
| Accès coplanaires de mesure | 1,8                       |
| Pertes métalliques          | 21,6                      |
| Trous de libération         | 1,3                       |
| Pertes dans le substrat     | 0,4                       |

Ce composant possède 25,1 % de pertes énergétiques entre son entrée et sa sortie, majoritairement dues aux conducteurs métalliques. Les pertes des accès coplanaires représentent 1,8 % des pertes totales, suivies par les trous de libération puis par les pertes dans le substrat. On peut donc considérer les pertes dans le substrat et les pertes radiatives par les trous de libération négligeables.

## VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis au point une démarche permettant de résoudre les problèmes liés au procédé de fabrication énoncés dans le chapitre II. Pour cela, nous avons mis en place un nouveau procédé de micro-fabrication additive basé sur des électrolyses successives de cuivre. Nous sommes maintenant capables de fabriquer des composants à cavités métalliques à air dont la section est rectangulaire, avec une hauteur d'air dans le composant de 195  $\mu\text{m}$ .

Nous avons appliqué ce nouveau procédé à la réalisation de filtres passe-bande à cavités métalliques pour des applications allant de la bande Ka à la bande D. Les composants fabriqués ont démontré de bonnes performances et ont été obtenus sans réglage post-fabrication. Les faibles dimensions des composants entraînent un encombrement réduit par rapport à des filtres à cavité métallique classiques, et une masse très faible, de l'ordre de quelques dizaines de milligrammes.

Nous avons donc répondu presque entièrement à la problématique de ce chapitre, qui est de concevoir des composants de filtrage à fort facteur de qualité, peu encombrant et léger.

Le coût de fabrication peut difficilement être évalué à ce stade de l'élaboration des composants, mais nous pouvons estimer que l'absence de réglage post-fabrication est un premier pas vers la réalisation de composants peu onéreux.

Pour finir, les facteurs de qualité à vide mesurés à 38 GHz et 140 GHz sont respectivement de 384 et 610. Cela représente un résultat satisfaisant, mais à terme, il faudra être capable d'augmenter cette valeur pour se rapprocher de l'ordre du millier. Nous devons donc être capables d'augmenter encore la hauteur de cavité d'air des composants.



Chapitre IV.

Perspectives





## I. Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons les travaux actuellement en cours qui sont dans la continuité directe de cette thèse, puis nous présenterons les perspectives envisageable. Cela concerne différents aspects de la fabrication des composants, en allant de l'amélioration du procédé de fabrication des filtres à l'analyse de la résistance de ces composants aux normes spatiales.

Nous verrons d'abord comment améliorer le procédé de fabrication des filtres à cavité afin d'obtenir un facteur de qualité à vide des composants de l'ordre du millier. Nous utiliserons ces spécifications pour réaliser la synthèse de quelques filtres passe-bande à différentes fréquences.

Ensuite, nous aborderons une étude sur le comportement des composants réalisés durant cette thèse face aux normes du spatial. En effet, les composants destinés à être embarqués sur satellites doivent répondre à un cahier des charges drastique, notamment en ce qui concerne leur comportement aux chocs, aux vibrations et aux changements de température.

Enfin, nous étudierons comment utiliser le procédé de fabrication des filtres à cavités pour réaliser des lignes coaxiales rectangulaires, ainsi que d'autres composants pouvant être fabriqués à l'aide de ce même procédé.

## II. Amélioration du procédé de fabrication des filtres à cavités d'air

Le procédé de fabrication présenté dans le chapitre III a été modifié de façon à améliorer l'épaisseur des composants et d'éviter le décalage en fréquence des filtres.

### II.1. Choix du nouveau procédé de fabrication

Nous souhaitons augmenter l'épaisseur des composants tout en évitant le décalage en fréquence. Pour cela, la mise en place d'un nouveau procédé de fabrication n'est pas forcément nécessaire. En effet, le procédé présenté précédemment peut convenir en augmentant le nombre de couches d'électrolyse successives et en anticipant la variation de dimensions des moules en résine.

Néanmoins, notre choix de changer le procédé de fabrication a été motivé par deux raisons. La première est que la multiplication des couches d'électrolyse entraîne une augmentation du risque de diminuer la résolution du composant fabriqué. En effet, même si les masques de photolithographie ont une précision de l'ordre du micromètre, l'étape d'alignement du masque par rapport au substrat peut être une source d'erreurs. Il suffit d'une seule couche mal alignée pour diminuer fortement les performances d'un composant, surtout lorsque l'on s'approche des applications Terahertz. Ainsi, il faut être capable d'augmenter l'épaisseur d'air des composants au-delà de 200  $\mu\text{m}$  tout en réduisant le nombre de couches d'électrolyse successives. La deuxième raison est que la multiplication des électrolyses successives entraîne une multiplication des étapes de fabrication, et donc une augmentation du temps et des coûts de fabrication.

La limitation en épaisseur de la résine AZ-40-XT observée dans le chapitre précédent nous a conduits à la remplacer par la résine négative AZ-125-nXT de chez MicroChemicals [88]. Le nouveau

procédé de fabrication reste le même que dans le chapitre III, à la différence que la résine utilisée permet d'atteindre des épaisseurs allant jusqu'à 120  $\mu\text{m}$  d'après sa documentation technique [89]. Néanmoins, une équipe de recherche a réussi à réaliser des éléments avec cette résine en utilisant une seule couche allant de 400  $\mu\text{m}$  à 1,4 mm d'épaisseur [90].

Pour finir, l'utilisation de cette résine possède un avantage indirect : sa composition est plus résistante aux solutions acides que la résine positive AZ-40-XT. Ainsi, les dimensions des motifs avec cette résine négative ne changent pas, même après un temps deux à trois fois plus long que celui de la résine positive dans la solution d'électrolyse de cuivre. On peut donc concevoir des composants sans variation de la fréquence de résonance.

## II.2. Procédé de fabrication

### II.2.1. Résine négative AZ-125-nXT

Nous avons caractérisé la nouvelle résine afin d'évaluer l'épaisseur atteignable avec une couche en fonction de la vitesse de rotation du substrat pour un temps de 12 s (Figure IV.1).

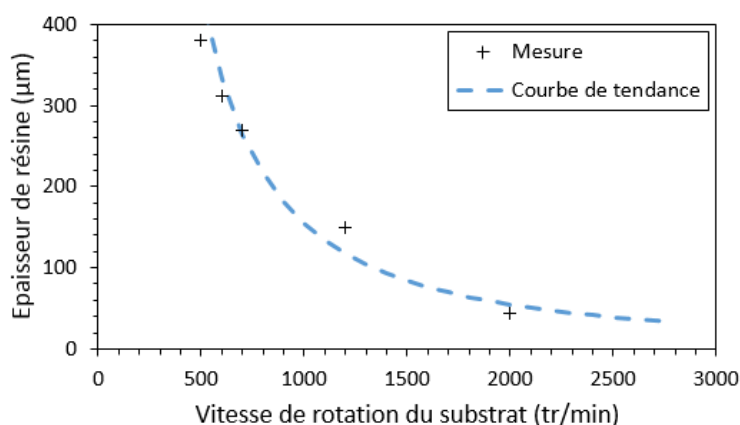


Figure IV.1 : Épaisseur d'une couche de résine AZ-125-nXT en fonction de la vitesse de rotation du substrat pendant 12 s

Comme on peut le voir, il est possible d'obtenir des épaisseurs de l'ordre de quelques centaines de micromètres, mais à des vitesses de rotation très faibles. Nous avons vu dans le chapitre II qu'il fallait une vitesse de rotation suffisamment importante afin d'obtenir une bonne homogénéité de résine. Néanmoins, l'obtention d'une couche importante de résine ne nous laisse pas le choix quant à la vitesse de rotation du substrat permettant d'étaler la résine. L'utilisation de cette résine en couche épaisse est décrite sur la Figure IV.2 avec une vue en coupe du substrat.

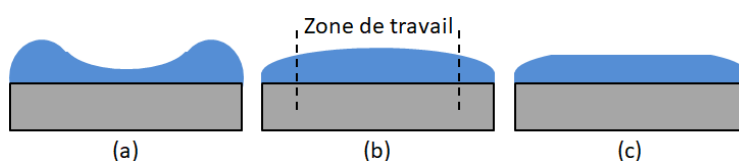


Figure IV.2 : Vue en coupe de la mise en forme de la résine négative AZ-125-nXT en couche épaisse

Nous étalons la résine avec une vitesse de rotation faible. A la fin de ce processus, la couche de résine sur le substrat possède des effets de bords très importants (a). Nous laissons ensuite reposer le substrat pendant 20 min sur une surface plane. Les tensions de surface dans la résine permettent ainsi d'homogénéiser son épaisseur et de supprimer les effets de bords (b). Ensuite, la résine est polymérisée, puis on effectue les étapes souhaitées du procédé de fabrication. Nous ne pouvons pas travailler sur les zones trop proches du bord car l'épaisseur de résine y est trop faible.

La résine AZ-125-nXT nécessite un ratio particulier de solvant restant dans la résine après l'étape de cuisson afin que son développement soit correct. Un ratio trop faible de solvant entraîne une incapacité à développer la résine. Etant donné que l'étape de cuisson de la résine est optimisée pour la zone de travail où l'épaisseur est plus grande que sur les bords, le ratio de solvant contenu dans la résine sur les bords du substrat est trop faible.

Enfin, une fois les étapes de fabrication terminées, nous réalisons un polissage de la résine permettant d'obtenir une épaisseur homogène dans la zone de travail (c).

### II.2.2. Description du nouveau procédé de fabrication

Le nouveau procédé de micro-fabrication additive utilisé pour réaliser des filtres à cavités d'air est décrit sur la Figure IV.3.

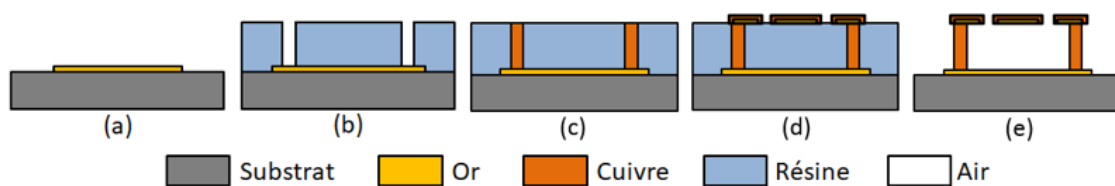


Figure IV.3 : Procédé de fabrication utilisant la résine négative AZ-125-nXT

Dans l'ensemble, il est presque similaire au procédé présenté dans le chapitre III. On commence par définir le plan de masse et la partie inférieure du blindage des composants avec une couche de 2  $\mu\text{m}$  d'or (a). Puis, on applique une couche de 300  $\mu\text{m}$  de résine AZ-125-nXT afin de créer le moule pour l'électrolyse de cuivre (b), suivi par une électrolyse de cuivre (c). On finit par refermer les cavités métalliques avec un dépôt sous vide de titane puis d'or, puis avec une électrolyse de cuivre de 10  $\mu\text{m}$  (d). Enfin, la résine est retirée avec un solvant adapté, le Technistrip P1316 (e).

### II.3. Composants fabriqués avec ce nouveau procédé de fabrication

Nous avons prévu de réaliser de nouveau des cavités résonantes et des filtres passe-bande avec ce procédé de fabrication. Nous avons estimé par simulation les facteurs de qualité à vide des cavités résonantes à 38 GHz (Figure IV.4) et à 140 GHz (Figure IV.5) qui sont respectivement de 515 et de 778 avec une hauteur des composants de 300  $\mu\text{m}$ . Dans le chapitre III, les mêmes composants avec une épaisseur de 195  $\mu\text{m}$  montraient un facteur de qualité à vide de 384 et 610 respectivement à 38 GHz et 140 GHz.

