



**HAL**  
open science

# Guides à ondes lentes intégrés au substrat en technologie interposeur : applications aux filtres passe-bande aux longueurs d'onde millimétriques

Jordan Corsi

## ► To cite this version:

Jordan Corsi. Guides à ondes lentes intégrés au substrat en technologie interposeur : applications aux filtres passe-bande aux longueurs d'onde millimétriques. Optique / photonique. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2021. Français. NNT : 2021GRALT079 . tel-03592534

**HAL Id: tel-03592534**

**<https://theses.hal.science/tel-03592534v1>**

Submitted on 1 Mar 2022

**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.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Jordan CORSI**

Thèse dirigée par **Emmanuel PISTONO**, Maître de conférences,  
**Université Grenoble-Alpes**, et  
codirigée par **Philippe FERRARI**, Professeur, **Université  
Grenoble-Alpes**

préparée au sein du **Laboratoire RFIC-Lab**  
dans l'**École Doctorale E.E.A.T.S**

## **Guides à ondes lentes intégrés au substrat en technologie interposeur : applications aux filtres passe-bande aux longueurs d'onde millimétriques**

Thèse soutenue publiquement le **25 novembre 2021**,  
devant le jury composé de :

**M. Eric, RIUS**

Professeur à l'université de Brest, laboratoire Lab-sticc, Rapporteur

**M. Anthony, GHIOTTO**

Maître de conférences à Bordeaux-INP, laboratoire IMS, Rapporteur

**Mme Valérie, MADRANGEAS**

Professeure, laboratoire XLIM, Présidente du jury

**M. Thierry, PARRA**

Professeur à l'université de Toulouse, laboratoire LAAS, Examineur

**M. Emmanuel, PISTONO**

Maître de conférences à l'université Grenoble-Alpes, Directeur de thèse

**M. Philippe, FERRARI**

Professeur à l'université Grenoble-Alpes, co-directeur de thèse

**Mme Ariana, SERRANO**

*Associate professor* à l'université de São Paulo au Brésil, Co-encadrante de  
thèse, Membre invitée

**Mme Darine, KADDOUR**

Maître de conférences à Grenoble INP, Membre Invitée

**M. Nicolas, ZEROUNIAN**

Maître de conférences à l'université Paris-Sud, laboratoire C2N, Membre Invité

**M. Matthieu, BERTRAND**

Docteur, Ingénieur de recherche à Thales, Membre Invité



# Introduction

Les longueurs d'onde millimétriques sont un domaine de fréquences prometteur pour la conception de systèmes de télécommunications très haut débit, pour l'automobile dont les radars anticollisions, l'imagerie ou encore la médecine. La conception de circuits électroniques analogiques dans le domaine des radiofréquences se base d'une part sur des composants et circuits actifs intégrés, et d'autre part sur des composants et circuits passifs, indispensables pour réaliser certaines fonctions électriques telles que des antennes, filtres et diviseurs de puissance. Les composants et circuits actifs sont d'une manière générale intégrés dans des puces à base de semi-conducteurs par exemple du type silicium CMOS/BiCMOS. En fonction de différentes contraintes (performances, dimensions, coût...), les composants passifs peuvent être intégrés au sein des puces, ou bien réalisés directement sur les cartes de circuits imprimés appelés PCB (*Printed-Circuit-Board*), ou encore réalisés dans des technologies spécifiques (exemple des filtres à résonateurs à ondes acoustiques BAW/SAW permettant de réaliser des très forts facteurs de qualité non atteignables dans les deux autres technologies). Une fois emballées, les puces actives et autres circuits issus de technologies microélectroniques sont alors rapportées puis brasées sur la carte PCB.

En bande millimétrique (au-delà de 30 GHz), la précision de gravure et les performances qui se dégradent avec la fréquence ne permettent pas une réalisation aisée de circuits passifs de haute qualité en technologie PCB standard. Ainsi, les composants actifs et passifs sont amenés à être conçus soit intégralement au sein d'une même puce en technologie intégrée sur semi-conducteurs (MMIC), soit dans des technologies différentes. Plusieurs facteurs limitent la réalisation de circuits passifs en technologie intégrée dont notamment des performances non-optimales et une surface occupée importante associée au coût de fabrication. Ces dernières difficultés sont la raison de l'émergence de plateformes non conventionnelles de conception où des circuits passifs de qualité peuvent être réalisés puis interconnectés avec des circuits actifs et une carte mère en PCB. Cette solution amène une intégration 3D de fonctions électroniques sur plusieurs niveaux grâce à l'utilisation intelligente et conjointe de différentes technologies.

Quant à la conception de ces circuits passifs, des lignes de propagation planaires sont traditionnellement utilisées pour leur faible encombrement, leur faible coût de fabrication et des performances électriques intéressantes. Mais depuis quelques années, la place de ces lignes de propagation est concurrencée par le développement de guides d'ondes intégrés au substrat (GIS ou SIW pour *Substrate Integrated Waveguide*) dont les performances se rapprochent des guides d'ondes

rectangulaires métalliques mais sans les inconvénients liés au poids, au coût et à la taille. Ainsi, de multiples études et recherches ont été menées sur ces guides SIW pour les intégrer dans des systèmes de télécommunication et par conséquent pour les rendre compacts tout en gardant leur aspect performant et bas coût.

Dans ce contexte, deux objectifs sont visés dans cette thèse. Le premier vise à démontrer les possibilités d'une nouvelle topologie de guide SIW à la fois compacte et performante grâce à l'ajout conjoint d'un effet d'ondes lentes et d'air dans le guide. Deuxièmement, de par la réalisation de filtres à base de guides d'ondes intégrés au substrat, ce travail de thèse cherche à développer et à caractériser des technologies innovantes non-standard pour la conception de circuits passifs en bande millimétriques.

Ainsi, ce manuscrit est organisé de la manière suivante.

Le premier chapitre introduit les concepts de propagation guidée des ondes électromagnétiques, utiles dans la compréhension des travaux effectués au sein de cette thèse. Par la suite, différentes topologies de guides sont présentées dont le guide d'ondes rectangulaire métallique pour son lien avec les guides SIW, ainsi que deux topologies de lignes de propagation classiques qui seront utilisées dans cette thèse, c'est-à-dire la ligne microruban et la ligne coplanaire. La suite du chapitre est dédiée au guide d'ondes intégré au substrat, à la présentation de son fonctionnement, aux applications de ce dernier dans le domaine des radiofréquences et des ondes millimétriques et enfin aux techniques de miniaturisation et de réduction des pertes existantes dans la littérature. Une étude comparative à base de simulations électromagnétiques de plusieurs structures de miniaturisation de SIW est proposée dans ce chapitre. L'objectif de cette étude est de comparer la miniaturisation, la complexité et les performances de ces différentes topologies, à base d'ondes lentes ou non, par rapport à une guide d'ondes classique pour une même fréquence de coupure.

Le second chapitre de cette thèse présente le développement de guides SIW à effet d'ondes lentes et partiellement remplis d'air en technologie membrane nanoporeuse à nanofils métalliques (MnM) pour les bandes millimétriques. Ces réalisations ont été effectuées en partenariat avec le laboratoire de microélectronique (LME) de l'Université de São Paulo (USP) au Brésil où la technologie MnM est développée. Ce chapitre est divisé en trois grandes parties, la première détaille le fonctionnement de cette topologie de guide d'ondes et propose des expressions des constantes d'atténuation, de l'effet d'ondes lentes et de la fréquence de coupure en fonction des propriétés électriques de la membrane. La deuxième partie de ce chapitre est concentrée sur la conception de filtres passe-bande, soit à base de couplages inductifs en iris, soit à base de cavités décalés dans le plan H. La conception de transitions



entre des lignes de transmissions classiques et le SIW à effet d'ondes lentes et partiellement remplis d'air est également étudiée. La dernière partie de ce chapitre présente les mesures de ces structures en comparaison des résultats attendus en simulation. Elle détaille également la caractérisation des performances du guide d'ondes pour deux fréquences de coupure différentes, 50 GHz et 75 GHz.

Le troisième chapitre résume la conception de guides d'ondes partiellement à air et à effet d'ondes lentes en utilisant des technologies PCB multicouches. Des règles de conception sont données dans la première partie, puis les différentes réalisations effectuées avec cette topologie de guides SIW sont détaillées : des transitions en lignes coplanaires avec plan de masse et des filtres passe-bande à fenêtre inductive. Concernant ces dernières structures, une méthode d'optimisation permettant de réduire le temps de conception est proposée. Des résultats de mesures sont présentés et comparés aux simulations à la fin de chacune de ces parties.

Le quatrième et dernier chapitre de cette thèse est consacré à la conception de guides SIW pour les bandes de fréquences millimétriques et sub-THz en utilisant un diélectrique de polymère BenzoCycloButene déposé sur un substrat de silicium. Une topologie de SIW à ondes lentes à base de fentes transversales périodiques a été utilisée pour la conception de filtres à large bande passante. Pour cela, une étude paramétrique est proposée permettant la compréhension et la conception de ces structures. Parallèlement, des filtres à base de SIW classique sont également présentés. Des comparaisons entre les résultats de mesure et ceux attendus en simulation sont disponibles à la fin de ce chapitre, ainsi que des rétro-simulations permettant d'expliquer les différences observées.