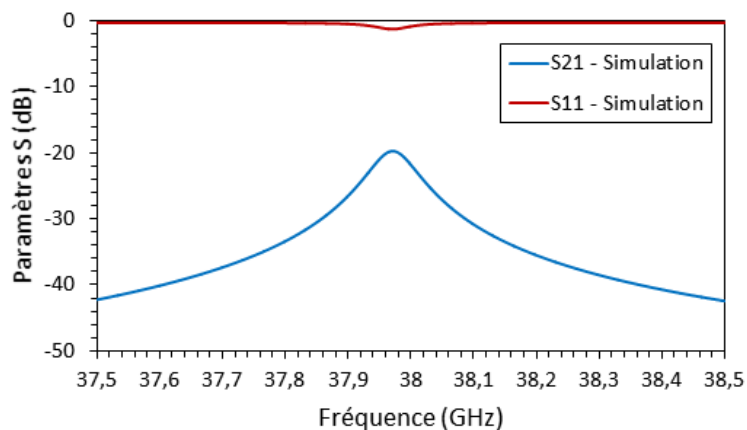


Figure IV.4 : Simulation des paramètres S d'une cavité résonante à 38 GHz avec le nouveau procédé de fabrication

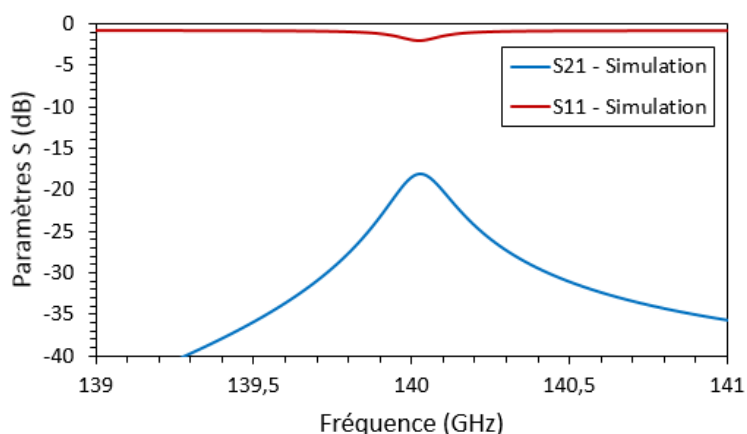


Figure IV.5 : Simulation des paramètres S d'une cavité résonante à 140 GHz avec le nouveau procédé de fabrication

Nous pouvons donc espérer une bonne amélioration des performances des composants. Il pourrait aussi être envisageable de réaliser des composants avec deux couches de 300  $\mu\text{m}$ , nous permettant d'atteindre un facteur de qualité à vide à 38 GHz proche de 980. Ainsi, nous pourrions répondre à la problématique concernant l'obtention d'un facteur de qualité à vide élevé. Le Tableau IV.1 présente le facteur de qualité à vide des différentes versions de filtres à 38 et 140 GHz.

Tableau IV.1 : Résumé des facteurs de qualité à vide des filtres à cavités résonantes

| Épaisseur des composants         | Nombre de couches | Facteur de qualité à vide |         |
|----------------------------------|-------------------|---------------------------|---------|
|                                  |                   | 38 GHz                    | 140 GHz |
| Chapitre III : 195 $\mu\text{m}$ | 3                 | 384                       | 610     |
| Chapitre IV : 300 $\mu\text{m}$  | 1                 | 515                       | 778     |
| Perspectives : 600 $\mu\text{m}$ | 2                 | 980                       | 1218    |

### III. Validation des composants pour les normes spatiales

Afin de pouvoir être utilisés dans des satellites, les composants fabriqués doivent respecter des normes concernant leur tenue aux variations de température et aux vibrations. Le but de ce paragraphe est de réaliser une première approche par simulations sur la résistance des composants aux normes spatiales afin de cibler leurs points faibles et mieux dimensionner les futurs composants.

Pour simplifier cette étude, nous nous intéresserons uniquement à la ligne coaxiale rectiligne et à la cavité résonante à 38 GHz présentées dans les chapitres II et III.

#### III.1. Normes utilisées dans le spatial

Les critères utilisés pour valider les composants sont listés dans la norme ECSS-Q-ST-70-089C publiée par l'European Cooperation for Space Standardization [91]. Nous nous intéressons principalement à la résistance aux vibrations et aux variations de température.

Concernant la résistance aux vibrations, plusieurs tests sont proposés si le composant est destiné à être intégré à un satellite ou à un lanceur. Dans l'ensemble, les critères de validation concernent la résistance du composant à des accélérations moyennes allant jusqu'à 28,5 g sur une plage de fréquences comprise entre 20 et 2000 Hz. Les tests effectués chez Thalès Alenia Space vont même jusqu'à une accélération de 110 g.

Pour la vérification de résistance en température, il y a deux cycles de vérification. Le premier est réalisé en mode non fonctionnel avec des températures variant entre -30°C et +65°C. Le deuxième est réalisé en mode fonctionnel entre -10°C et +60°C.

#### III.2. Notion de résistance des matériaux

Nous avons vu dans le chapitre II les approches mécanique et thermique concernant le choix de matériaux dans le cas du dimensionnement des lignes coaxiales. Dans cette partie, nous abordons de nouveau ces notions en résumant les critères de résistance élastique des matériaux.

Les éléments métalliques suspendus des composants sont sollicités mécaniquement en traction lorsque le composant est au repos et qu'il est soumis à son propre poids. Les variations de températures des composants sont aussi une source de contraintes mécaniques. En notant  $T_0$  la température de fabrication des composants qui est de 20°C en salle blanche, nous pouvons définir que les éléments suspendus travaillent en traction lorsque la température du composant descend en dessous de  $T_0$  et en compression lorsque la température du composant dépasse  $T_0$ .

Les contraintes dans un matériau soumis à de la traction ou à de la compression sont exprimées par l'équation (IV.1), avec  $\sigma$  la contrainte dans le matériau en Pa,  $N$  l'effort normal à la section de l'objet étudié en N et  $S$  la surface de la section sur laquelle s'exerce l'effort normal en m<sup>2</sup>.

$$\sigma = \frac{N}{S} \quad (\text{IV.1})$$

Le comportement des matériaux élastiques linéaires soumis à des contraintes de traction/compression peut être évalué par la loi de Hooke (IV.2) où  $\sigma$  représente la contrainte dans le matériau en Pa,  $E$  le module de Young en Pa et  $\varepsilon$  qui représente l'allongement du matériau égale à  $\Delta l/l_0$ . On note  $l_0$  la longueur initiale du matériau et  $\Delta l$  sa variation de longueur.

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \quad (\text{IV.2})$$

La variation de longueur d'un matériau soumis à une variation de température est exprimée par l'équation (IV.3). Ainsi, pour une ligne de longueur  $l_0$  à la température  $T_0$ , la variation de longueur  $\Delta l$  correspondant à la variation de température  $\Delta T$  est donnée par l'équation (IV.3).

$$\frac{\Delta l}{l_0} = \alpha \cdot \Delta T \quad (\text{IV.3})$$

$\alpha$  représente le coefficient de dilatation thermique linéaire exprimé en  $\text{K}^{-1}$ . L'expression (IV.3) peut être utilisée pour des domaines de températures allant de la température ambiante à quelques centaines de degrés.

A partir des équations (IV.2) et (IV.3), nous pouvons en déduire l'équation (IV.4) qui exprime la contrainte dans un matériau soumis à une variation de température.

$$\sigma = E \cdot \alpha \cdot \Delta T \quad (\text{IV.4})$$

Les métaux se comportent comme des matériaux élastiques linéaires à condition que le critère de Rankine décrit par l'équation (IV.5) soit respecté, avec  $R_e$  la résistance élastique du matériau en Pa et  $s$  un coefficient de sécurité. Si la contrainte dans le métal dépasse le critère de Rankine, la déformation devient plastique et irréversible.

$$\sigma \leq R_{pe} = \frac{R_e}{s} \quad (\text{IV.5})$$

Ainsi, la condition de résistance des composants soumis à une variation de température dépend de la valeur de cette variation, du module de Young du matériau et de son coefficient de dilatation thermique. Le coefficient de sécurité permet de prendre en compte les incertitudes comme la composition réelle du matériau, les propriétés mécaniques réelles, les changements de géométrie, etc. Le Tableau IV.2 liste les valeurs des propriétés physiques pour des matériaux pouvant être utilisés dans le cadre de ces travaux.

Nous pouvons illustrer les contraintes dans un matériau, dues à la variation de température, avec une poutre suspendue reliée au substrat d'un autre matériau (Figure IV.6). Dans cet exemple, la poutre suspendue est reliée au substrat en silice fondue par l'intermédiaire de deux ancrages qui seront considérés comme indéformables. Sous l'action d'une variation de température, la poutre et le substrat se dilatent ou se rétractent suivant un allongement différent, créant des contraintes mécaniques internes dans ces derniers.

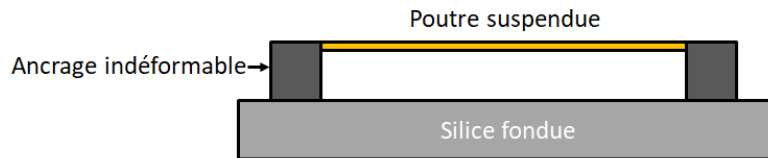


Figure IV.6 : Schéma du principe de calcul de contraintes thermiques dans une poutre suspendue

Tableau IV.2 : Propriétés physiques de quelques matériaux

| Matériaux     | Coefficient d'expansion thermique ( $K^{-1}$ ) | Module de Young (GPa) | Coefficient de résistance élastique $R_e$ (MPa) |
|---------------|--|-----------------------|---|
| Silicium      | $3 \cdot 10^{-6}$                              | -                     | -   |
| Silice fondue | $0,5 \cdot 10^{-6}$                            | -                     | -   |
| PBC (FR-4)    | 11 à $15 \cdot 10^{-6}$                        | -                     | -   |
| Cuivre        | $16,6 \cdot 10^{-6}$                           | 110                   | 210   |
| Or            | $14,2 \cdot 10^{-6}$                           | 79                    | 100   |
| Nickel        | $13,3 \cdot 10^{-6}$                           | 200                   | 246   |
| Tungstène     | $4,5 \cdot 10^{-6}$                            | 411                   | 550   |

La Figure IV.7 montre l'évolution de la contrainte interne de cette poutre suspendue avec plusieurs matériaux, soumise à des sollicitations en traction ou compression dues à une variation de température. Les contraintes associées aux matériaux ont été tracés avec l'équation (IV.4) et les limites élastiques des matériaux sont celles présentées dans le Tableau IV.2.

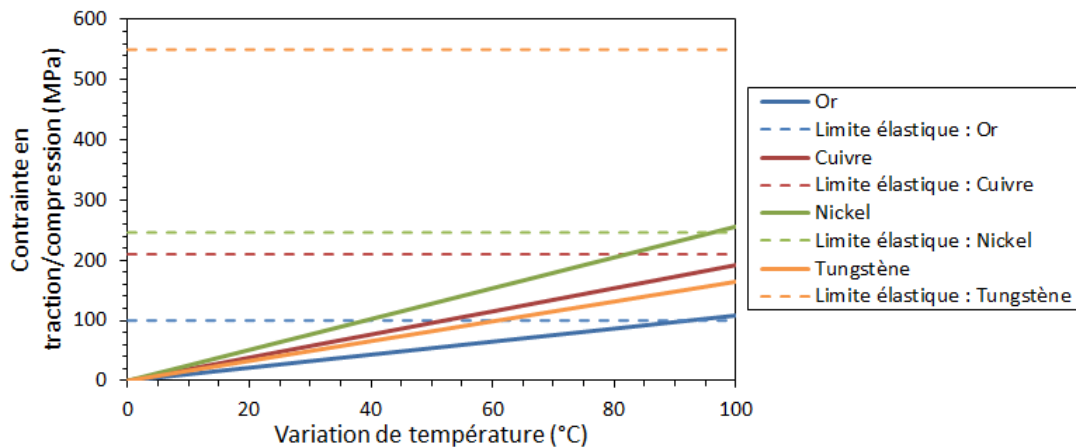


Figure IV.7 : Evolution des contraintes internes des matériaux en fonction de la variation de température

On s'aperçoit que l'or et le cuivre, qui ont été choisis pour leurs bonnes conductivités électriques dans la fabrication des composants, permettront d'atteindre une variation de température de l'ordre de 100 °C dans le cas où le coefficient de sécurité  $s$  est égal à 1. Le nickel se comporte de la même manière que l'or et le cuivre d'un point de vue thermique, alors qu'il est plus intéressant que ces derniers d'un point de vue strictement mécanique. Enfin, comme abordé dans le chapitre II, le



tungstène présente une résistance aux variations de température assez importante. Cependant, il reste un mauvais conducteur électrique.

### III.3. Etude mécanique

Dans cette partie, nous allons étudier les composants d'un point de vue mécanique uniquement, sans action de la température. Nous commencerons par l'étude du cas statique où les composants sont soumis à leur propre poids, puis nous effectuerons une étude des modes propres des composants afin de déterminer leurs fréquences de résonance mécanique.

#### III.3.1. Cas statique

Le cas statique consiste à étudier le comportement des éléments métalliques suspendus lorsqu'ils sont au repos et soumis à leur propre poids afin de vérifier qu'ils ne se déforment pas dans cette situation. Les simulations sont effectuées avec le logiciel COMSOL.