# Table des matières

INTRODUCTION .....	I
CHAPITRE 1 : INTRODUCTION AUX GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT .....	1
<b>1.1. Introduction à la propagation guidée d'ondes électromagnétiques .....</b>	<b>1</b>
1.1.1. Les équations de Maxwell .....	1
1.1.2. Propagation guidée d'ondes électromagnétiques .....	2
1.1.3. Les modes de propagation .....	2
<b>1.2. Les guides d'ondes rectangulaires.....</b>	<b>2</b>
1.2.1. Présentation .....	2
1.2.2. Principes de fonctionnement .....	3
1.2.3. Exemples d'applications .....	4
<b>1.3. Les lignes de propagation planaires .....</b>	<b>4</b>
<b>1.4. Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) .....</b>	<b>5</b>
1.4.1. Présentation .....	5
1.4.2. Origine .....	6
1.4.3. Revue de quelques réalisations en technologies PCB : de la RF vers le millimétrique .....	7
1.4.4. Etat de l'art des SIW : du millimétrique vers le sub-THz .....	10
1.4.5. Paramètres de propagation des SIW .....	14
<b>1.5. Techniques de miniaturisation transversale .....</b>	<b>17</b>
1.5.1. Guide d'ondes de type <i>ridge waveguide</i> .....	18
1.5.2. Guide d'ondes replié .....	19
1.5.3. Guide d'ondes à mode partiel .....	21
1.5.4. Intégration verticale .....	22
1.5.5. Combinaison de techniques .....	23
<b>1.6. Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes.....</b>	<b>23</b>
1.6.1. Principe.....	23
1.6.2. Modèle analytique basé sur la séparation spatiale des champs .....	28
1.6.3. Etat de l'art.....	29
1.6.4. Conclusion .....	33
<b>1.7. Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation .....</b>	<b>34</b>

<b>1.8. Techniques de diminution des pertes .....</b>	<b>38</b>
1.8.1. Introduction .....	38
1.8.2. Bibliographie des SIW à air .....	38
1.8.3. Miniaturisation des SIW à air .....	42
<b>1.9. Conclusion .....</b>	<b>44</b>

**CHAPITRE II : GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT A EFFET D'ONDES LENTES EN TECHNOLOGIE MEMBRANE D'ALUMINE POUR LES BANDES MILLIMETRIQUES .....47**

<b>2.1. Introduction.....</b>	<b>47</b>
<b>2.2. Présentation de la technologie .....</b>	<b>48</b>
2.2.1. Etat de l'art.....	48
2.2.2. Présentation de la technologie développée au laboratoire LME .....	50
<b>2.3. Modélisation des nanofils.....</b>	<b>51</b>
<b>2.4. SIW à air et avec un effet d'ondes lentes .....</b>	<b>53</b>
2.4.1. Définition.....	53
2.4.2. Modèle de la constante de propagation .....	54
2.4.3. Expression du facteur d'ondes lentes .....	54
2.4.4. Expression de la largeur effective $W_{eff}$ .....	60
2.4.5. Expression de la fréquence de coupure .....	63
2.4.6. Analyse de l'origine des pertes .....	64
<b>2.5. Conception .....</b>	<b>67</b>
2.5.1. Transitions depuis des lignes d'accès planaires .....	67
2.5.2. Filtres à couplages inductifs .....	73
<b>2.6. Fabrication.....</b>	<b>82</b>
<b>2.7. Mesures et validation des modèles .....</b>	<b>83</b>
2.7.1. Mesures des transitions et extraction des paramètres de propagation .....	83
2.7.2. Mesure des filtres.....	87
<b>2.8. Conclusion et perspectives .....</b>	<b>89</b>

**CHAPITRE III : GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT A ONDES LENTES ET PARTIELLEMENT A AIR.....91**

<b>3.1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>91</b>
<b>3.2.</b>	<b>Présentation du guide d'ondes étudié .....</b>	<b>92</b>
3.2.1.	Topologie.....	92
3.2.2.	Technique d'assemblage.....	93
<b>3.3.</b>	<b>Dimensionnement du guide d'ondes .....</b>	<b>94</b>
3.3.1.	Facteur d'ondes lentes et largeur de guide d'ondes.....	94
3.3.2.	Vias latéraux.....	95
3.3.3.	Vias borgnes.....	95
<b>3.4.</b>	<b>Conception des transitions entre des lignes CPW et le PAFSWSIW .....</b>	<b>104</b>
3.4.1.	Description .....	105
3.4.2.	Résultats de simulation .....	106
3.4.3.	Mesure et extraction des paramètres de propagation .....	107
<b>3.5.</b>	<b>Conception, optimisation et mesure de filtres à iris.....</b>	<b>110</b>
3.5.1.	Présentation des filtres .....	110
3.5.2.	Méthode de synthèse .....	111
3.5.3.	Procédure d'optimisation.....	114
3.5.4.	Résultats de simulation après optimisation .....	123
3.5.5.	Résultats de mesure et comparaison à l'état de l'art .....	125
<b>3.6.</b>	<b>Discussion.....</b>	<b>129</b>
<b>3.7.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>131</b>
<b>CHAPITRE IV : GUIDES D'ONDES INTEGRES AU SUBSTRAT EN TECHNOLOGIE BCB .....</b>		<b>133</b>
<b>4.1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>133</b>
<b>4.2.</b>	<b>Présentation de la technologie BCB sur silicium.....</b>	<b>134</b>
<b>4.3.</b>	<b>Mode de propagation SSPP .....</b>	<b>134</b>
4.3.1.	Présentation.....	134
4.3.2.	Guide plasmonique intégré au substrat.....	138
4.3.3.	Conception de filtres large bande à base de SIW plasmonique .....	146
4.3.4.	Mesures des filtres large bande à base de SIW plasmoniques .....	150
<b>4.4.</b>	<b>Filtres à couplage en iris .....</b>	<b>154</b>
4.4.1.	Présentation.....	154

4.4.2.	Mesures.....	155
<b>4.5.</b>	<b>Retro-simulations .....</b>	<b>158</b>
4.5.1.	Mesures au profilomètre optique.....	159
4.5.2.	Modélisation de la déformation.....	160
4.5.3.	Résultats des retro-simulations.....	161
<b>4.6.</b>	<b>Conclusion et perspectives .....</b>	<b>163</b>
CONCLUSION GENERALE.....		164
REFERENCES .....		169
PUBLICATIONS.....		188
RESUME .....		189
ABSTRACT .....		189
PUBLICATIONS.....		190

# Chapitre 1 : Introduction aux guides d'ondes intégrés au substrat

## 1.1. Introduction à la propagation guidée d'ondes électromagnétiques

Les guides d'ondes permettent de canaliser et de diriger des ondes électromagnétiques depuis un émetteur vers un récepteur dans un milieu diélectrique ou vide délimité par des conducteurs ou des diélectriques choisis. Les parties suivantes forment une courte introduction à la propagation guidée en présentant les principes essentiels.

### 1.1.1. Les équations de Maxwell

Dans le cas de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique homogène, isotrope et non conducteur avec une permittivité  $\varepsilon$  et une perméabilité  $\mu$ , et en l'absence de charges libres ( $\rho = 0$ ) et donc de courants de conduction ( $|\vec{j}| = 0$ ), le comportement des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  et leur interaction sont définis en tout point par les quatre équations de Maxwell ci-dessous [1] :

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} = 0 \quad (1-1) \qquad \operatorname{div} \vec{H} = 0 \quad (1-2)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t} \quad (1-3) \qquad \operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j} + \varepsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} = \varepsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t} \quad (1-4)$$

Le comportement du champ  $\vec{E}$  en fonction des charges libres (ici nulles) est décrit par l'équation de Maxwell-Gauss (1-1). L'équation de Maxwell-Flux (1-2) démontre qu'il n'existe pas de charge magnétique et que par conséquent les lignes de champ magnétique sont obligatoirement fermées. L'équation de Maxwell-Faraday (1-3) indique qu'une variation du champ magnétique  $\vec{H}$  en fonction du temps peut créer un champ  $\vec{E}$ . Enfin, la dernière expression (1-4) de Maxwell-Ampère exprime le fait que le champ magnétique peut être créé soit par une variation de champ électrique soit par un courant électrique. Nous pouvons comprendre avec ces expressions que la propagation d'ondes électromagnétiques est permise par le phénomène d'auto génération du champ électrique par la variation du champ magnétique, et inversement.

### 1.1.2. Propagation guidée d'ondes électromagnétiques

Pour qu'une onde électromagnétique se propage, il faut que les équations de Maxwell précédentes soient vérifiées en tout point du milieu considéré. Pour cela, ces dernières sont utilisées pour obtenir les équations de propagation d'onde électromagnétique, aussi nommées équations d'Helmholtz. Appliquées à la géométrie du milieu de propagation considéré et à un mode de propagation donné, ces équations permettent d'exprimer les composantes vectorielles des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  en tout point du milieu en fonction du temps, de la fréquence et des dimensions du guide d'ondes. Certains paramètres caractérisant le guide d'ondes peuvent ensuite être exprimés, comme la fréquence de coupure  $f_c$ , le paramètre de propagation  $\gamma = \alpha + i\beta$  ou encore l'impédance caractéristique  $Z_c$ .

### 1.1.3. Les modes de propagation

En propagation guidée, nous distinguons plusieurs topologies de champs, ou modes de propagation des ondes électromagnétiques, en fonction de la valeur des composantes axiales des champ électrique et magnétique dans le guide d'ondes. Suivant la géométrie de ce dernier, la propagation exclusive d'un seul mode peut seulement être permise, ou bien la propagation simultanée de plusieurs modes différents est possible. Pour illustrer ces différents cas, prenons l'exemple suivant : supposons une onde électromagnétique se propageant dans un guide d'ondes dans une direction donnée selon l'axe  $z$ . Si la composante longitudinale du champ électrique  $E_z$  et du champ magnétique  $H_z$  est nulle, alors le mode de propagation est dit TEM. Ceci signifie que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires entre eux et perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde. Nous pouvons distinguer deux autres modes, lorsque  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$  ou lorsque  $E_z \neq 0$  et  $H_z = 0$ , respectivement pour le mode TE (ou transverse électrique) et le mode TM (ou transverse magnétique) [1].

Dans les parties suivantes, le guide d'ondes rectangulaire et plusieurs lignes de propagation planaire (les lignes microrubans et les lignes coplanaires) seront présentés avant d'introduire les guides d'ondes étudiés dans le cadre de cette thèse.

## 1.2. Les guides d'ondes rectangulaires

### 1.2.1. Présentation

Les guides d'ondes rectangulaires (RWG pour *Rectangular Waveguide*) permettent la propagation d'une onde électromagnétique à l'intérieur d'une cavité vide ou remplie d'un diélectrique et entourée par un conducteur métallique. Avec les câbles coaxiaux, ils sont historiquement les premiers guides utilisés. Dans ces dispositifs, l'onde est hermétiquement guidée à l'intérieur du tube métallique, ce qui a pour avantage de supprimer tout problème de compatibilité électromagnétique avec les systèmes



## 1.2 : Les guides d'ondes rectangulaires

environnants. Ils sont aussi utilisés pour leurs faibles pertes et pour leur capacité à supporter la transmission de signaux de grande puissance. Néanmoins, étant un tube métallique, ils sont généralement lourds et encombrants, ce qui rend difficile leur intégration dans des cartes électroniques.