##### III.3.1.1. Ligne coaxiale rectiligne

Nous nous intéressons uniquement à la ligne coaxiale rectangulaire rectiligne présentée dans le chapitre II. Etant donné qu'il n'y a aucun lien physique entre le conducteur central et le blindage, nous pouvons étudier ces deux éléments séparément. Le comportement du composant global sera donc défini par l'élément le moins résistant.

Nous commençons par étudier le conducteur central. On applique une contrainte de gravité à la ligne ainsi que des liaisons encastrement sous les piliers métalliques. Les contraintes de Von Mises<sup>14</sup> dans le conducteur central, exprimées en Pa, sont représentées sur la Figure IV.8. La valeur maximale de ces contraintes est de 0,5 kPa. Le critère de Rankine est largement respecté. On peut considérer les contraintes dans le conducteur central comme négligeables.

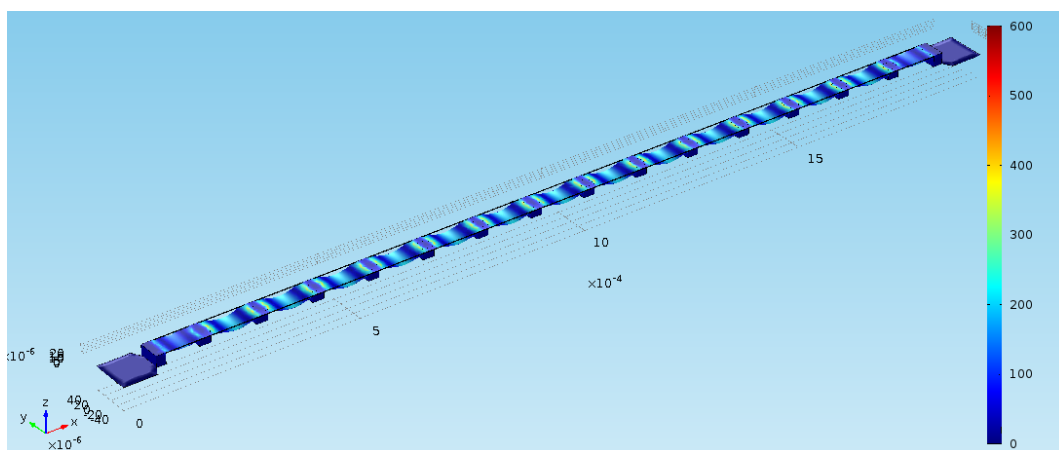


Figure IV.8 : Répartition des contraintes de Von Mises (en Pa) dans le conducteur central de la ligne coaxiale

<sup>14</sup> La contrainte de Von Mises est calculée en utilisant les contraintes principales sur les axes x, y et z. Un matériau dépasse sa zone de déformation élastique lorsque la contrainte de Von Mises atteint un niveau égal à la limite élastique.

On effectue la même opération pour le blindage de la ligne. La répartition des contraintes de Von Mises dans le blindage sont présentées sur la Figure IV.9, avec une valeur maximale de 0,12 kPa. De nouveau, les contraintes dans le blindage sont très faibles devant le coefficient de résistance élastique de l'or. La déformation du blindage sous l'action de son propre poids est négligeable.

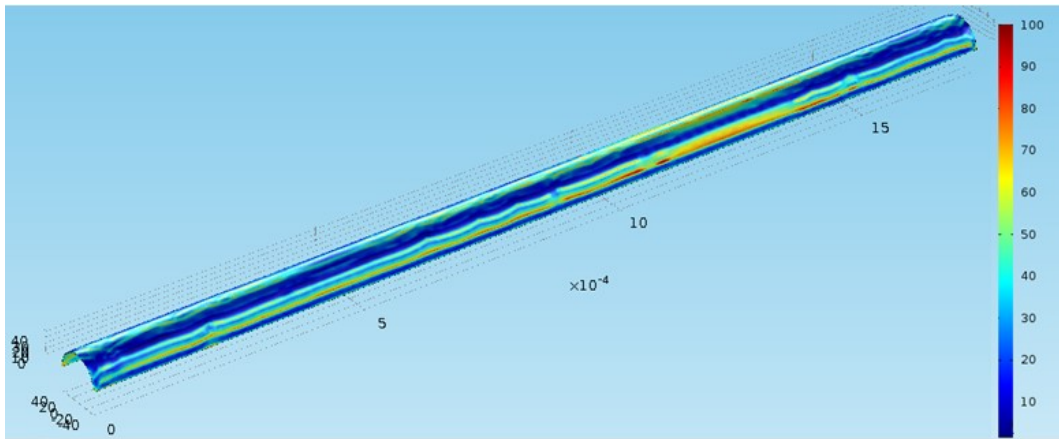


Figure IV.9 : Contraintes de Von Mises (en Pa) dans le blindage de la ligne coaxiale

### III.3.1.2. Cavité résonante

Nous étudions uniquement la cavité résonante à 38 GHz car c'est le composant qui possède les plus grandes longueurs et largeurs pour la partie métallique suspendue. Si ce composant est résistant dans le cas statique, il en sera de même pour les composants fonctionnant à des fréquences plus élevées et dont les dimensions sont plus petites.

On utilise les dimensions exposées dans le Tableau III-5 pour créer le modèle de simulation auxquelles on applique des liaisons encastrement sur la partie inférieure des parois latérales, représentant les zones où la cavité est reliée au substrat. On applique une contrainte de gravité aux parois métalliques et à la partie suspendue de la cavité.

La Figure IV.10 montre qu'avec une épaisseur du capot de 10  $\mu\text{m}$  en cuivre, nous obtenons un déplacement maximum situé au centre du capot de 0,09  $\mu\text{m}$ . On peut donc considérer ce déplacement comme négligeable.

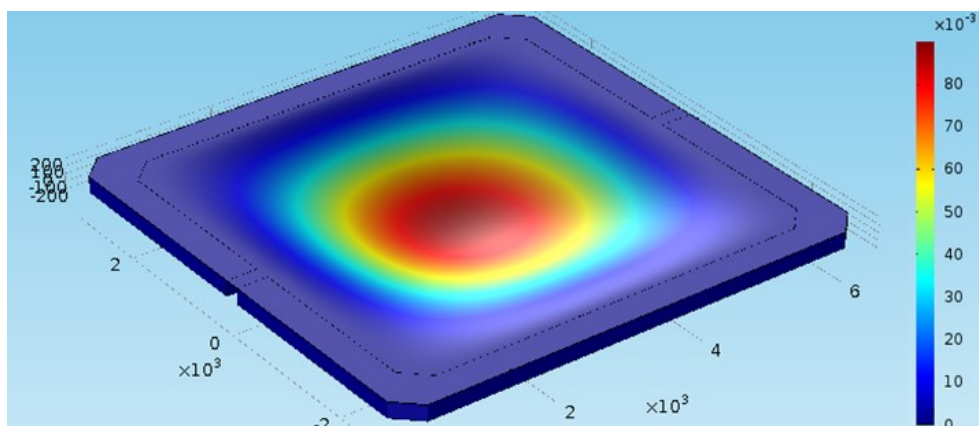


Figure IV.10 : Simulation du déplacement du capot (en  $\mu\text{m}$ ) d'une cavité résonante à 38 GHz

La Figure IV.11 montre la répartition des contraintes de Von Mises dans le composant. Les contraintes maximales sont situées au centre des parois latérales et atteignent 0,06 MPa. D'après l'équation (IV.5), la contrainte maximale dans le capot est très largement inférieure à la résistance élastique du cuivre.

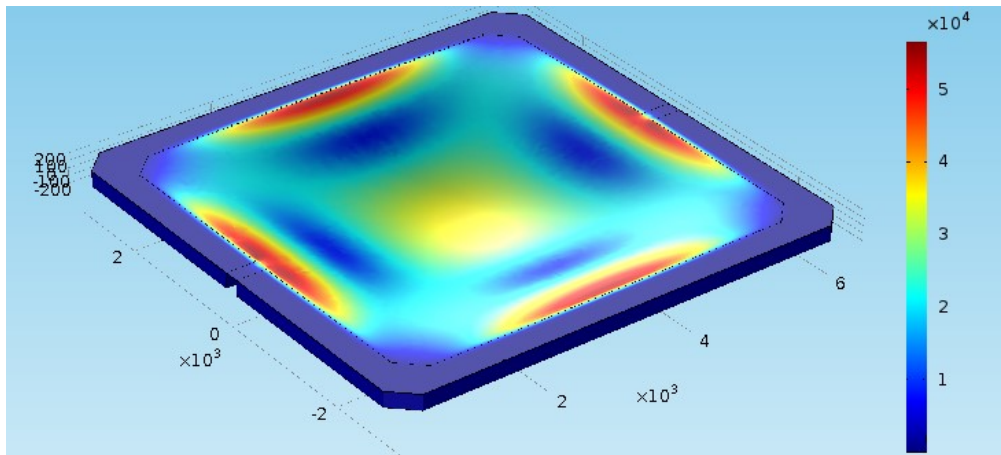


Figure IV.11 : Répartition des contraintes de Von Mises (en Pa) du capot d'une cavité résonante à 38 GHz

Ainsi, les composants réalisés à partir de cavités résonantes ne se déforment pas sous l'action de leur propre poids dans le cas statique.

### III.3.2. Résistance aux vibrations

La vérification de résistance aux vibrations des composants se fait par une série de tests sur un banc de mesures permettant de solliciter les composants entre 20 et 2000 Hz avec des accélérations comprises entre 50 et 110 g. Les composants sont ensuite mesurés afin d'évaluer s'ils résistent aux conditions de vibration.

Etant donné que cette étude de résistance n'est qu'une première approche, nous n'effectuerons pas les tests en vibration sur des bancs de mesure. Nous pouvons néanmoins effectuer des simulations permettant de vérifier la tenue des composants aux sollicitations fréquentielles. En effet, tous les éléments mécaniques possèdent une ou plusieurs fréquences auxquelles ils entrent en résonance, appelées fréquences propres. La sollicitation d'un élément mécanique à sa fréquence propre peut entraîner sa destruction. Lors du lancement d'un satellite ou durant son fonctionnement, les composants peuvent être soumis à des vibrations mécaniques comprises entre 20 et 2000 Hz. Ainsi, si la ou les fréquences propres d'un composant sont situées dans cet intervalle de fréquences, le composant sera endommagé ou détruit. Nous devons donc nous assurer que la fréquence propre la plus basse des composants fabriqués est située au-dessus de 2000 Hz. La fréquence propre la plus basse des composants est obtenue par simulation avec le logiciel COMSOL.

### III.3.2.1. Cavités résonantes

Pour l'étude des fréquences propres, nous nous intéressons à la fréquence propre la plus basse de la cavité résonante à 38 GHz. Si cette fréquence est au-dessus de 2000 Hz, alors les fréquences des modes propres supérieurs seront aussi au-dessus de 2000 Hz.

La Figure IV.12 représente la cavité résonante à 38 GHz après l'analyse des fréquences propres. Le premier mode propre apparaît pour une fréquence de 2,13 kHz. La figure représente les déplacements du composant lorsqu'il est excité à sa fréquence de résonance.

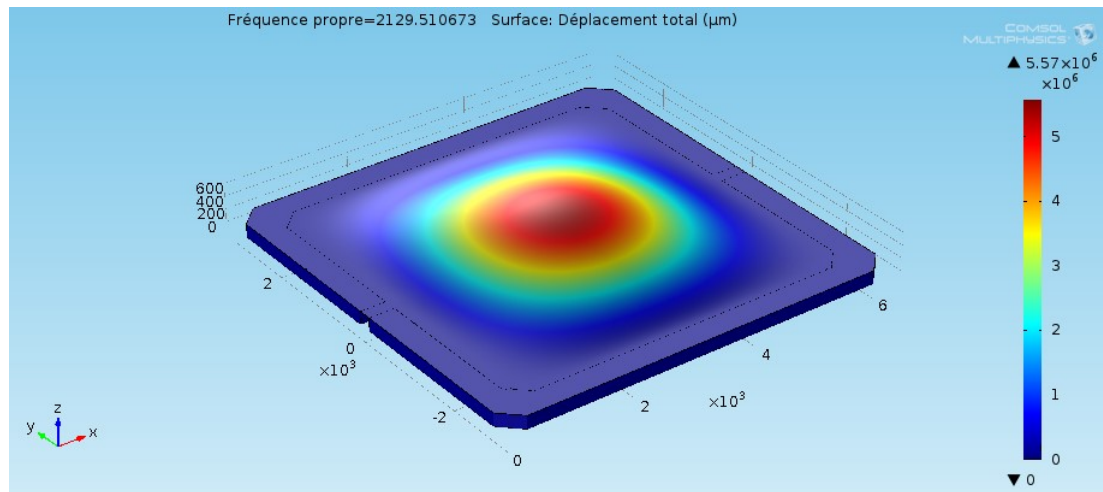


Figure IV.12 : Etude des fréquences propres de la cavité résonante à 38 GHz

Nous pourrions conclure que la cavité résonante à 38 GHz satisfait la résistance aux sollicitations fréquentielles. Néanmoins, sa fréquence propre de 2,13 kHz est trop proche de la fréquence maximale de sollicitation qui est de 2 kHz. Par sécurité, il serait préférable d'augmenter la valeur du premier mode propre de ce composant. Pour cela, nous augmentons l'épaisseur du blindage supérieur. Les valeurs des fréquences propres en fonction de l'épaisseur du blindage supérieur sont listées dans le Tableau IV.3. Ainsi, en augmentant l'épaisseur du capot de la cavité résonante de 10 à 20  $\mu\text{m}$ , la fréquence du premier mode propre passe à 4,14 kHz.