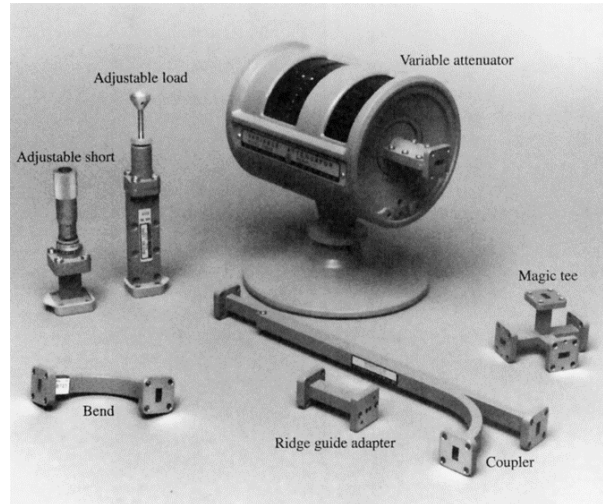


Figure I-1 : Exemple de composants pour la RF à base de guides d'ondes rectangulaires pour une fréquence de fonctionnement centrée sur 3 GHz [2].

### 1.2.2. Principes de fonctionnement

N'étant constitué que d'un seul conducteur, la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides d'ondes rectangulaires est permise seulement pour des modes de propagation TE ou TM et à partir d'une fréquence spécifique appelée fréquence de coupure (noté  $f_c$ ). Ainsi les guides d'ondes rectangulaires ont un comportement de type passe-haut. La fréquence  $f_c$  est exprimée dans l'équation (I-5) ci-dessous pour un mode TE, elle est fonction de la largeur  $W$  et de la hauteur  $h$  du guide d'ondes, comme illustré sur la Figure I-2, et des indices  $m$  et  $n$  du mode de propagation considéré. La constante de phase  $\beta_{TE}$  des modes TE est présentée à la Figure I-2 et son expression est décrite par l'équation (I-6) où  $k$  représente le nombre d'ondes pour une pulsation  $\omega$  et une vitesse de propagation  $c$  données (voir équation (I-7)).  $k_c$  représente le nombre d'ondes de coupure (voir équation (I-8)) [2]. Le paramètre  $\beta_{TE}$  est un nombre réel lorsque  $k^2$  est supérieur à  $k_c^2$ , c'est à dire pour une fréquence supérieure à la fréquence de coupure. Dans le cas contraire, la constante de phase est un imaginaire pur ce qui traduit à ces fréquences le caractère évanescent de l'onde dans le guide.

$$f_{cTEmn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2} \quad (I-5)$$

$$\beta_{TEmn} = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (I-6)$$

### 1.3 : Les lignes de propagation planaires

$$k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \frac{\omega}{c} \quad (1-7)$$

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2} \quad (1-8)$$

Le fonctionnement du mode  $TM$  dans le guide d'ondes rectangulaire est similaire à celui du mode  $TE$  concernant la fréquence de coupure et la constante de phase mis à part le fait que seuls les modes avec des indices  $m$  et  $n$  supérieurs à zéro peuvent se propager. Le premier mode  $TM$  est ainsi le mode  $TM_{11}$ , du fait qu'il y a une composante dans chacune des directions  $x$  et  $y$ .

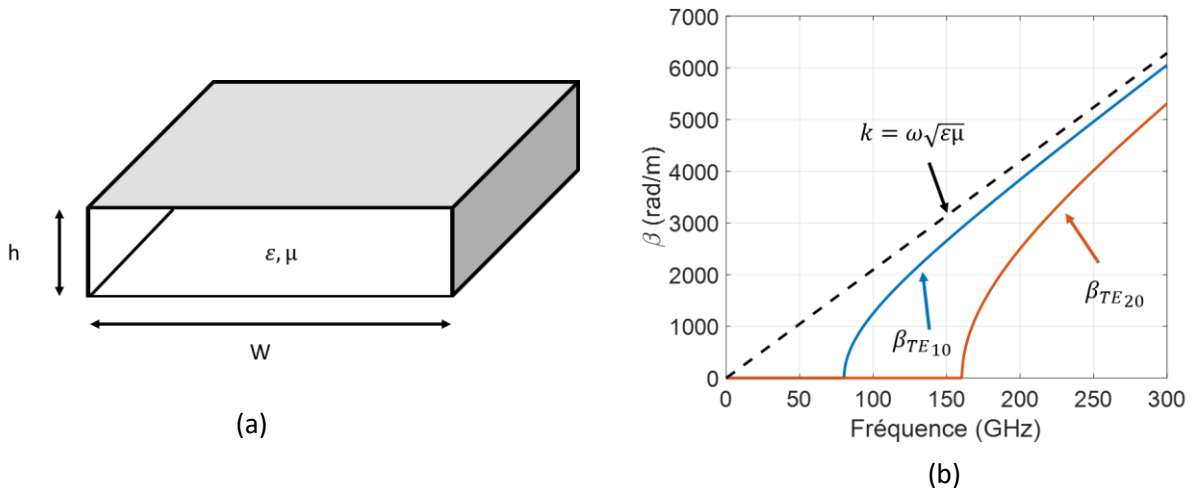


Figure 1-2 : (a) Illustration d'un guide d'ondes rectangulaire, (b) constantes de phase  $\beta$  des deux premiers modes  $TE$  d'un guide d'ondes rectangulaire de largeur  $W = 1.87 \text{ mm}$  et de hauteur  $h = 100 \mu\text{m}$ .

### 1.2.3. Exemples d'applications

Les guides d'ondes rectangulaires sont toujours étudiés aujourd'hui pour les qualités énoncées précédemment, par exemple pour réaliser des fonctions de filtrage [3] ou des coupleurs [4]. Leur utilisation est généralement réservée à des applications nécessitant de transmettre de fortes puissances, ou à très faibles pertes. Récemment, des solutions émergentes d'impression d'objets 3D ont permis de diminuer leurs coûts de fabrication [5], leur poids [6] et d'ajouter de nouvelles libertés de conception [7]. Les performances électriques sont similaires aux structures fabriquées de façon conventionnelles [8],[9], avec des facteurs de qualité souvent très élevés et compris entre 1000 et 12000 [10].

### 1.3. Les lignes de propagation planaires

Les lignes de propagation planaires ont fait leur apparition dans les années 60 avec le développement de l'industrie de l'électronique intégrée. En comparaison des guides d'ondes précédents, ces lignes ont un coût de fabrication et un poids bien plus faible, et permettent une intégration aisée avec des composants actifs à semi-conducteurs comme les diodes et les transistors. Comme présenté à la Figure

## 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

I-3, ces lignes de propagation ne sont généralement pas blindées et peuvent ainsi engendrer des problèmes de compatibilité électromagnétique. De plus, les pertes dans ces lignes sont généralement supérieures à celles des guides d'ondes rectangulaires et ne permettent pas de transmettre de fortes puissances. Par conséquent, leur facteur de qualité est réduit, généralement compris entre 50 et 200 [10]. La Figure I-3 présente la géométrie de la ligne microruban et de la ligne coplanaire (CPW), leur mode de propagation supporté est un mode quasi-TEM en raison de la présence de champ électrique à la fois dans l'air et dans le diélectrique inférieur. L'onde électromagnétique ainsi guidée s'apparente à un mode TEM si certaines conditions sont respectées, notamment, pour la ligne microruban, si l'épaisseur du substrat reste très faible devant la longueur d'onde.

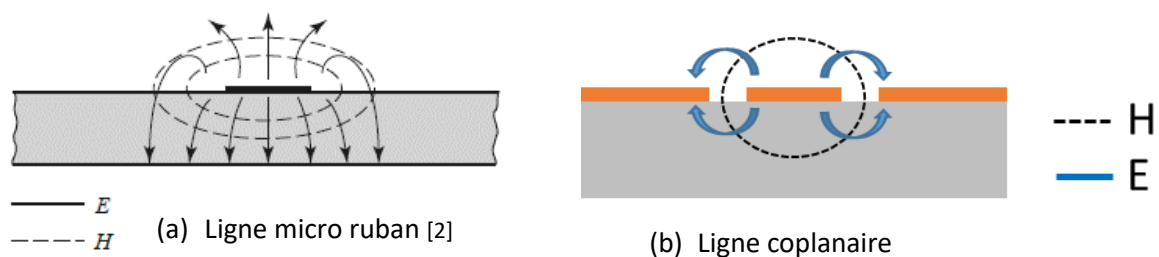


Figure I-3 : Vue schématique des lignes de champ (a) pour une ligne microruban, et (b) pour une ligne coplanaire.

Ces guides d'ondes planaires ont été largement étudiés dans la littérature et des modèles analytiques existent pour le calcul de leurs principales caractéristiques comme l'impédance caractéristique  $Z_c$  et la permittivité effective relative  $\epsilon_{r_{eff}}$  et pour en permettre une utilisation simple pour la conception de circuits radiofréquences. Nous pouvons citer le modèle de E. Hammerstad [11] concernant les lignes microrubans et les suivants concernant les lignes coplanaire avec et sans plan de masse inférieur [12],[13].

### 1.4. Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

#### 1.4.1. Présentation

Les guides d'ondes intégrés au substrat (raccourci par l'acronyme GIS en français mais celui anglais, SIW, est bien plus souvent utilisé ; c'est pourquoi ce dernier sera utilisé dans la suite de cette thèse.) sont des guides d'ondes rectangulaires planaires et conçus autour d'un diélectrique. Les capots supérieur et inférieur sont formés par les couches de métal de part et d'autre du substrat et les murs latéraux par deux rangées de vias métallisés, comme illustré à la Figure I-4. La fabrication de ces guides est donc possible en technologie circuit imprimé [14] ou en technologie intégrée [15].

## 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

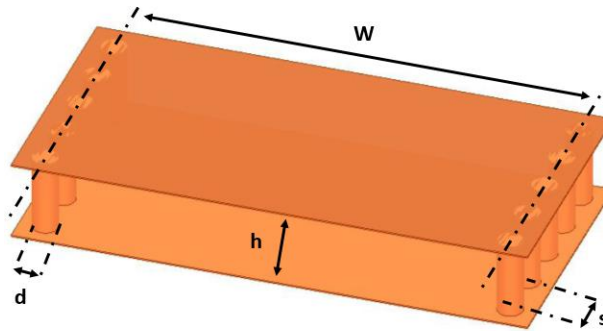


Figure I-4: Vue 3D d'un SIW

Certains avantages des guides d'ondes rectangulaires métalliques sont retrouvés pour les SIW par rapport aux lignes planaires classiques, notamment en termes de blindage électromagnétique et de puissance à transmettre. De plus, la technologie SIW est facilement interfaçable avec les technologies planaires standard au sein d'un même diélectrique dans le cadre par exemple d'un système de télécommunication. Par ailleurs, la facilité de réalisation permet un coût de fabrication faible en comparaison des guides d'ondes rectangulaires non intégrés. Les principales limitations des SIW sont (i) leurs pertes pouvant être relativement élevées suivant la qualité du substrat utilisé, (ii) la taille des vias pouvant devenir non négligeable devant la longueur d'onde en bandes millimétriques, et (iii) les larges dimensions latérales en comparaison aux lignes de propagation planaires classiques (lignes microrubans par exemple). Le facteur de qualité typique de cette structure est compris entre 150 et 1000, ce qui la place entre les lignes planaires et les guides d'ondes rectangulaires métalliques aussi bien en termes de pertes, de taille et de coût de fabrication [10].