La fréquence de résonance mécanique d'un composant dépend de ses dimensions. Plus les dimensions du composant sont petites, plus la fréquence de son premier mode de résonance mécanique est élevée, au même titre que la résonance électromagnétique des cavités résonantes. Ainsi, si la cavité à 38 GHz possède son premier mode propre au-dessus de 2 kHz, il en sera de même pour la cavité résonante à 140 GHz. La fréquence du premier mode propre de la cavité à 140 GHz est listée dans le Tableau IV.3. La fréquence de son premier mode propre est largement supérieure à 2 kHz.

Tableau IV.3 : Fréquence du premier mode propre des cavités résonantes à 38 et 140 GHz en fonction de l'épaisseur du blindage supérieur

| Epaisseur du blindage supérieur ( $\mu\text{m}$ ) | Fréquence du premier mode propre (kHz) |                            |
|---|--|----------------------------|
|   | Cavité résonante à 38 GHz              | Cavité résonante à 140 GHz |
| 10  | 2,13                                   | 27,43                      |
| 20  | 4,14                                   | 53,99                      |
| 40  | 8,19                                   | 104,94                     |

Pour conclure, les filtres et les cavités résonantes fonctionnant à une fréquence de 38 GHz doivent posséder une épaisseur du blindage supérieur d'au moins 20  $\mu\text{m}$  afin d'éviter l'apparition du premier mode propre durant les tests de résistance aux vibrations. L'augmentation de l'épaisseur du blindage supérieur ne pose pas de problème concernant la résistance mécanique de ce dernier à son propre poids dans le cas statique. En effet, d'après l'équation (II.16), le déplacement maximum d'un élément suspendu est inversement proportionnel au carré de son épaisseur. Ainsi, en augmentant l'épaisseur du blindage suspendu de 10  $\mu\text{m}$  à 20  $\mu\text{m}$ , son déplacement maximum est diminué aussi. Concernant les composants fonctionnant à des fréquences plus élevées, comme ceux à 140 GHz, une épaisseur du blindage supérieur de 10  $\mu\text{m}$  est suffisante.

### III.3.2.2. Ligne coaxiale rectiligne

On procède de la même manière avec la ligne coaxiale rectiligne. La fréquence du premier mode propre est de 439 kHz pour le conducteur central et de 313 kHz pour le blindage. Ainsi, la plus petite fréquence de résonance de la ligne coaxiale est fixée par le mode propre du blindage.

La ligne coaxiale satisfait largement la condition de résistance à l'excitation fréquentielle. Néanmoins, il faudra évaluer de nouveau l'apparition du premier mode propre si les dimensions de la ligne sont augmentées.

## III.4. Etude thermique

Les satellites sont exposés à de fortes variations de températures dans l'espace lorsqu'ils passent de l'ombre à l'exposition au soleil, ou inversement.

Comme pour l'étude de la résistance aux vibrations, nous effectuons une approche par simulations concernant l'étude thermique. Nous avons évalué les contraintes mécaniques dans les composants fabriqués soumis à des variations de températures. Pour cette étude, nous faisons varier la température des composants entre  $-30^{\circ}\text{C}$  et  $+65^{\circ}\text{C}$  avec le logiciel COMSOL. Comme expliqué dans la partie III.2 de ce chapitre, nous vérifions que les contraintes engendrées par la variation de température n'engendrent pas de déformations irréversibles des composants.

### III.4.1.1. Ligne coaxiale rectangulaire

La ligne coaxiale rectangulaire est de nouveau analysée en deux temps, d'abord le conducteur central puis le blindage.

La géométrie du conducteur central permet d'utiliser les équations (IV.1) à (IV.5) sur un modèle de poutre suspendue à deux encastresments indéformables. La Figure IV.13 montre l'évolution des contraintes de traction/compression calculées à partir de ces équations et est comparée à la simulation du conducteur central avec le logiciel COMSOL.

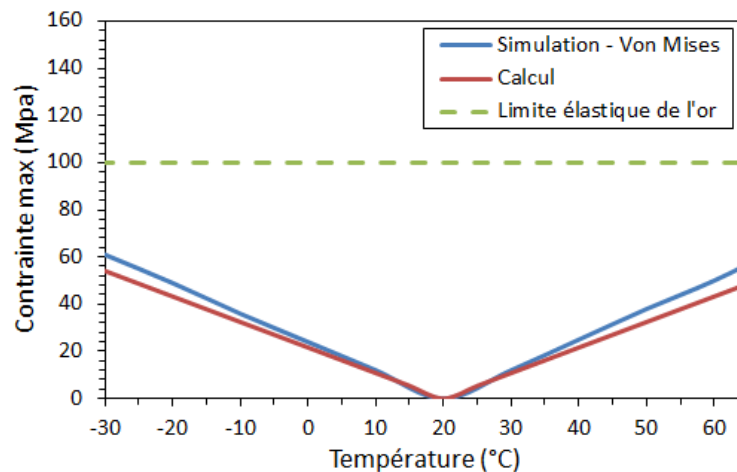


Figure IV.13 : Contraintes maximales dans la ligne suspendue en fonction de la température

La méthode analytique et la simulation sont assez proches l'une de l'autre. Cependant, la simulation permet d'obtenir un résultat plus précis car il est possible de prendre en compte les changements de géométrie du composant et de simuler des structures complexes. D'après la simulation, les contraintes maximales dans le conducteur central de la ligne coaxiale sont presque deux fois plus faibles que la limite de résistance élastique de l'or.

Nous effectuons la même simulation sur le modèle du blindage de la ligne coaxiale (Figure IV.14).

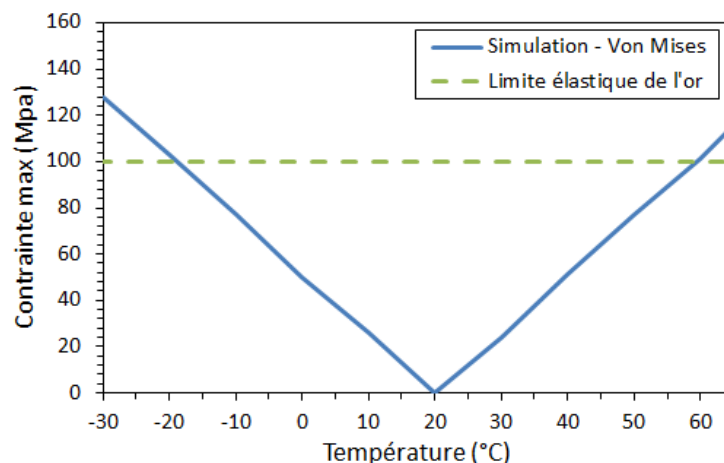


Figure IV.14 Contraintes de Von Mises dans le blindage de la ligne coaxiale en fonction de la température

On s'aperçoit que les contraintes maximales dans le blindage sont plus grandes que pour la ligne suspendue. La Figure IV.15 montre que ces contraintes sont principalement concentrées aux extrémités de la ligne. En dehors de ces zones, les contraintes restent du même ordre de grandeur que celles de la ligne suspendue.

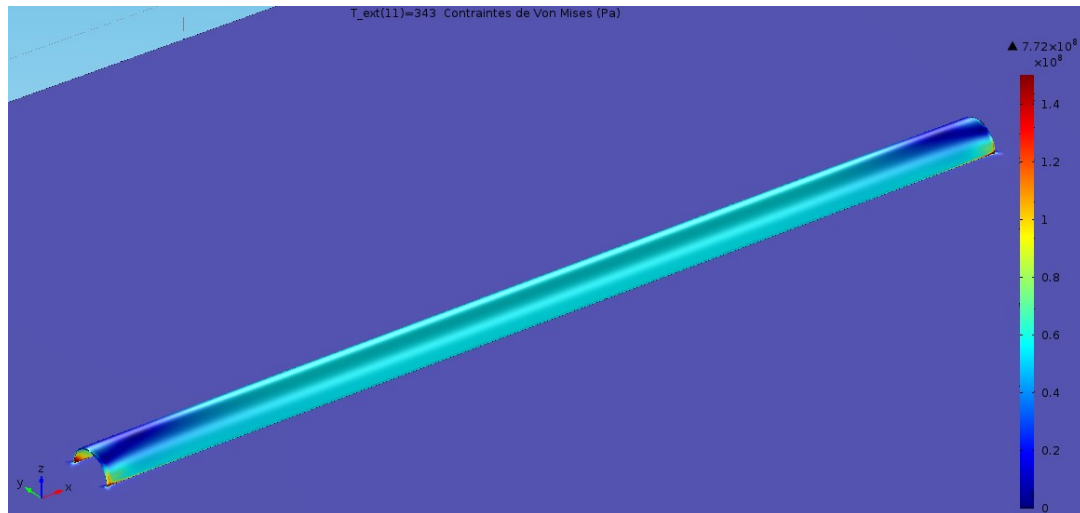


Figure IV.15 : Répartition des contraintes de Von Mises (en Pa) dans le blindage de la ligne coaxiale à 60 °C

Ainsi, la résistance de la ligne coaxiale aux variations de températures est limitée par le blindage à une utilisation entre -20 °C et +60 °C. Il faudra donc à l'avenir améliorer la structure du blindage afin de satisfaire la condition de résistance thermique.

#### III.4.1.2. Cavité résonante

Pour la cavité résonante à 38 GHz, la Figure IV.16 montre l'évolution de la contrainte maximale de Von Mises dans le capot de la cavité, par simulation, en fonction de la température.

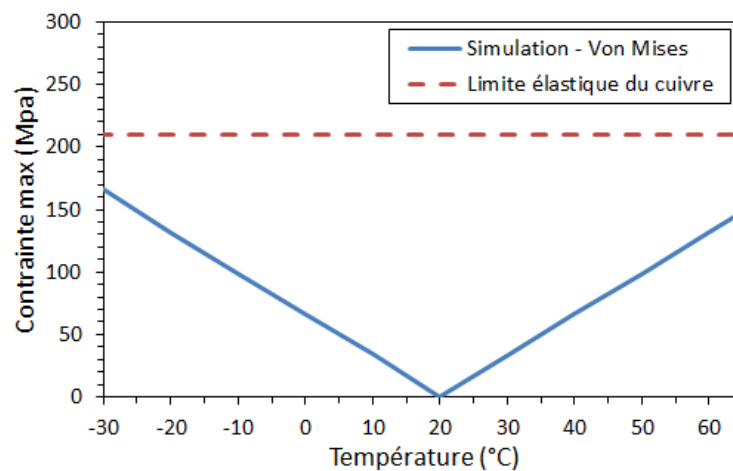


Figure IV.16 : Contraintes de Von Mises dans le capot de la cavité résonante à 38 GHz en fonction de la température

La simulation montre que les contraintes dans le blindage supérieur soumis à une variation de températures restent inférieures à la limite de résistance élastique du cuivre. Néanmoins, on remarque que la contrainte la plus forte, qui est à -30 °C, représente 79 % de la limite élastique du cuivre. Il serait préférable d'augmenter la marge entre ces deux valeurs.

### III.5. Conclusion

Cette première approche de vérification des composants vis-à-vis des normes spatiales a permis de mettre en évidence la compatibilité des composants fabriqués.

Dans l'ensemble, les composants ne possèdent pas de mode propre dans la plage de fréquence spécifiée pour la résistance aux vibrations. Seuls les composants constitués de cavités résonantes fonctionnant à 38 GHz devront être redimensionnés avec un blindage supérieur d'au moins 20  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

Concernant la résistance aux variations de températures, deux points sont à améliorer. Le premier consiste à diminuer les contraintes dans les zones les plus sollicitées, telles que les extrémités du blindage de la ligne coaxiale. Le deuxième point d'amélioration consiste à diminuer l'ensemble des contraintes de manière à ce que le critère de Rankine soit respecté avec un coefficient de sécurité supérieur à 1.