### 1.4.2. Origine

Les premières apparitions du concept de guide d'ondes intégré au substrat dans la littérature sont issues du brevet japonais de *H. Furuyama* en 1992 [16] puis du brevet américain daté de 1995 de *Andrew J. Piloto et al.* nommé « Waveguide filters having a layered dielectric structure » [17]. Ce dernier guide d'ondes, présenté sur la Figure I-5 (a), est une structure stratifiée d'une multitude de substrats en céramique de haute constante diélectrique. Cette même technologie, appelée LTCC (pour *Layered Temperature Co-fired Ceramic*), sera utilisée pour l'article de *Uchimura et al* [18] en 1998 dans la réalisation et la caractérisation d'un guide d'ondes stratifié en céramique dont la vue 3D est donnée sur la Figure I-5 (b).

## 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

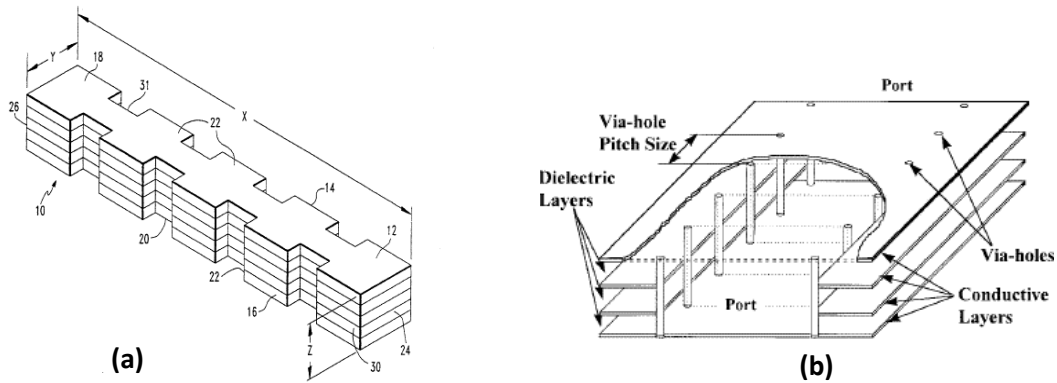


Figure I-5: (a) Guide d'ondes stratifié du brevet américain de 1995 [17], (b) Guide d'ondes stratifié de la publication de Uchimura en 1998 [18].

L'année suivante, le même auteur publiera un réseau d'antennes à 77 GHz [19]. Parallèlement, et dans la même technologie, *J. Gippich et al.* ont publié la réalisation de filtres à base de SIW en bande X incluant une étude de performance de ces guides d'ondes à l'aide d'un simulateur électromagnétique [20]. Les travaux de *D. Deslandes* et *K. Wu* à partir de 2001 [14],[21]–[23] marquent le développement soutenu des SIW avec notamment la réalisation de filtres à fenêtres inductives [14],[24], puis avec l'étude de transitions depuis des lignes planaires de type microrubans [25],[26].

### 1.4.3. Revue de quelques réalisations en technologies PCB : de la RF vers le millimétrique

Depuis, les guides d'ondes intégrés au substrat ont été largement étudiés dans la littérature et de nombreuses fonctions électroniques ont été réalisées. En raison des qualités énoncées précédemment, les SIW permettent en particulier la conception de filtres passe-bande performants à faible coût et facilement intégrables ainsi que d'autres composants planaires. La Figure I-6 (a) illustre une topologie commune de filtre dont les couplages entre résonateurs sont réalisés à l'aide de vias métalliques (*inductive post*) reliant les deux capots du guide [14]. Cette dernière technique de couplage est bien adaptée pour les SIW car des vias métallisés sont déjà utilisés pour former les murs latéraux. Une autre topologie couramment utilisée est aussi à base de couplages inductifs en iris ou à fenêtre inductive dont la disposition des vias forme un mur plus ou moins fermé dans le sens de propagation, comme illustré à la Figure I-6 (b) dans le cas d'un filtre à double bande passante [27]. Ce type de structure avait été initialement utilisé en technologie SIW dans la conception d'un filtre à couplage en ligne en technologie LTCC en 1995 [17]. Par la suite, afin d'améliorer la sélectivité des filtres à base de SIW, des travaux ont été menés pour apporter des zéros de transmission grâce par exemple à l'ajout de couplages électriques à l'aide de coupures dans les capots métalliques [28],[29] ou grâce à des

#### 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

couplages croisés entre résonateurs non adjacents [30],[31],[32], ou encore via l'interaction de plusieurs modes dans des cavités élargies [33],[34],[35].

Des coupleurs directionnels ont également été réalisés, notamment grâce à la topologie de Riblet (*Short-slot coupler*) [36] initialement utilisée en technologie guide d'ondes rectangulaire et adaptée en technologie SIW dans [22]. Une miniaturisation de cette structure a ensuite été proposée, comme présenté à la Figure I-6 (c), en utilisant un effet d'ondes lentes à 11 GHz en technologie PCB [37]. Dans [38], un autre type de coupleur très compact sous forme d'une croix reliant ses 4 accès avait été démontré à 24 GHz. Accorder ces dispositifs est également réalisable grâce à l'ajout de dispositifs piézoélectriques [39]. Ces circuits peuvent être utilisés dans des circuits d'alimentation d'antennes pour l'orientation du faisceau comme dans la matrice de Butler à 60 GHz [40] illustrée à la Figure I-6 (d).

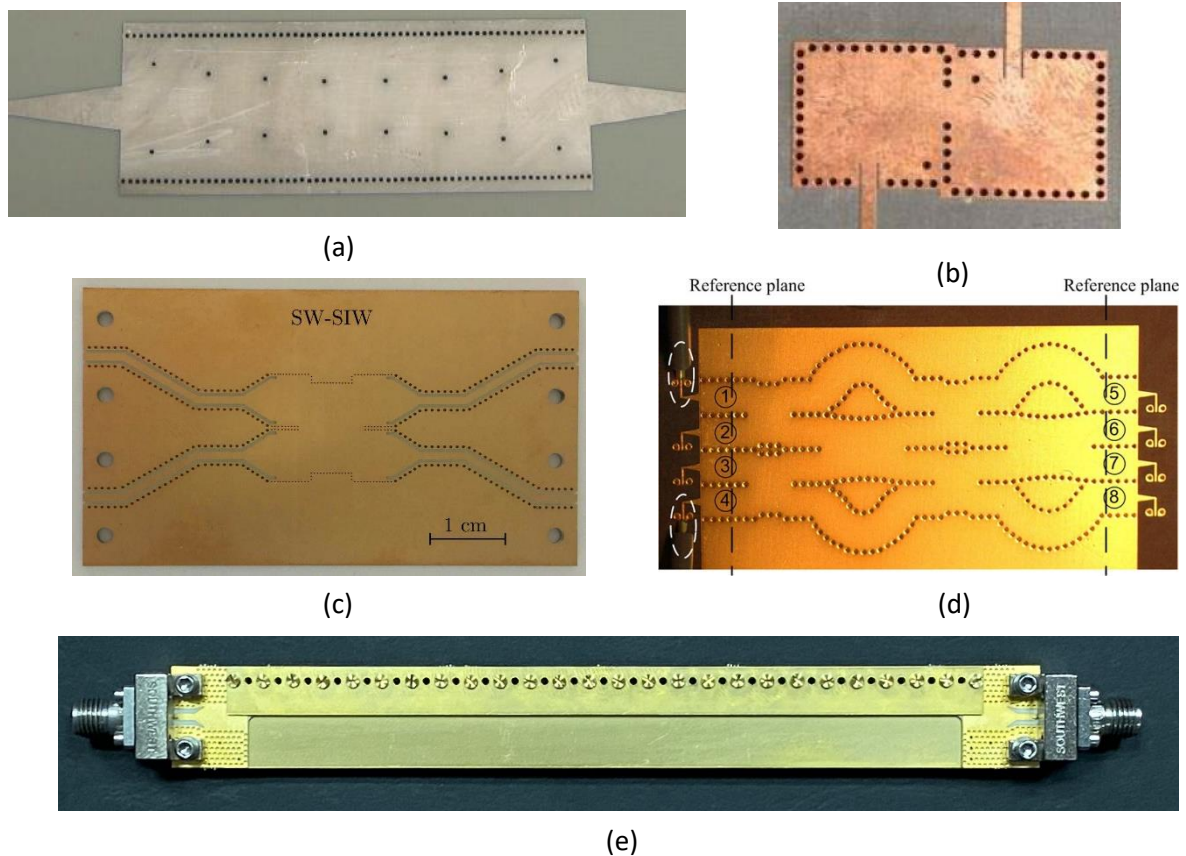


Figure I-6: Exemples de réalisations à base de SIW : (a) filtre symétrique à vias inductifs [41] , (b) filtre à double bande passante [27], (c) coupleur 3 dB à base de SIW à ondes lentes [37], (d) matrice de Butler en technologie PCB à 60 GHz [40] et (e) antenne pour radar automobile à 24 GHz [42].

Par ailleurs, une multitude d'antennes ont été développées en technologie SIW, démontrant de bonnes performances en termes de gain, d'isolation sur le ratio de radiation avant/arrière et sur le niveau de polarisation croisée. Ceci a été étudié par exemple dans cas d'une antenne à fentes en forme de croix [43], mais des conclusions similaires ont été obtenues pour les réalisations suivantes à patch



#### 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

circulaire [44], en cornet diélectrique sur le plan-H [45] ou encore à ondes fuyantes [42] comme présenté à la Figure I-6 (e).