## IV. Perspectives

Dans cette partie, nous présentons le potentiel d'application du procédé de fabrication développé dans ces travaux de thèse.

### IV.1. Fabrication de lignes coaxiales rectangulaires

Le procédé de fabrication présenté dans le chapitre III puis amélioré dans ce chapitre a été développé dans le but initial de réaliser des lignes coaxiales rectangulaires avec une section plus grande et parfaitement rectangulaires, comme énoncé à la fin du chapitre II.

Dans ce chapitre, les composants présentés sont obtenus avec des couches de résine comprises entre 250 et 300  $\mu\text{m}$ . Cependant, la résine AZ-125-nXT nous offre un large choix en termes d'épaisseur (entre 20 et 120  $\mu\text{m}$  dans les conditions d'utilisation standards). Cela laisse donc un large choix de dimensions pour réaliser les lignes coaxiales.

Nous pouvons par exemple réaliser une ligne coaxiale rectangulaire en utilisant des couches de résine de 90  $\mu\text{m}$  d'épaisseur sur un substrat en silice fondue de permittivité effective de 3,8. La ligne est dimensionnée afin d'obtenir une impédance caractéristique à 50  $\Omega$ . Les dimensions de la ligne sont représentées sur la Figure IV.17.

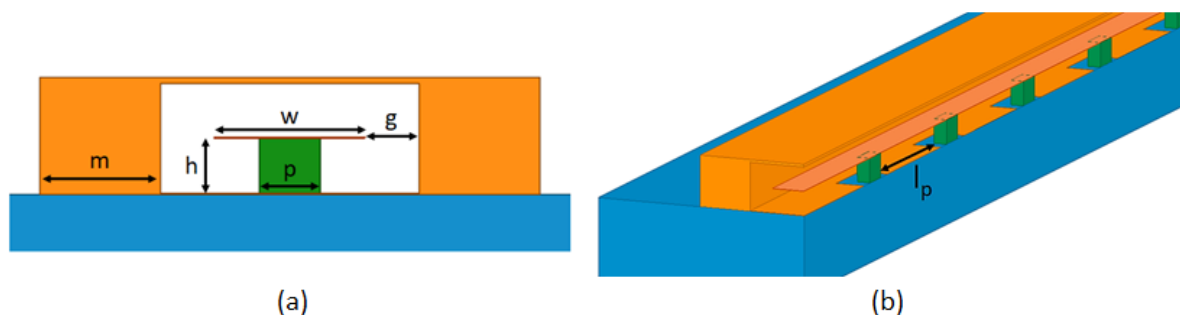


Figure IV.17 : Schéma de la section d'une ligne coaxiale rectangulaire (a), schéma en 3D d'une moitié de ligne coaxiale suivant son plan de symétrie longitudinal (b)



La largeur  $w$  du conducteur central est  $250 \mu\text{m}$  et son épaisseur est  $2 \mu\text{m}$ . La hauteur et la largeur d'air  $h$  et  $g$  valent toutes les deux  $90 \mu\text{m}$ , et les parois latérales ont une largeur  $m$  de  $200 \mu\text{m}$ . Enfin, les piliers métalliques font  $200 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$  et sont espacés de  $600 \mu\text{m}$  les uns des autres afin de respecter à la fois la condition de résistance mécanique de la ligne suspendue et aussi d'éviter l'apparition du phénomène de résonance dans le substrat. L'ouverture dans le blindage inférieur autour des piliers métalliques est  $g_p = 60 \mu\text{m}$ . Avec ces dimensions, la fréquence de coupure du mode  $\text{TE}_{10}$  est de  $348 \text{ GHz}$ .

Nous avons simulé une ligne coaxiale rectangulaire de  $7,6 \text{ mm}$  de long possédant 10 plots de maintien, avec les dimensions listées précédemment et dont les conducteurs métalliques sont en cuivre, de conductivité  $38,3 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$  (Figure IV.18). Le modèle de la ligne ne prend pas en compte les accès coplanaires de mesure.

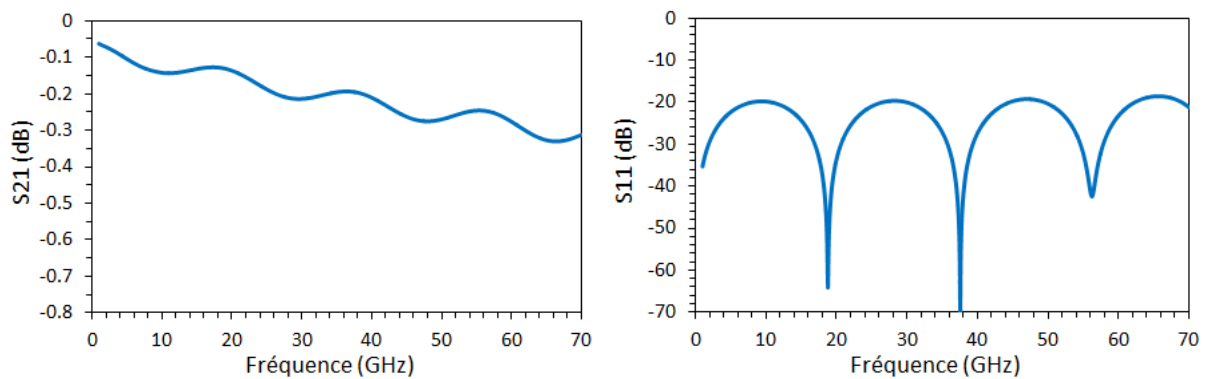


Figure IV.18 : Paramètres S de la ligne coaxiale rectangulaire avec le nouveau procédé de fabrication

En prenant en compte le coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le calcul de l'atténuation linéique, nous obtenons le résultat sur la Figure IV.19

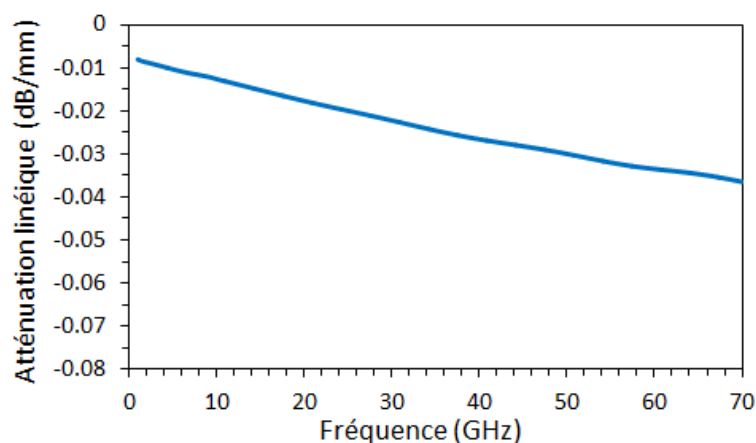


Figure IV.19 : Atténuation linéique de la nouvelle ligne coaxiale rectangulaire

Nous obtenons une atténuation linéique comprise entre  $0,017$  et  $0,043 \text{ dB/mm}$  entre  $10 \text{ MHz}$  et  $70 \text{ GHz}$ . Ces valeurs d'atténuation linéique sont très bonnes comparées à l'état de l'art des lignes coaxiales rectangulaires (Tableau IV-4).

Tableau IV-4 : Récapitulatif des lignes de transmission coaxiales rectangulaires

| Année | Auteur                       | Technique de fabrication                                | Atténuation linéique (dB/mm)    | Taille de la section ( $\mu\text{m}^2$ ) |
|-------|------------------------------|---|---------------------------------|--|
| 1991  | Bishop <i>et al.</i> [57]    | Substrat GaAs<br>Conducteur en or<br>Cavité : probimide | 1,6 dB/mm @ 40 GHz              | 24×9                                     |
| 2000  | Jeong <i>et al.</i> [58]     | Substrat silicium<br>Conducteur en or<br>Cavité : BCB   | < 0,08 dB/mm @ 20 GHz           | 150×60                                   |
| 2002  | Jeong <i>et al.</i> [59]     | Substrat verre<br>Conducteur en cuivre<br>Cavité : air  | < 0,08 dB/mm @ 40 GHz           | 150×60                                   |
| 2004  | Brown <i>et al.</i> [60]     | EFAB  | 0,1 dB/mm @ 29 GHz              | 300×300                                  |
| 2006  | Brown <i>et al.</i> [62]     | EFAB  | 0,035 dB/mm @ 60 GHz            | 609×274                                  |
| 2006  | Filipovic <i>et al.</i> [63] | Polystrata  | 0,18 dB/mm @ 26 GHz             | 250×310                                  |
| 2007  | Filipovic <i>et al.</i> [67] | Polystrata  | < 0.035 dB/mm @ 38 GHz          | 130×300                                  |
| 2007  | S. J. Natarajan [64]         | Substrat silicium<br>Conducteur en or                   | 0,2 dB/mm à -0,9 dB/mm @ 30 GHz | 470×20                                   |

Ainsi, en perspective de ces travaux, il est possible d'envisager la réalisation de composants à partir de tronçons de lignes coaxiales rectangulaires, tels que des coupleurs, des déphaseurs, etc.

## IV.2. Autres composants pouvant être réalisés avec le nouveau procédé de fabrication

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouveau procédé de fabrication permettant de réaliser des composants de plus grandes épaisseurs comparés aux chapitres précédents. Nous avons montré son intérêt pour la réalisation d'éléments de filtrage. Il serait intéressant par la suite de dimensionner et de fabriquer d'autres types de composants avec cette technologie de micro-fabrication additive, comme des antennes par exemple.

### IV.2.1. Antennes patch à air

Une antenne patch classique est constituée d'un élément métallique rayonnant situé sur la face supérieure d'un substrat et d'un plan de masse sur la face inférieure. Dans le cas d'une antenne patch à air, l'élément rayonnant et le plan de masse sont situés du même côté du substrat et sont espacés par de l'air, évitant ainsi des pertes dans le substrat. La Figure IV.20 montre un exemple d'une antenne patch à air fonctionnant à 2,45 GHz et possédant un gain maximum supérieur à 1 dB [92]. Le patch métallique est situé à 4 mm au-dessus du plan de masse et ses dimensions sont 7,3 cm × 6,7 cm.

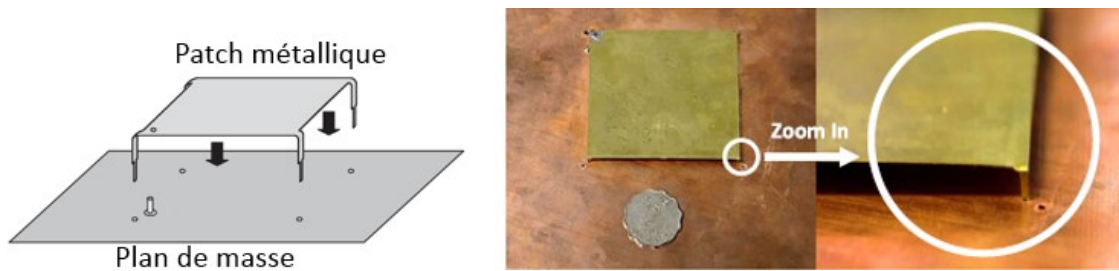


Figure IV.20 : Schéma d'une antenne patch à air (gauche), composant fabriqué (droite) [92]

Nous pouvons utiliser cette architecture avec notre procédé de fabrication afin de réaliser des antennes patch à air à plus hautes fréquences et donc de plus petites dimensions. La Figure IV.21 montre un exemple d'une antenne patch à air qui pourrait être obtenue avec le nouveau procédé de fabrication. Le patch est suspendu grâce à quatre piliers métalliques de  $200\ \mu\text{m} \times 200\ \mu\text{m}$ , dont un des piliers est relié à une ligne coplanaire réalisant l'alimentation de l'antenne. Les dimensions du patch sont  $2,6\ \text{mm} \times 2,5\ \text{mm}$  et il est situé à  $250\ \mu\text{m}$  au-dessus du substrat.