Dans les bandes millimétriques ( $f > 30$  GHz), les SIW en technologie PCB font face à une difficulté de conception accrue à cause de leurs dimensions réduites et des tolérances limitées des techniques de fabrication. Néanmoins différentes références montrent des possibilités de réalisations d'antennes, de filtres et de circuits d'alimentation de type matrice de Butler. Ainsi et comme illustré dans les exemples ci-dessous aux Figure I-7 (a) et (d), des antennes et des réseaux d'antennes à ondes de fuite ont été conçus en technologie PCB autour de 122 GHz [46] ou dans une technologie non conventionnelle sur un diélectrique souple à 79 GHz [47]. Ces antennes peuvent adresser par exemple des applications radar dans l'automobile ou médicales comme pour celle illustrée à la Figure I-7 (b) et utilisée dans la détection de cancer de la peau. Il a aussi été démontré dans le système présenté à la Figure I-7 (c) que la technologie SIW peut être utilisée en bande millimétrique pour la sécurité dans la détection d'armes dissimulées [48]. Enfin, à de plus basses fréquences, des matrices de Butler ont été réalisées en technologie PCB autour de 60 GHz [40] ou 70 GHz [49].

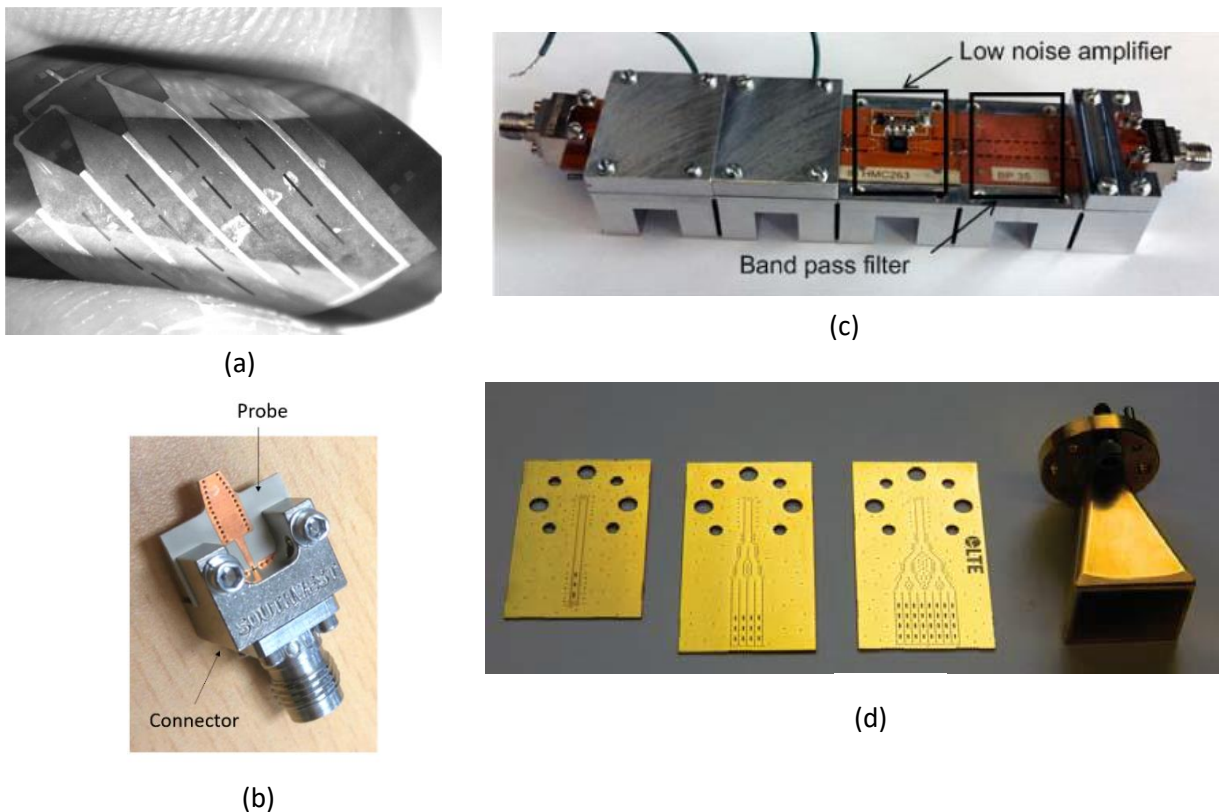


Figure I-7: Guides d'ondes intégrés au substrat en bande millimétrique : (a) réseau d'antennes sur substrat souple à 79 GHz [47] (b) sonde pour la détection de cancer de la peau [50], (c) système imageur à base de SIW [48] et (d) antennes 122 GHz à ondes fuyantes [46].

### 1.4.4. Etat de l'art des SIW : du millimétrique vers le sub-THz

L'intégration des SIW en technologies PCB est difficilement réalisable aux longueurs d'ondes millimétriques et fréquences sub-THz, notamment du fait des précisions de gravure et variations process. Ainsi, outre quelques exemples spécifiques, comme cela a été décrit à la fin de la section précédente, ce sont d'autres technologies qui doivent être considérées. Le Tableau I-1 résume les performances et caractéristiques de SIW en bande millimétrique en utilisant des technologies intégrées ou autres. Le facteur  $\beta/2\alpha$ , classiquement utilisé pour des lignes planaires à mode TEM, a été ajouté dans ce tableau pour faciliter la comparaison de ces guides d'ondes fonctionnant dans différentes bandes de fréquences. Une valeur élevée est recherchée, assurant une faible atténuation de l'onde pour une longueur électrique donnée. Ce paramètre a été calculé, pour les cas où il n'a pas été donné dans les références du Tableau I-1.

Dans les parties suivantes de ce manuscrit de thèse, nous utiliserons également le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  [51] d'un circuit résonant pour comparer différents guides d'ondes. Ce dernier paramètre est une mesure du taux de pertes dans un circuit résonant ; un grand  $Q_u$  signifie que le résonateur présente peu de pertes. Ce facteur de qualité non chargé  $Q_u$  peut être calculé à l'aide de l'équation (I-9) en fonction du ratio  $\beta/2\alpha$ , de la vitesse de phase  $V_p$  et de la vitesse de groupe  $V_g$ . Notons que dans le cas d'une ligne de transmission TEM où les vitesses  $V_p$  et  $V_g$  sont identiques, le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  est égal au ratio  $\beta/2\alpha$ . Dans le cas d'un guide d'ondes rectangulaire, où  $V_p > V_g$ , le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  est supérieur au ratio  $\beta/2\alpha$ . Ainsi, il faut retenir que ce paramètre sous évalue les performances lorsque qu'il est appliqué aux guides d'ondes rectangulaires ou à d'autres canaux de propagation non TEM. Néanmoins, ce ratio  $\beta/2\alpha$  permet, même dans le cas de guides du type guide rectangulaire ou SIW, de comparer les performances des guides entre eux.

Il faut également noter que le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  peut être également estimé en considérant l'équation (I-10) issue de [52] (pour une réponse de filtrage du type Tchebychev) pour quantifier les performances d'un résonateur.

$$Q_u = \frac{V_p}{V_g} \frac{\beta}{2\alpha} \quad (I-9)$$

$$\Delta L = 4.343 \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{FBW Q_{ui}} \text{ dB} \quad (I-10)$$



#### 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

Tableau I-1 : Comparatif des réalisations de SIW en bande millimétrique

	Technologie	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_{c_{10}}$ (GHz)	Bande de fréquence	$\alpha$ (dB/mm)	$\beta/2\alpha$
[15]	IBM CMOS 130 nm	11	560	134	140 – 220 GHz	$\wedge$ 2.35	11
[53]	IBM CMOS 130 nm	15.3	285	175	180 – 220 GHz	$\wedge$ 2.41	14
[54]	Quartz	130	4440	15	18 – 27 GHz	$\wedge$ 0.067	26.4
[55]	Membrane (MnM)	50	1285	45	50 – 75 GHz	*0.5 à 1.1	6 à 26
[55]	Membrane (MnM)	50	860	65	75 – 110 GHz	*0.5 à 0.8	13 à 25
[56]	BCB	30	1550	60	75 – 110 GHz	$\wedge$ 0.39	24
[57]	Film épais (HD1000)	60	898	59	75 – 110 GHz	*0.2 à 0.42	56 à 103
[58]	HR-Si	280	560	70	80 – 105 GHz	*0.12 à 0.2	121 à 203
[59]	IHP HR-Si	70	480	90	110 – 170 GHz	*0.4 à 0.6	68 à 84

\*pour la bande de fréquence donnée,  $\wedge$ en milieu de bande

Il peut être remarqué les performances modérées en termes de pertes dans les réalisations utilisant les procédés de type CMOS: la constante d'atténuation est de 2.35 dB/mm à la fréquence de 180 GHz (pour un guide ayant une fréquence de coupure de 134 GHz) [15] et 2.41 dB/mm à la fréquence de 200 GHz (pour un guide ayant une fréquence de coupure de 175 GHz) [53] avec une topologie repliée en T selon la Figure I-8 (a). Bien que ces SIW soient construits à l'aide de SiO<sub>2</sub> avec une faible tangente de pertes, ils présentent des pertes conductrices importantes dues à un faible rapport hauteur/largeur. De plus, l'empreinte de ces guides d'ondes (une largeur égale respectivement à 560  $\mu\text{m}$  et 285  $\mu\text{m}$ ) peut également constituer un problème dans ce type de technologie coûteuse. Par conséquent, d'autres moyens d'intégrer des guides d'ondes sont développés à ces fréquences, comme la technologie quartz sur laquelle un SIW à 20 GHz et une atténuation de 0.067 dB/mm a été rapporté dans [54], ou encore la technologie à base de membrane d'alumine nanoporeuse d'épaisseur 50  $\mu\text{m}$  (appelée membrane à nanofils métalliques ou MnM) où un SIW présentant une atténuation linéique de 0.5 à 0.8 dB/mm a été fabriqué dans la bande W [55] (voir Figure I-8 (b)). Le dépôt d'un diélectrique adapté sur un substrat hôte est également une solution considérée, comme pour la technologie BenzoCycloButene sur silicium (BCB) ou la technologie à film épais sur substrat d'alumine. La première, dont une vue du SIW est présentée à la Figure I-8 (c), a été démontrée grâce à la réalisation d'un guide d'ondes en bande WR10 avec des pertes égales à 0.39 dB/mm et un facteur  $\beta/2\alpha$  de 27 à 90 GHz [56], la deuxième en bande W avec des pertes comprises entre 0.42 à 0.2 dB/mm entre 75 GHz et 110 GHz [57]. Le silicium à haute résistivité peut également être utilisé, soit à base d'un substrat porteur en quartz pour obtenir de faibles pertes (0.12 à 0.2 dB/mm) entre 80 et 105 GHz grâce à un diélectrique de silicium épais [58], soit à l'aide de vias traversant le substrat pour former les murs latéraux du guide,

#### 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

conduisant à une atténuation d'environ 0.5 dB/mm sur une bande de fréquence comprise entre 110 et 170 GHz [59]. Une vue de dessus de ces deux guides d'ondes est respectivement disponible aux Figure I-8 (d) et (e). Enfin, nous pouvons noter l'étude récente montrant les potentialités, en simulation seulement, de l'utilisation de nanotubes de carbone en bande E [60].