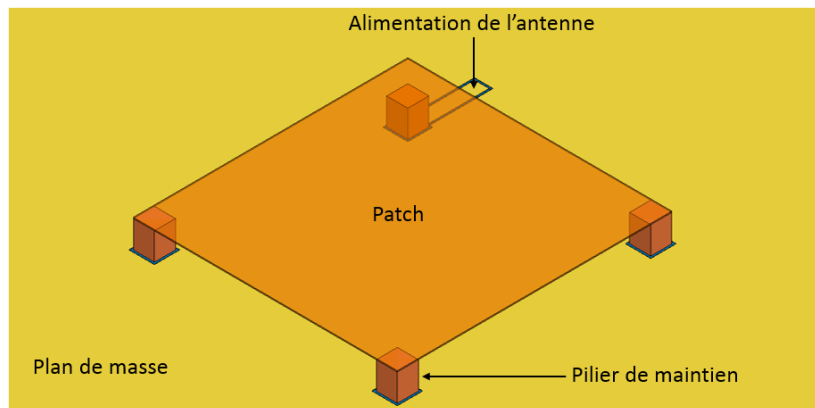


Figure IV.21 : Modèle d'une antenne patch à air à 38 GHz

Avec ces dimensions, nous obtenons la réponse de l'antenne représentée sur la Figure IV.22. Sa fréquence de fonctionnement est de 38,6 GHz avec une bande passante à -10 dB de 2,03 GHz, soit 5,3 % de bande relative.

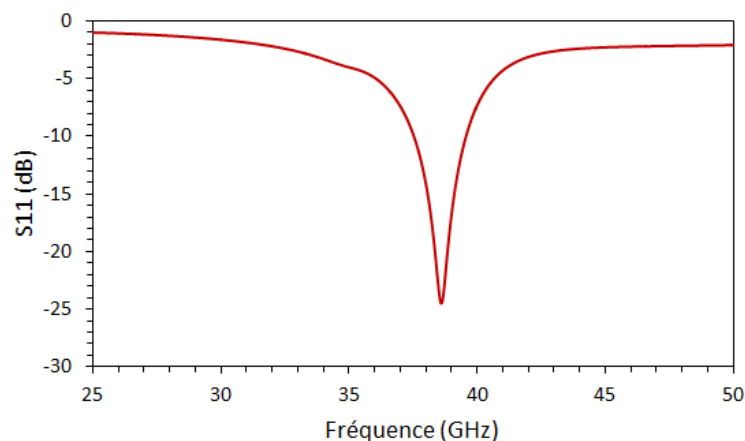


Figure IV.22 : Paramètre  $S_{11}$  de l'antenne patch à air à 38 GHz

La Figure IV.23 montre le gain de l'antenne en représentation polaire. Le gain maximum de l'antenne est de 3,1 dB. L'efficacité de l'antenne est donnée par HFSS et vaut 0,95.

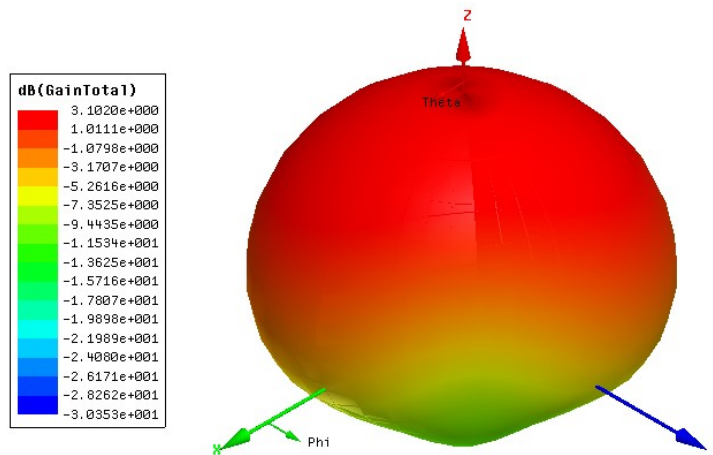


Figure IV.23 : Représentation polaire 3D du gain total de l'antenne patch à air

#### IV.2.2. Antennes à fente

Le principe de ce type d'antenne est de créer une fente dans le blindage métallique d'une cavité résonante ou d'un guide d'onde. La fente doit se situer dans une zone où le courant dans le conducteur est le plus fort. Dans le cas d'une cavité résonante fonctionnant sur le mode  $TE_{101}$ , ce maximum d'intensité est situé à proximité des parois latérales de la cavité (Figure IV.24).

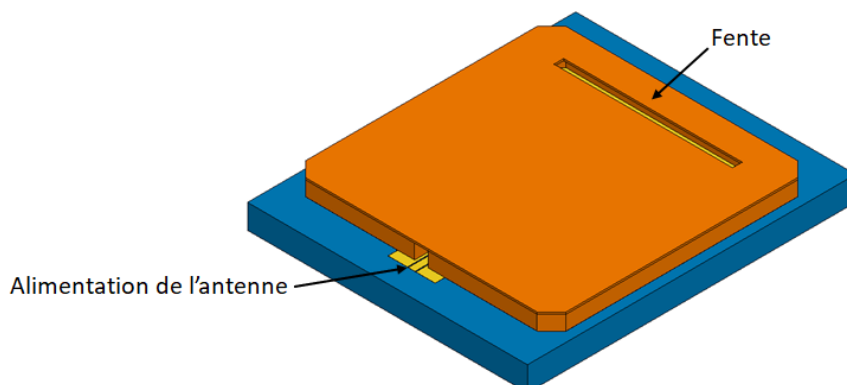


Figure IV.24 : Antenne à fente à partir d'une cavité résonante

L'antenne a été simulée avec une fente de 3700  $\mu\text{m}$  de long afin de rayonner à 38 GHz et 80  $\mu\text{m}$  de large. Elle est située à 160  $\mu\text{m}$  du blindage latéral de la cavité. Le paramètre  $S_{11}$  est tracé sur la Figure IV.25. Sa fréquence de résonance est de 37,84 GHz avec une bande passante à -10 dB de 1,05 GHz, soit 2,8 % de la bande relative.

Le diagramme polaire 3D du gain de l'antenne est représenté sur la Figure IV.26. Le gain maximum de l'antenne est de 4,33 dB. L'efficacité calculée par HFSS pour cette antenne est 0,9.

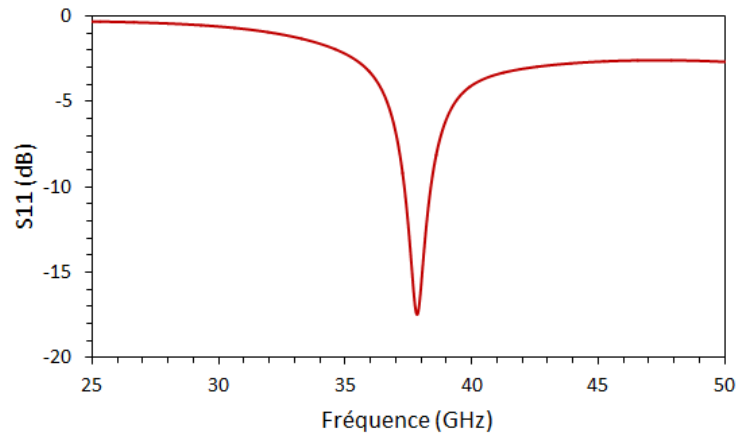
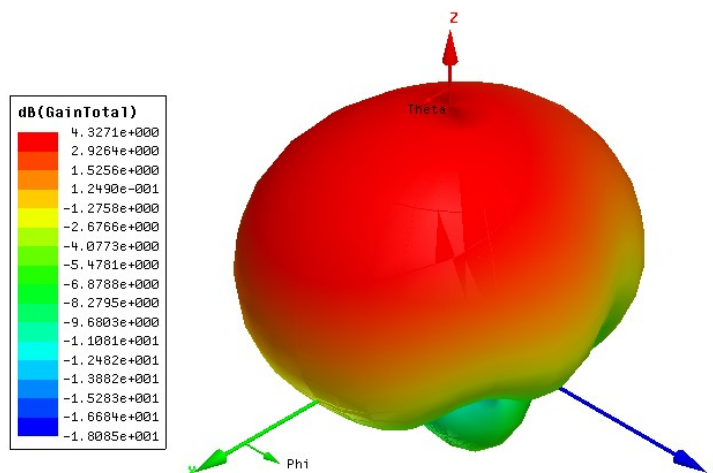
Figure IV.25 : Paramètre  $S_{11}$  de l'antenne à fente

Figure IV.26 : Gain total de l'antenne en dB

Avec ce procédé de fabrication, il est aussi possible d'envisager la réalisation d'antennes à réseau de fentes sur un guide d'onde.

## V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé des solutions afin de résoudre les problèmes identifiés dans les chapitres précédents. Ainsi, nous avons mis en place une version améliorée du procédé de fabrication présenté dans le chapitre III. Celle-ci permet d'augmenter considérablement l'épaisseur des composants fabriqués, et ainsi d'améliorer leurs performances. Nous avons montré que ce procédé de fabrication peut être utilisé pour des applications autres que pour des composants de filtrage, comme par exemple des antennes ou des lignes coaxiales à sections rectangulaires. Enfin, nous avons effectué une première approche concernant la validation des composants vis-à-vis des normes de résistance appliquées au domaine spatial. Cette première analyse a permis d'identifier les points forts et les points faibles des composants concernant leur résistance aux vibrations ou aux variations de température. Les résultats de cette analyse pourront être utilisés dans le dimensionnement de futurs composants.

# Conclusion générale



L'encombrement du spectre électromagnétique des télécommunications spatiales et l'augmentation des débits des communications obligent les industriels à déplacer les fréquences des communications de la bande Ka vers les bandes Q et V. Les composants répondant à cette problématique doivent aussi faire face à un changement du secteur spatial avec l'arrivée des constellations de satellites. C'est dans ce contexte que nous avons étudié la possibilité de concevoir des composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour des applications dans les bandes Q et V.

Le contexte présenté dans le premier chapitre nous a conduits vers la réalisation de composants plus petits, plus performants, protégés du bruit EM et cela à moindre coût. L'analyse des différents types de lignes de transmission a montré que les technologies planaires ne sont pas adaptées à des applications millimétriques et submillimétriques car elles présentent des pertes trop importantes et ne sont pas protégées du bruit EM. Nous nous sommes donc orientés vers l'utilisation de lignes micro-coaxiales à air car elle présente plusieurs avantages : la présence d'un blindage métallique, pas de perte diélectrique, une large bande passante les rendant utilisables sur les bandes Q et V avec des performances comparables, la facilité d'interconnexion avec des composants ou des points de mesures et l'absence de limitation en fréquence liée au substrat utilisé (ce qui est le cas pour les technologies planaires). Nous avons ensuite présenté les différentes techniques de fabrication 3D actuellement existantes. Les technologies SIW et de micro-usinage ne sont pas bien adaptées à la conception de composants en trois dimensions complexes, ou elles ne présentent pas les précisions mécaniques nécessaires à la montée en fréquence. Cela peut être réalisé avec les technologies d'impression 3D, mais elles peuvent manquer de précision de fabrication pour les applications millimétriques et submillimétriques. Nous avons donc choisi d'utiliser des techniques de micro-fabrication additive à partir d'étapes standards de micro-électronique, nous procurant une grande flexibilité de fabrication.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la réalisation de lignes coaxiales rectangulaires à air. Une analyse de la littérature nous a permis de mettre au point une démarche de dimensionnement efficace de ces composants. Nous avons ensuite élaboré un procédé de fabrication avec lequel nous avons pu fabriquer des lignes coaxiales à air performantes dont la section est de  $88 \mu\text{m} \times 42 \mu\text{m}$ . Les mesures effectuées ont montré la possibilité de les utiliser jusqu'à la bande D, avec une atténuation linéique de 0,14 dB/mm à 62 GHz et 0,33 dB/mm à 127 GHz. La réalisation d'une ligne coaxiale à méandre a aussi permis de prouver l'efficacité du blindage et la précision de fabrication de ce procédé. Une analyse des composants fabriqués a toutefois révélé des points à améliorer, comme la section du blindage qui n'est pas parfaitement rectangulaire, la présence de structures métalliques autour des accès coplanaires de mesures et la limitation en épaisseur des composants. Cela implique une modification du procédé de fabrication qui nous a conduits à la réalisation d'autres composants présentés dans le chapitre III.



Le troisième chapitre a été consacré à la résolution des problèmes identifiés dans le deuxième chapitre. Nous avons ainsi mis en place un nouveau procédé de fabrication permettant de réaliser des blindages à sections entièrement rectangulaires et des composants de plus grande épaisseur, et d'éviter l'apparition de structures métalliques autour des accès coplanaires de mesures. Nous avons décidé de réaliser des filtres à cavité métallique à air avec ce nouveau procédé afin de valider la fabrication d'un composant possédant un niveau métallique suspendu. Nous avons ainsi pu fabriquer des composants de 195  $\mu\text{m}$  de haut, améliorant grandement l'épaisseur des composants comparée à ceux du chapitre II. Nous avons aussi pu valider l'utilisation de ce procédé pour des applications allant de la bande Ka à la bande D, avec un filtre passe-bande à 2 pôles à 38 GHz et un filtre passe-bande à 4 pôles à 140 GHz. Ces composants possèdent des facteurs de qualité à vide assez intéressants qui sont respectivement de 384 et de 610 à 38 GHz et à 140 GHz. Enfin, les composants fabriqués ont été obtenus sans réglage post-fabrication. Leurs faibles dimensions impliquent un encombrement réduit par rapport à des filtres à cavité métallique classiques ainsi qu'une masse très faible, de l'ordre de quelques dizaines de milligrammes. Nous avons donc répondu presque entièrement à la problématique de ce chapitre, qui était de concevoir des composants de filtrage à fort facteur de qualité, peu encombrants et légers. Le coût de fabrication peut difficilement être évalué à ce stade, mais nous pouvons estimer que l'absence de réglage post-fabrication est un premier pas vers la réalisation de composants moins onéreux.

Nous proposons dans le dernier chapitre des voies de réflexion pour la suite de ces travaux. D'abord, nous présentons une modification du procédé de fabrication du chapitre III afin d'augmenter encore l'épaisseur des composants fabriqués. En effet, les filtres conçus dans le chapitre III sont performants, mais n'ont pas encore un fort facteur de qualité proche du millier comme désiré dans la problématique. Pour cela, nous proposons d'augmenter encore l'épaisseur des composants afin d'atteindre 300  $\mu\text{m}$  dans un premier temps, puis 600  $\mu\text{m}$ , procurant un facteur de qualité à vide à 38 GHz de 980. Nous avons aussi démontré la possibilité de concevoir d'autres types de composants à un niveau de métallisation suspendu avec ce procédé, telles que des antennes patch ou à fentes. La validation de ce procédé avec deux niveaux de métallisation permettra ensuite de réaliser des lignes coaxiales à sections rectangulaires de plus grandes dimensions, et donc plus performantes que dans le chapitre II. Enfin, nous avons effectué une première approche concernant la validation des composants fabriqués pour les normes de résistance appliquées au domaine spatial. Cette première analyse a permis d'identifier les points faibles des composants d'un point de vue de la résistance aux vibrations et aux variations de température. Les résultats de cette analyse pourront être utilisés dans le dimensionnement des futurs composants.

Ainsi, durant ces travaux de thèse, nous avons mis en place plusieurs procédés de fabrication aboutissant à la réalisation de composants de microélectronique volumiques à air, performants, compacts, légers et fonctionnant sur les bandes Ka à D. À l'avenir, la validation de deux niveaux de

métallisation suspendus avec la dernière version du procédé peut ouvrir la voie à un très grand nombre de composants et d'applications, millimétriques et submillimétrique, dans des domaines aussi variés que le spatial, la sécurité, ou les applications embarquées.



## Liste des publications

---

- F. David, P. Blondy, M. Chatras et C. Dalmay, « Design of a High Q Rectangular Micro-Coaxial Line », *International Workshop on Microwave Filter*, Toulouse, France, March 2015
- F. David, M. Chatras, C. Dalmay, L. Lapierre, L. Carpentier et P. Blondy, « Surface-Micromachined Rectangular Micro-Coaxial Lines for Sub-Millimeter-Wave Applications », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 756-758, Sept. 2016
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « Micro-fabrication of high-Q 38 GHz resonators and filters », *Workshop on Microwave Technology and Techniques (MTT)*, Noordwijk, The Netherlands, April 2017
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « Filtre volumique 4 pôles à 140 GHz obtenu par micro-fabrication », *Journées Nationales des Micro-ondes*, Saint-Malo, France, Mai 2017
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « Lignes coaxiales rectangulaires pour des applications micro-ondes et submillimétriques », *Journées Nationales des Micro-ondes*, Saint-Malo, France, Mai 2017
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, A. Pothier, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « 3D Micro-Fabricated High-Q 140 GHz Filter », *2017 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Honolulu, HI, USA, Jun. 2017, pp. 1297-1299
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « Additive micro-fabrication process for low losses millimeter-wave components », *IMWS-AMP 2017*, Pavi, Italy, Sept. 2017
- F. David, C. Dalmay, M. Chatras, L. Carpentier, L. Lapierre et P. Blondy, « Micro-Additive Fabrication of 38 GHz Resonators and Filters », *EuMC 2017*, Nuremberg, Germany, Oct. 2017



## Références bibliographiques

---

- [1] «Satellite Capabilities and Evolution,» chez *ICT PSP CIP BRESAT*, London, April 2013.
- [2] C. Miller, «How and why Commercial High-Capacity Satellites Offer Superior Performance and Survivability in the Future Space Threat Continuum,» chez *32nd Space Symposium*, Colorado Springs, CO, USA, April 2016.
- [3] [En ligne]. Available: [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Telecommunications\\_Integrated\\_Applications/Alphasat/Aldo\\_Paraboni\\_Q\\_V\\_Band\\_Payload](http://www.esa.int/Our_Activities/Telecommunications_Integrated_Applications/Alphasat/Aldo_Paraboni_Q_V_Band_Payload). [Accès le 13 07 2017].
- [4] R. VanderMeulen, «High Capacity Satellite Communications - Cost-Effective Bandwidth Technology,» chez *Space Symposium*, 2015.
- [5] [En ligne]. Available: <http://space.airbus.com/oneweb-satellites-connection-for-people-all-over-the-globe/>. [Accès le 13 07 2017].
- [6] [En ligne]. Available: [www.nsr.com/news-resources/the-bottom-line/darwin-and-satellite-manufacturers](http://www.nsr.com/news-resources/the-bottom-line/darwin-and-satellite-manufacturers). [Accès le 12 Juillet 2017].
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2011.
- [8] P. Rynkiewicz, A.-L. Franc, F. Coccetti, M. Wietstruck, M. Kaynak et G. Prigent, «Filtres intégrés en anneau à 140 GHz,» chez *XX èmes Journées Nationales Microondes*, Saint-Malo, France, Mai 2017.
- [9] E. J. DENLINGER, "Losses of Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 6, pp. 513-522, JUNE 1980.
- [10] H. Tanaka et F. Okada, «Precise measurements of dissipation factor in microwave printed circuit boards,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, n° 12, pp. 509-514, 1989.
- [11] E. O. Hammerstad et F. Bekkadal, *Microstrip Handbook*, Trondheim: Norway: Univ. Trondheim, 2001.
- [12] K. Vanhille, M. Lukic, S. Rondineau, D. Filipovic et Z. Popovic, «Integrated Micro-Coaxial Passive Components for Millimeter-Wave Antenna Front Ends,» *Antennas, Radar, and Wave Propagation*, 2007.
- [13] N. Vahabisani et M. Daneshmand, «Millimeterwave Micro-coax Development Using Simplified 3D Fabrication Process,» chez *3rd Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWATT)*, Teheran, Iran, 2014.
- [14] H. P. Hsu, "On The General Relation Between  $\alpha$  and Q," *IEEE Transactions on Microwave*

*Theory and Techniques*, vol. 11, no. 4, pp. 258-258, 1963.

- [15] D. Kajfez et P. Guillon, *Dielectric Resonators*, Arthec House, 1986.
- [16] R. Knipper, A. Brahm, E. Heinz, T. May, G. Notni, H. Meyer, A. Tunnermann et J. Popp, «THz Absorption in Fabric and Its Impact on Body Scanning for Security Application,» *IEEE Transaction on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, n° 16, pp. 999-1004, 2015.
- [17] K. Fukunaga, I. Hosako, M. Picollo et Y. Kohdzuma, *Application of THz Sensing to Analysis of Works of Art for Conservation*, Montreal, 2010.
- [18] A. Rahaman, «Terahertz multispectral imaging of epitaxially grown semiconductors' lattice defects,» *40th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 2017.
- [19] F. Parment, A. Ghiotto, T. Vuong, J. Duchamp et K. Wu, «Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits,» *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 14, pp. 1228-1238, April 2015.
- [20] C. Du, K. Ma et S. Mou, «A Miniature SISL Dual-Band Bandpass Filter Using a Controllable Multimode Resonator,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, n° 6, pp. 557-559, JUNE 2017.
- [21] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, C. Devron et J. Cazaux, «Narrow Band Micro-Machined Band Pass Filter and a Surface-Mountable Topology,» *33rd European Microwave Conference*, October 2003.
- [22] W. Gautier, A. Stehle, B. Schoenlinner, V. Ziegler, U. Prechtel et W. Menzel, «Low-Loss Micro-Machined Four-Pole Linear Phase Filter in Silicon Technology,» *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, September 2009.
- [23] M. Chatras, «Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales,» *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges*, Décembre 2003.
- [24] F. Calignano and et. al., "Overview on Additive Manufacturing Technologies," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 593-612, April 2017.
- [25] J. S. Silva, M. Garcia-Vigueras, T. Debogovic, R. Costa, C. A. Fernandes and J. R. Mosig, "Stereolithography-Based Antennas for Satellite Communications in Ka-Band," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 655-667, April 2017.
- [26] O. Peverini, L. Mauro, G. Addamo, G. Virone, R. Tascone, F. Calignano, D. Manfredi, E. Ambrosio et P. Fino, «Comparative Investigation of AM Technologies for the Manufacturing of Microwave Passive Waveguide Components,» chez *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, May 2017.



- [27] K. H. Church et al., «Multimaterial and Multilayer Direct Digital Manufacturing of 3-D Structural Microwave Electronics,» *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, n° 14, pp. 688-701, April 2017.
- [28] P. I. Deffenbaugh, T. M. Weller and K. H. Church, "Fabrication and Microwave Characterisation of 3-D Printed Transmission Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 823-825, December 2015.
- [29] W. J. Otter and S. Lucyszyn, "Hybride 3-D-Printing Technology for Tunable THz Applications," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 756-767, April 2017.
- [30] M. D'Auria, W. J. Otter, J. Hazell, B. T. W. Gillatt, C. Long-Collins, N. Ridler et S. Lucyszyn, «3-D Printed Metal-Pipe Rectangular Waveguides,» *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, n° 19, pp. 1339-1349, Septembre 2015.
- [31] A. I. Dimitriadis, T. Debogovic, M. Favre, M. Billod, L. Barloggio, J. Ansermet and E. Rijk, "Polymer-Based Additive Manufacturing of High-Performance Waveguide and Antenna Components," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 668-676, April 2017.
- [32] F. Kouki, M. Thevenot, S. Bila, N. Delhote, T. Mondière, S. Verdeyme and T. Chartier, "Miniature Ceramic Filter - Antenna for Wireless Communications Systems at 60 GHz," in *44th European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, Italie, October 2014.
- [33] B. S. Cook et A. Shamim, «Inkjet Printing of Novel Wideband and High Gain Antennas on Low-Cost Paper Substrate,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 19, pp. 4148-4156, September 2012.
- [34] B. K. Tehrani, B. S. Cook et M. M. Tentzeris, «Inkjet-Printed 3D Interconnects for Millimeter-Wave System-on-Package Solutions,» chez *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, USA, May 2016.
- [35] Z. Wu, M. Liang, W. Ng, M. Gehm et H. Xin, «Terahertz Horn Antenna Based on Hollow-Core Electromagnetic Crystal (EMXT) Structure,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n° 12, pp. 5557-5563, December 2012.
- [36] O. Peverini, M. Lumia, F. Calignano, G. Addamo, M. Lorusso, E. P. Ambrosio, D. Manfredi and G. Virone, "Selective Laser Melting Manufacturing of Microwave Waveguide Devices," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 620-631, April 2017.
- [37] T. Chio, G. Huang and S. Zhou, "Waveguide-Based Passive Microwave Components, Antennas, and Antenna Arrays," *Proceeding of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 632-644, April 2017.
- [38] J. K. Algardh and et al., "Thickness dependency of mechanical properties for thin-walled titanium parts manufactured by electron beam melting (EBM)," *Additive Manufacturing*, vol. 12, pp. 45-50, October 2016.