Dans les bandes de fréquences sub-THz, des SIW ont été démontrés en technologie Silicium à l'aide de vias traversant le substrat (d'épaisseur 50  $\mu\text{m}$ ) entre 150 GHz et 300 GHz [61] ou grâce à un substrat micro-usinée (d'épaisseur 150  $\mu\text{m}$ ) entre 220 GHz et 330 GHz [62]. La technologie AsGa a également été démontrée intéressante dans cette bande de fréquence par la réalisation d'un SIW sur un diélectrique de 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et présentant en retro-simulations une atténuation de 0.59 dB/mm entre 242 GHz et 415 GHz [63].

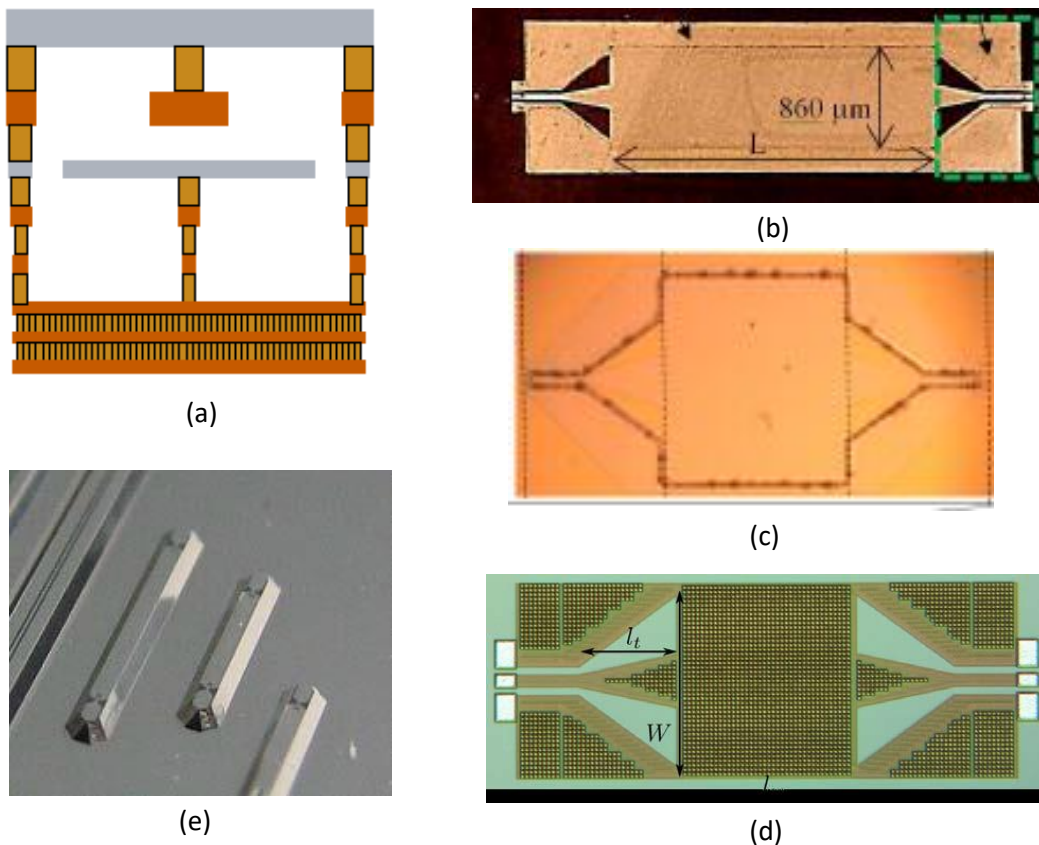


Figure I-8 : Réalisations en bande millimétrique et sub-THz : (a) vue schématique en coupe d'un SIW plié en T en technologie CMOS [53], (b) vue en perspective d'un SIW en membrane nano-poreuse [55], (c) vue de dessus d'un SIW en technologie BCB [56], (d) vue de dessus de SIW en technologie HR-Si de IHP [59] et (e) en technologie HR-Si sur substrat quartz [58].

En bande millimétrique, la réalisation de filtres passe-bande à base de SIW doit prendre en compte des contraintes de fabrication importantes sur la définition des zones de couplages et sur la qualité des diélectriques pour réussir à répondre au gabarit attendu. Néanmoins, comme présenté dans le

#### 1.4 : Les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW)

Tableau I-2, plusieurs technologies ont déjà permis de démontrer la faisabilité de fabrication de filtres dans ces bandes de fréquences. En technologie LTCC, des filtres ont par exemple été démontrés autour de 62 GHz à base de vias inductifs [64], à 140 GHz à base de couplages électriques comme présenté à la Figure I-9 (a) avec un facteur de qualité non chargé de l'ordre de 109 [65], à 150 GHz avec une réponse quasi-elliptique [66], puis à 174 GHz à base de cavités circulaires [67]. La technologie silicium (en tant qu'interposeur, avec une épaisseur de 70  $\mu\text{m}$ ) peut également être utilisée pour la réalisation de filtres en bande millimétrique comme celui présenté à la Figure I-9 (b), à couplages inductifs, avec des facteurs de qualité non chargés de 90 et 140, respectivement à 140 GHz et 280 GHz [68]. Notons également la réalisation d'un filtre autour de 331 GHz à l'aide également de vias traversant le silicium, mais avec une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  [69]. Les Figure I-9 (c) et (d) illustrent des filtres réalisés à l'aide de cavités décalées dans le plan H sur film épais HD1000 d'épaisseur 60  $\mu\text{m}$  [57] ou d'un substrat à faible tangente de perte en AsGa d'épaisseur 70  $\mu\text{m}$  [35] et 100  $\mu\text{m}$  [63]. Les facteurs de qualité non chargés de ces derniers sont respectivement de 107 à 94 GHz, 130 à 92.7 GHz et 63.3 à 328 GHz. Enfin, notons que la technologie MEMS peut également constituer une solution pour concevoir des circuits résonants avec une précision de fabrication suffisante comme le démontre ce filtre à 420 GHz où le facteur de qualité non chargé dépasse 300 grâce à des résonateurs remplis d'air [70].

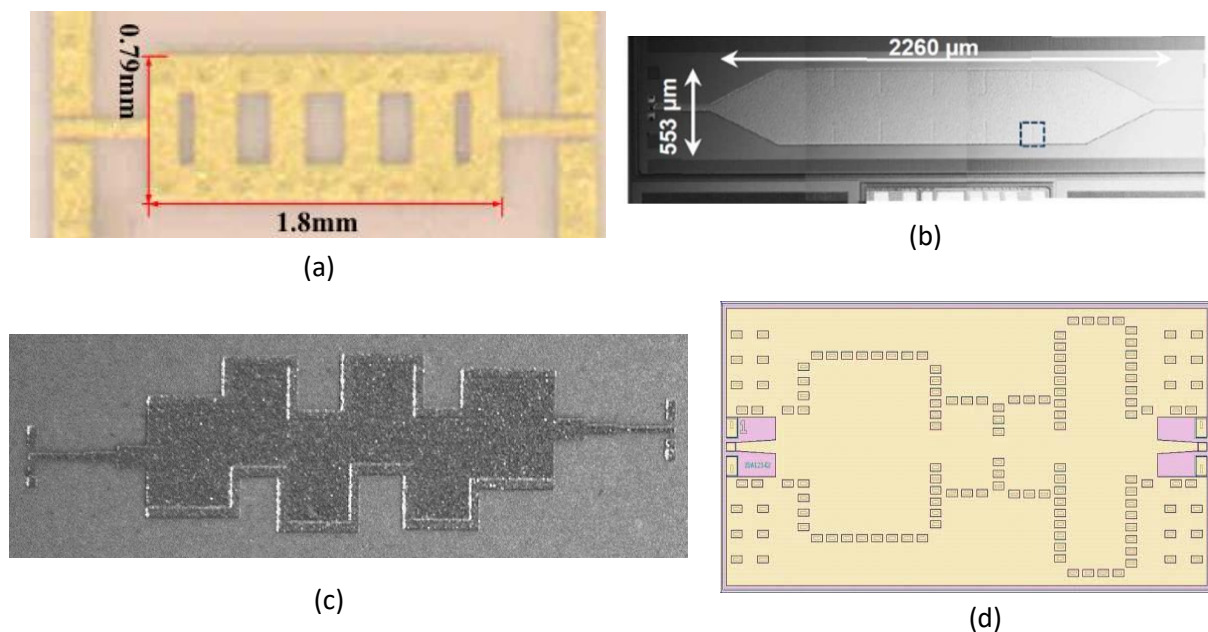


Figure I-9 : Filtres à base de SIW en bande millimétrique : (a) LTCC, (b) en technologie HR-Si de IHP [68], (c) à film épais et à décalage sur plan-H de cavités [57] et (d) en technologie AsGa [35].

Tableau I-2 : Comparaison de filtres à base de SIW en bande millimétrique

Référence	Technologie	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_0$ (GHz)	FBW (%)	$Q_u$	IL/RL (dB)	Pôles	Zéros
[65]	LTCC	193	140	13	*109	1.9 / 11	3	0
[66]	LTCC	291	151.2	1.31	245	8.4 / 15	5	0
[67]	LTCC	376	174	13.8	*120	1.9 / 10	4	1
[71]	BCB	21	60.5	20	*63	2.5 / 15	4	0
[57]	Thick-film	60	94	7.3	*107	3.3 / 15	4	0
[72]	Thick-film	60	180	6.2	*97	5.3 / 15	4	0
[72]	Thick-film	60	180	8	*101	3.2 / 15	4	0
[35]	AsGa	70	92.7	3.5	130	4.3 / 13.5	4	2
[63]	AsGa	100	328	14	63	3.6 / 16.1	4	0
[73]	PCB	508	80	2.5	191	3.9 / 13	5	1
[68]	TSV HR-Silicon	70	140	10	89	3.9 / 18	4	0
[68]	TSV HR-Silicon	70	280	10	139	4.5 / 12	4	0
[69]	TSV HR-Silicon	100	331	15.4	*145	1.5 / 15	5	0
[70]	MEMS	280	420	5.2	*317	1.9 / 22	4	0

\*valeurs estimées avec l'équation (I-10) [52]

#### 1.4.5. Paramètres de propagation des SIW

Les parties suivantes présentent des règles de conception du guide d'ondes intégré au substrat, notamment concernant les rangées de vias latérales, ainsi que des expressions de la fréquence de coupure, de la constante de phase et de la constante d'atténuation.

##### a) Fréquence de coupure

Les rangées latérales de vias métallisés se comportent comme des murs solides pleins à condition de respecter certaines règles de conception pour réduire la perte de puissance par radiation entre ces vias [74]. Ces règles ont été exprimées dans la thèse de D. Deslandes [75] et sont rappelées ci-dessous, où  $\lambda_g$ ,  $d$  et  $s$  correspondent respectivement à la longueur d'onde guidée, au diamètre des vias et à leur espacement centre à centre. Ainsi, d'après l'expression (I-11), plus la fréquence de fonctionnement recherchée est haute, plus l'espacement entre les vias doit être petit pour éviter les fuites de l'onde électromagnétique à travers les murs latéraux. De plus, l'équation (I-12) informe que la période doit être plus grande que le diamètre du vias pour une raison physique, et qu'elle doit être inférieure à 2 fois ce diamètre pour minimiser les pertes par rayonnement [76].

$$0.05\lambda_g < s < \frac{\lambda_g}{4} \quad (I-11)$$

$$d < s < 2d \quad (I-12)$$

De la même manière que pour les guides d'ondes rectangulaires, étant constitués d'un seul conducteur, les guides d'ondes intégrés au substrat n'autorisent pas la propagation d'ondes électromagnétiques suivant un mode  $TEM$ . De même, les modes de propagation  $TM$  ne peuvent pas exister non plus dans le SIW en raison des murs latéraux réalisés à partir de rangées de vias, qui n'autorisent pas la circulation du courant dans le sens longitudinal [74]. Ainsi, seuls les modes  $TE_{n0}$  peuvent se propager dans le SIW. La fréquence de coupure des modes  $TE_{n0}$  est définie suivant l'expression (I-13) avec  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide,  $\epsilon_r$  la constante diélectrique du substrat,  $n$  l'indice du mode,  $W$  la largeur centre à centre des rangées de vias et  $W_{eff}$  la largeur effective du guide d'ondes. Cette dernière valeur permet une correction de la largeur du guide en fonction de la pénétration de l'onde entre les vias. Nous pouvons citer deux expressions empiriques de  $W_{eff}$  utilisant le diamètre des vias et leur espacement. L'équation (I-14) est suffisamment précise si les règles de conception (I-11) et (I-12) sont respectées, c'est-à-dire pour des valeurs de  $d$  et  $s$  petites devant  $\lambda_g$ . Toutefois l'équation (I-15) peut être considérée dans le cas de larges vias, ou de ratios  $d/W$  non négligeables. Enfin, la troisième expression (I-16) développée avec une méthode analytique permet le calcul de  $W_{eff}$  dans une gamme de paramètres  $d$  et  $s$  plus large que pour les expressions (I-14) et (I-15).

$$f_{c_{n0}} = \frac{nc_0}{2W_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I-13)$$

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95s}, \quad [77] \quad (I-14)$$

$$W_{eff} = W - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{W}, \quad [74] \quad (I-15)$$

$$W_{eff} = \frac{W}{\sqrt{1 + \left(\frac{2W-d}{s}\right)\left(\frac{d}{W-d}\right)^2 - \frac{4W}{55^4}\left(\frac{d^2}{W-d}\right)^3}}, \quad [78] \quad (I-16)$$

Il est commun d'utiliser le guide d'ondes rectangulaire dans une bande de fréquence où il n'existe qu'un seul mode de propagation, soit dans la bande de fréquence du premier mode  $TE_{10}$ . La bande passante où il n'existe qu'un seul mode de propagation est appelée bande monomode. Elle est comprise entre  $f_{c_{10}}$  et  $f_{c_{20}}$  dans le cas du mode  $TE_{10}$ , soit entre  $f_{c_{10}}$  et  $2f_{c_{10}}$ . En réalité la zone de fonctionnement est souvent réduite pour être comprise entre  $1.2 f_{c_{10}}$  et  $1.8 f_{c_{10}}$  afin d'éviter les zones de fréquences à forte dispersion où la constante d'atténuation peut être plus élevée en comparaison de sa valeur en milieu de bande autour de  $1.5 f_{c_{10}}$ .

### b) Constante de phase $\beta$

La constante de phase  $\beta$  du guide d'ondes intégré au substrat est identique à celle du guide d'ondes rectangulaire à condition de remplacer dans les équations (I-6) à (I-8) la largeur  $W$  par la largeur effective  $W_{eff}$  précédente.

### c) Constante d'atténuation $\alpha$

Les pertes de puissance dans un circuit RF peuvent être de multiples natures. Nous pouvons citer les pertes conductrices, diélectriques et par rayonnement :

- Les pertes conductrices sont causées par l'échauffement d'un conducteur du fait de la circulation d'un courant électrique. L'importance de ces pertes est fonction de la fréquence, de la conductivité du métal et de sa rugosité.
- Les pertes diélectriques représentent l'énergie dissipée par un diélectrique soumis à un champ électromagnétique. Le taux de dissipation d'un substrat est donné par la tangente de pertes  $\tan \delta$ .
- Enfin les pertes par rayonnement correspondent à la portion de l'onde quittant la propagation guidée pour une propagation en espace libre. Les pertes par rayonnement dans une structure hermétiquement close comme le guide d'ondes rectangulaire sont nulles, mais elles peuvent être non négligeables dans le cas de lignes de propagation ouvertes, comme la ligne microruban, ou dans le cas de SIW avec des murs latéraux ne respectant pas les règles de conception énoncées précédemment.

Dans le cas du guide d'ondes rectangulaire, les pertes conductrices  $\alpha_c$  (I-17) et diélectriques  $\alpha_d$  (I-19) sont exprimées dans la littérature [2] dans le cas d'un substrat homogène de constante diélectrique  $\epsilon_r$ ,

pour le mode de propagation  $TE_{10}$ , avec  $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}}$  et  $k = \omega \sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}$  le nombre d'onde.

$$\alpha_c (Np/m) = \frac{R_s}{W^3 h \beta k \eta} (2h\pi^2 + W^3 k^2) = \frac{2R_s \pi^2}{W^3 \beta k \eta} + \frac{R_s k}{h \beta \eta} \quad (I-17)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (I-18) \quad \alpha_d (Np/m) = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad (I-19)$$

L'expression (I-19) montre que les pertes diélectriques sont d'autant plus faibles que le carré du nombre d'ondes  $k$  et le facteur de dissipation  $\tan \delta$  sont faibles, et que la constante de phase  $\beta$  augmente. D'après le développement limité de  $k/\beta$  (I-20), ce ratio tend vers 1 lorsque la fréquence est grande devant la fréquence de coupure, soit lorsque  $k \gg k_c$ . En première approximation, l'expression (I-19) peut être simplifiée pour obtenir l'équation (I-21) avec une erreur de 33 % à 1.5 fois

la fréquence de coupure et inférieure à 15 % à partir de 2 fois celle-ci. Même si l'erreur commise reste importante avec cette simplification, cette approximation permet d'indiquer que les pertes diélectriques sont proportionnelles à la tangente de pertes et environ proportionnelles à  $k$  donc à la racine carrée de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du substrat, et à la pulsation  $\omega$ .

$$\frac{k}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{k_c^2}{k^2}}} = \left(1 + \frac{1}{2} \frac{k_c^2}{k^2} + o(x^2)\right) \text{ où } x = \frac{k_c}{k} \quad (I-20)$$

$$\alpha_d (Np/m) \approx \frac{k \tan \delta}{2} \quad (I-21)$$

$$\alpha_c (Np/m) \approx \frac{R_s \sqrt{\epsilon_r}}{h 377} \quad (I-22)$$

De la même manière, à l'aide de (I-20), l'expression (I-17) des pertes conductrices peut être réduite à l'équation (I-22) dans la même hypothèse où la constante de phase  $\beta$  est proche du nombre d'ondes  $k$  pour une pulsation bien supérieure à la pulsation de coupure du guide d'ondes. Dans ce cas, le premier terme de l'expression (I-17) est négligeable devant le deuxième car il diminue rapidement avec le carré de la fréquence. Ainsi d'après (I-22) nous pouvons voir que  $\alpha_c$  augmente suivant la racine de la fréquence et de la constante diélectrique, et qu'elle est inversement proportionnelle à la hauteur  $h$  du guide d'ondes et à la racine de la conductivité des métaux  $\sigma$ . Ainsi, idéalement et d'après l'expression de  $f_{c_{nm}}$ , placer la fréquence de coupure du mode  $TE_{01}$  à la fin de la bande monomode  $TE_{10}$ , c'est-à-dire à  $2f_{c_{10}}$ , permettrait de minimiser les pertes conductrices sans affecter la bande passante monomode du guide d'ondes. Ainsi, un ratio  $h/W$  égal à 0.5 est dans la mesure du possible recherché.

Cette analyse permet de comprendre le comportement global des pertes dans un guide d'ondes rectangulaire. Pour les SIW il faut ajouter à cela les pertes par rayonnement à travers les rangées de vias latéraux, celles-ci étant négligeables dans le cas d'une conception correcte de ces dernières.

## 1.5. Techniques de miniaturisation transversale

Nous avons vu qu'une des limitations à l'utilisation de SIW est sa taille pouvant être importante en comparaison d'autre type de lignes de propagation. De nombreuses techniques ont été développées et d'autres sont encore à l'étude concernant la miniaturisation des SIW. Une première solution consiste à utiliser des diélectriques de constantes  $\epsilon_r$  élevées comme par exemple des substrats en céramique. Des réalisations de filtres à base de SIW sur de tels diélectriques ont montré une possibilité de miniaturisation grâce à des permittivités relatives égales à 90 et 68.7 en bande C [79],[80], X [81] et

où les pertes d'insertion (et les bandes passantes relatives) sont reportées égales respectivement à 2.6 dB (7.2 %) 1.26 dB (38 %) et 3.9 dB (5 %). Toutefois, ces matériaux ne sont pas communs et leur utilisation n'est pas toujours compatible avec l'objectif bas coût des SIW et l'intégration de ces structures au sein de systèmes développés en technologie circuits imprimés standard à plus faible permittivité. Cette technique reste toutefois intéressante pour des applications spécifiques comme le cas de circuits destinés au domaine spatial. Ainsi, d'autres techniques pour diminuer les dimensions latérales et longitudinales du SIW tout en gardant la même fréquence de coupure ont été développées, certaines sont basées sur des travaux de guides d'ondes rectangulaires. Les parties suivantes listent et présentent ces différentes techniques qui ont été regroupées en deux grandes parties. Une première présente les méthodes permettant une miniaturisation latérale et une deuxième regroupe les méthodes à effets d'ondes lentes permettant une miniaturisation latérale et/ou longitudinale.