- [39] Y. Kim, I. Llamas-Garro, C. Baek and Y. Kim, "A Monolithic Surface Micromachined Half-Coaxial Transmission Line Filter," in *MEMS*, Istanbul, Turquie, 2006.
- [40] J. M. Oliver, J. Rollin, K. Vanhille and S. Raman, "W-Band Micromachined 3-D Cavity-Backed Patch Antenna Array With Integrated Diode Detector," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 2, pp. 284-292, February 2012.
- [41] A. Cohen, G. Zhang, F. Tseng, U. Frodis, F. Mansfred and P. Will, "EFAB: Rapid, Low-Cost Desktop Micromachining of High Aspect Ratio True 3-D MEMS," *Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 244-251, 1999.
- [42] [En ligne]. Available: <http://www.microfabrica.com/>. [Accès le 03 09 2017].
- [43] [Online]. Available: <http://www.microfabrica.com/technology.html#gallery>. [Accessed 18 07 2017].
- [44] R. T. Chen et E. R. Brown, «An ultra-compact low loss 30-GHz micromachined coaxial filter,» chez *European Microwave Conference*, Paris, France, 2005.
- [45] S. E. Alper, I. E. Ocaik et T. Akin, «Ultrathick and High-Aspect-Ratio Nickel Microgyroscope Using EFAB Multilayer Additive Electroforming,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16, n° 15, pp. 1025-1035, 2007.
- [46] Z. Popovic, S. Rondineau and D. Filipovic, "An Enabling New 3D Architecture For Microwave Componants and Systems," *Microwave Journal*, vol. 51, no. 2, pp. 66-86, Feb 2008.
- [47] K. Vanhille, J. Rollin, S. Rondineau, J. O'Brien, J. Wood, S. Raman et Z. Popovic, «Ka-band surface-mount directional coupler fabricated using micro-rectangular coaxial transmission lines,» chez *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, June 2008.
- [48] J. R. Reid, J. M. Olivier, K. Vanhille et D. Sherrer, «Three dimensional metal micromachining: A disruptive technology for millimeter-wave filters,» chez *2012 IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Santa Clara, CA, USA, January 2012.
- [49] Z. Popovic, «Micro-coaxial micro-fabricated feeds for phased array antennas,» chez *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, Waltham, MA, USA, October 2010.
- [50] N. Ehsan, K. Vanhille, S. Rondineau and Z. Popovic, "Micro-coaxial Impedance Transformers," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2908-2914, November 2010.
- [51] S. B. COHN, "Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 2, no. 2, pp. 52-57, 1954.



- [52] T. S. Chen, "Determination of the Capacitance, Inductance, and Characteristic Impedance of a Rectangular Line," *I.R.E. Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 5, pp. 510-519, 1960.
- [53] R. Graver, "Zo of Rectangular Coax (Correspondance)," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, no. 3, pp. 262-263, May 1961.
- [54] H. E. Green, "Characteristic Impedance of Square Coaxial Line (Correspondance)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, no. 6, pp. 554-555, Nov. 1963.
- [55] S. W. Conning, "Characteristic Impedance of Square Coaxial Line (Correspondance)," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 4, pp. 468-468, Jul. 1964.
- [56] O. R. Cruzan and R. V. Garver, "Characteristic Impedance of Rectangular Coaxial Transmission Lines," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 5, pp. 488-495, Sep. 1964.
- [57] J. A. Bishop, M. M. Hashemi, K. Kiziloglu, L. Larson, N. Dagli and U. Mishra, "Monolithic Coaxial Transmission Lines for Micro-wave ICS," *Proc. IEEE/Cornell Conference on High Speed Semiconductor Devices and Circuits*, pp. 252-260, Aug. 1991.
- [58] I. Jeong and Y. Kwon, "Monolithic Implementation of Coaxial Line on Silicon Substrate," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 10, pp. 406-408, Oct. 2000.
- [59] S. Shin, I. Jeong, M. Kang, S. Lee and Y. Kwon, "Monolithic Implementation of Air-Buried Microstrip Lines for High-density Microwave and Millimeter Wave ICS," *IEEE Electronic Components and Technology Conference*, pp. 1018-1020, 2002.
- [60] E. R. Brown, A. L. Cohen, C. A. Bang, M. S. Lockard, B. W. Byrne, N. M. Vandelli, D. S. McPherson and G. Zhang, "Characteristics of Microfabricated Rectangular Coax in the Ka Band," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 365-368, Mar. 2004.
- [61] R. T. Chen and E. R. Brown, "An Ultra-compact Low Loss 30-GHz Micromachined Coaxial Filter," *Proc. European Microwave Conference*, pp. 633-636, Oct. 2005.
- [62] J. R. Reid, E. D. Marsh and R. T. Webster, "Micromachined rectangular-coaxial transmission lines," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 8, pp. 3433-3442, Aug. 2006.
- [63] D. S. Filipovic, Z. Popovic, K. Vanhille, S. Rondineau, M. Buck, G. Potvin, D. Fontaine, C. Nichols, D. Sherrer, S. Zhou, W. Houck, D. Fleming, E. Daniel, W. Wilkins, V. Sokolov and J. Evans, "Modeling, Design, Fabrication, and Perfomence of Rectangular  $\mu$ Coaxial Lines and Componants," *Proc. IEEE Intl. Microwave Symposium Digest*, pp. 1393-1396, Jun. 2006.
- [64] S. J. Natarajan, "Micro coaxial transmission lines for integrated microwave circuits," College of Engineering, University of South Florida, 2007.



- [65] K. Vanhille, D. S. Filipovic, C. Nichols, D. Fontaine, W. Wilkins, E. Daniel et Z. Popovic, «Balanced low-loss Ka-band micro-coaxial hybrids,» *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1157-1160, 2007.
- [66] Z. Popovic, «Micro-coaxial Micro-fabricated Feeds for Phased Array Antennas,» *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, pp. 1-10, Oct. 2010.
- [67] Y. Saito and D. S. Filipovic, "Analysis and Design of Monolithic Rectangular Coaxial Lines for Minimum Coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, pp. 2521-2530, Dec. 2007.
- [68] L. GRUNER, "Higher Order Modes in Rectangular Coaxial Waveguides," *IEEE Transactions on Microwaves Theory and techniques*, vol. 15, no. 8, pp. 483-485, AUG. 1967.
- [69] J. R. REID, E. D. MARSH and R. T. WEBSTER, "Micromachined Rectangular-Coaxial Transmission Lines," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 8, pp. 3433 - 3442, AUG. 2006.
- [70] K. H. LAU, "Loss Calculations for Rectangualr Coaxial Lines," *IEEE Proceeding*, vol. 135, no. 3, pp. 207-209, JUNE 1988.
- [71] P. Ralston, K. Vanhille, A. Caba, M. Olivier and S. Raman, "Test and Verification of Micro Coaxial Line Power Performance," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012.
- [72] «Coaxial waveguide microstructure having conductive and insulation materials defining voids therein». Brevet US 7948335 B2, 24 May 2011.
- [73] «Miniature RF and microwave components and methods for fabricating such components». Brevet US 8713788 B2, 4 April 2017.
- [74] [En ligne]. Available: [http://www.microchemicals.com/products/photoresists/az\\_40xt.html](http://www.microchemicals.com/products/photoresists/az_40xt.html). [Accès le 02 09 2017].
- [75] [En ligne]. Available: [http://microchemicals.com/micro/tds\\_az\\_40xt.pdf](http://microchemicals.com/micro/tds_az_40xt.pdf). [Accès le 23 09 2017].
- [76] [En ligne]. Available: [http://www.microchemicals.com/technical\\_information/reflow\\_photoresist.pdf](http://www.microchemicals.com/technical_information/reflow_photoresist.pdf). [Accès le 27 08 2017].
- [77] B. Bianco and M. Parodi, "Determination of the propagation constant of uniform microstrip lines," *ALTA FREQUENZA*, vol. 45, no. 2, pp. 107-110, 1976.
- [78] [En ligne]. Available: [http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2017/08/RF\\_filters\\_in\\_telecom\\_satellite](http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2017/08/RF_filters_in_telecom_satellite). [Accès le 06



- 09 2017].
- [79] M. Alyahya, M. Aseeri, H. Bukhari, H. Shaman, A. Alhamarani and A. Affandi, "Compact microstrip lowpass filter with ultra-wide rejection-band," in *International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, Fez, Maroc, 2017.
- [80] O. Mortada, P. Blondy, J. Orlianges, M. Chatras and A. Crunteanu, "Quality factor optimization of composite piezoelectric single-crystal silicon MEMS resonators," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Phoenix, AZ, USA, 2015.
- [81] C. Ruppel, "Acoustic Wave Filter Technology - A Review," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, no. 9, 2017.
- [82] S. Feng, S. Wong, L. Zhu et Q. Chu, «A Triple-mode Wideband Bandpass Filter Using Single Rectangular Waveguide Cavity,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, n° 12, pp. 117-119, 2017.
- [83] B. A. Belayev, K. V. Lemberg et A. M. Serzhantov, «An X-band magnetically tunable bandpass filter based on novel waveguide cavity resonator,» chez *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, New Delhi, Inde, 2016.
- [84] W. Hauth, D. Schmitt et M. Guglielmi, «Accurate modelling of narrow-band filters for satellite communications,» chez *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.*, Boston, MA, USA, 2000.
- [85] J. Li, Y. Zhan, W. Qin, Y. Wu et J. Chen, «Differential Dielectric Resonator Filters,» *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, n° 14, pp. 637-645, 2017.
- [86] I. Hunter, R. Ranson, A. Guyette and A. Abunjaileh, "Microwave filter design from a systems perspective," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 71-77, 2007.
- [87] "SyMaCo," [Online]. Available: <http://farquaad.xlim.fr/>. [Accessed 26 09 2017].
- [88] [En ligne]. Available: [http://www.microchemicals.com/products/photoresists/az\\_125nxt.html](http://www.microchemicals.com/products/photoresists/az_125nxt.html). [Accès le 21 09 2017].
- [89] [En ligne]. Available: [http://www.microchemicals.com/micro/az\\_125nxt\\_photoresist.pdf](http://www.microchemicals.com/micro/az_125nxt_photoresist.pdf). [Accès le 31 08 2017].
- [90] M. Staab, F. Greiner, M. Schlosser et H. F. Schlaak, «Applications of Novel High-Aspect-Ratio Ultrathick UV Photoresist for Microelectroplating,» *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 20, n° 14, pp. 794-796, August 2011.
- [91] «Space product assurance, ECSS-Q-ST-70-08C,» ESA-ESTEC, Noordwijk, The Netherland, 6 March 2009.



- [92] Z. Zhang et K. Wu, «A Circularly Polarized Table-Like Air Patch Antenna With Four Grounded Metal Legs,» *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 16, pp. 190-193, 2017.
- [93] N. Sutton, J. Oliver and D. Filipovic, "Wideband 18-40 GHz Surface Micromachined Branchline Quadrature Hybrid," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 462-464, September 2012.
- [94] Microchemicals, [Online]. Available: [http://www.microchemicals.com/technical\\_information/reflow\\_photoresist.pdf](http://www.microchemicals.com/technical_information/reflow_photoresist.pdf). [Accessed 27 03 2015].
- [95] Microchemicals, [Online]. Available: [http://www.microchemicals.com/micro/AZ\\_40XT\\_11D\\_Data\\_Package\\_Aug2009.pdf](http://www.microchemicals.com/micro/AZ_40XT_11D_Data_Package_Aug2009.pdf). [Accessed 12 11 2014].
- [96] "Three-dimensional microstructures and methods of formation thereof". Patent US 20100109819 A1, 6 May 2010.
- [97] S. B. Cohn, "Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters," *Proceeding of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1342-1348, August 1959.



## Annexe 1 : Equations de transformation des paramètres S en paramètres ABCD

---

On écrit la matrice ABCD normalisé :

$$\begin{bmatrix} a=A & b=\frac{B}{Z_0} \\ c=C.Z_0 & d=D \end{bmatrix}$$

Les équations permettant de convertir les paramètres S en paramètre ABCD sont les suivantes :

$$a = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$b = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$c = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$d = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$



## **Etude de composants micro-coaxiaux à fort facteur de qualité pour applications en bande Q/V**

---

Les travaux présentés dans cette thèse concernent l'étude et la fabrication de composants passifs hyperfréquence possédant un facteur de qualité important sur les bandes Q et V. Pour cela, nous nous sommes orientés vers la fabrication de composants volumiques à air. Des lignes coaxiales à section rectangulaire à air ainsi que des filtres à cavité métalliques à air ont été réalisés. Aussi, ces travaux consistent à définir une méthode de fabrication permettant d'obtenir les composants cités précédemment. Plusieurs techniques de micro-fabrication additives ont ainsi été établies afin de répondre à la problématique.

---

**Mots-clés :** Micro-fabrication additive, ligne coaxiale rectangulaire, filtre à cavité métallique, millimétrique, submillimétrique

## **Study of high Q micro-coaxial components for applications on Q/V bands**

---

This work concerns the study and the fabrication of passive RF components with a high quality factor on Q/V bands. The components were fabricated with an air-filled 3D architecture. Air-filled rectangular micro-coaxial lines and air filled cavity filters were demonstrated. Also, micro-additive fabrication processes were demonstrated for the realization of the 3D air-filled components.

---

**Keywords:** Additive micro-fabrication, air-filled rectangular coaxial line, air-filled cavity filter, millimeter wave, submillimeter wave