### 1.5.1. Guide d'ondes de type *ridge waveguide*

Une première technique utilisée pour miniaturiser un guide d'ondes rectangulaire consiste à rétrécir la hauteur du guide dans la partie centrale afin d'obtenir une arête métallique centrale. Les guides résultat de cette technique sont appelés *ridge* (voir Figure I-10 (a)). La première analyse en 1947 de cette structure en guide rectangulaire [82] avait montré une diminution possible de la fréquence de coupure du premier mode  $TE_{10}$  de 60 % pour des dimensions données et une largeur de bande passante monomode améliorée. Cette technique peut être également utilisée à des fins d'adaptation d'impédance en réalisant une variation progressive du rebord [2]. Nous pouvons noter son utilisation dans un coupleur dès 1962 [83], dans l'excitation d'un réseau d'antennes en 1988 [84] et d'un filtre en 1990 [85]. Un des inconvénients de cette technique est qu'elle diminue la capacité de transport de puissance.

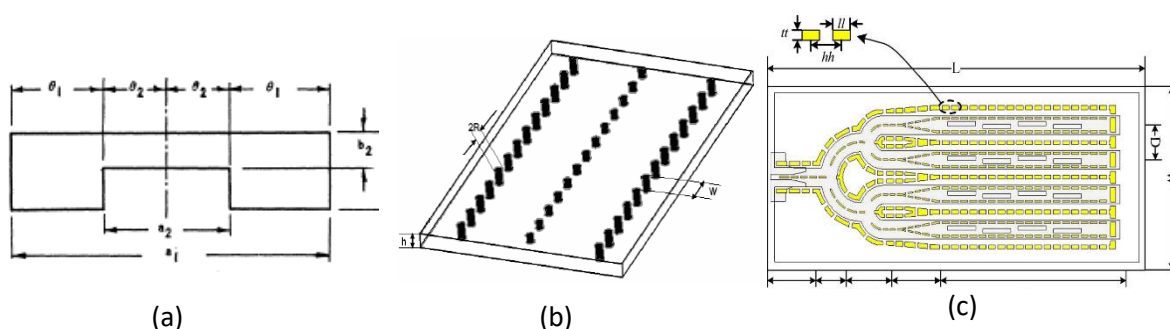


Figure I-10 : SIW à arête métallique centrale : (a) R-RWG (Ridge rectangular waveguide) [82], (b) Ridge SIW en technologie PCB (R-SIW) [86] et (c) Réseau d'antennes compact [87].

Depuis, cette technique a été appliquée aux SIW. Ainsi en 1998, un filtre *Ridge Substrate Integrated Waveguide* (R-SIW) en technologie LTCC a été réalisé, démontrant une diminution de la surface du circuit dans un facteur 4 pour des pertes d'insertion similaires à même largeur de bande passante [88].



Cette méthode a été adaptée en technologie PCB dans l'étude suivante [86] grâce à une rangée de vias borgnes centrée au milieu du guide (voir Figure I-10 (b)), une expression de la constante de phase a été proposée, et une amélioration de la largeur de bande passante monomode de 37 % est rapportée par calcul. Cette étude a été vérifiée en mesure et les résultats montrent une largeur de bande monomode relative  $2(f_{c_{20}} - f_{c_{10}})/(f_{c_{20}} + f_{c_{10}})$  de 114 % (contre 66 % pour les SIW classique) et une diminution de la largeur du guide par 2 [89]. De plus, cette dernière étude a montré que la rangée centrale de vias peut engendrer une bande interdite dans le diagramme de dispersion, cela peut par conséquent diminuer la largeur de la bande passante du premier mode de propagation. Il peut être observé que cet effet apparaît lorsque l'espacement entre les vias borgnes, appelé aussi période si l'on note que cette structure est répétée de façon périodique, devient égal à une demi longueur d'onde. La solution proposée dans cet article afin d'éviter la création de bande interdite est d'ajouter une ligne métallique reliant le sommet des vias au centre du guide d'onde, le diagramme de dispersion ne présente plus de zone interdite et la largeur de bande passante monomode est maximisée. Par la suite d'autres travaux ont été menés pour améliorer ces résultats. La largeur de bande peut être améliorée jusqu'à 124 % en perforant d'air les bords du substrat [90] ou jusqu'à 131 % en utilisant une technologie de substrat multicouches [91]. L'utilisation de cette topologie a été étendue à diverses fonctions électriques, comme des coupleurs en anneau dont un à double bande de fonctionnement [92] et un autre dont la réduction de taille atteint 91 % en comparaison de SIW classiques, à l'aide de structures périodiques gravées sur le capot supérieure [93]. D'autres circuits ont également été démontrés tels que des diviseurs de puissance à deux [94] ou huit [95] voies avec une large bande passante égale respectivement à 75 % et 65 %, ou encore des filtres passe-bande en gravant des résonateurs sur la surface métallique du *ridge* [96] ou en utilisant les géométries de ce dernier pour créer un zéro de transmission [97]. Les mesures de ces derniers filtres indiquent des pertes d'insertion égales à 2.4 dB et 1.03 dB pour 8.2 % et 48 % de bande passante relative. Enfin des réalisations de réseaux d'antennes ont aussi bénéficié de cette technique pour augmenter leur compacité et leur bande passante, dont par exemple la réalisation [98] présentée à la Figure I-10 (c) dont la bande passante mesurée est égale à 8.8 % autour de 26 GHz avec un gain de 14.5 dBi et une largeur totale réduite de 80 %.

### 1.5.2. Guide d'ondes replié

Une deuxième méthode de miniaturisation consiste à replier le guide d'ondes sur lui-même, la longueur latérale  $L$  (voir la Figure I-11 (a)) est toujours égale à  $\lambda/2$  à la fréquence de coupure mais la place occupée latéralement est diminuée autant de fois que de pliages réalisés. En pratique, seulement 2 ou 4 pliages sont au maximum réalisés car l'ajout de conducteurs dans le guide d'ondes augmente les pertes conductrices [99]. Cette méthode a été présentée analytiquement la première fois dans

[100] mais la première application d'un guide d'ondes rectangulaire replié semble dater de 1986 pour un coupleur à très haute puissance [101]. La Figure I-11 (b) représente une des formes de guides d'ondes pliés, en forme de T [102], permettant une diminution de la fréquence de coupure  $TE_{10}$  mais aussi une amélioration de la bande passante monomode [103]. Une autre forme est couramment utilisée, nommée de type-C [100]. Celle-ci est composée de cloisons de métal interposées dans la hauteur du guide d'ondes.

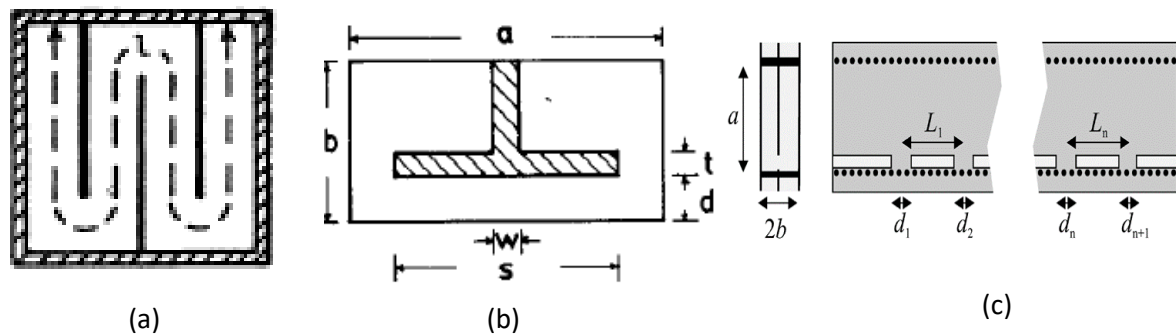


Figure I-11 : SIW repliés : (a) guide d'ondes replié (F-RWG) de type C [100], (b) guide d'ondes replié de type T (FT-RWG) [102], (c) filtre compact à SIW replié (F-SIW) [104].

Les guides d'ondes repliés de type T et intégrés au substrat ont été introduits en 2004 en technologie PCB. Ils permettent de réduire la largeur de 50 % par rapport à un SIW classique [105]. Nous pouvons noter l'année suivante en 2005, la réalisation d'une d'antenne à fente longitudinale [106] de type T et d'un filtre passe-bande plié de type-C [107]. Cette même topologie est présentée à la Figure I-11 (c), les couplages inductifs étant réalisés à l'aide de sections à propagation évanescente en refermant le pliage. Notons que l'avantage de ce type de pliage en comparaison des pliages de type T est l'absence de vias métalliques au centre du guide d'ondes, ce qui peut simplifier la fabrication. De la même façon que pour les guides rectangulaires, le nombre de pliages en SIW peut être augmenté pour diminuer d'autant la largeur du guide. Ceci a été démontré avec la réalisation en technologie PCB d'un guide plié 4 fois ; la miniaturisation obtenue a atteint près de 85 %, avec une largeur de bande relative monomode améliorée, égale à 125 % [108]. Une équivalence entre SIW classiques et SIW repliés peut-être trouvée avec un choix particulier des dimensions de l'ouverture dans la couche métallique interne dans [109]. Dans le cas de la réalisation d'un filtre, cette équivalence simplifie le placement des vias inductifs pour le couplage des résonateurs. Par la suite, plusieurs réalisations ont démontré la viabilité de cette technique pour la miniaturisation de filtres passe bande, dont notamment un filtre à base de fentes transversales à large bande de réjection [110] et un filtre à 3 résonateurs utilisant un pliage innovant permettant de réduire les dimensions par un facteur 10 [111]. Pour ces deux circuits nous pouvons noter des pertes d'insertion égales respectivement à 1.5 dB à 5.65 GHz pour 15% de bande passante relative et 2.9 dB à 5.36 GHz pour 9.3 % de bande passante relative. Cette technique de

miniaturisation a également été appliquée à la conception de coupleurs 3 dB, dont deux premiers en utilisant le pliage de type T [112] avec des transmissions égales à  $-4.34 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$  entre 9.4 GHz et 10.4 GHz et  $4.58 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$  entre 9.2 GHz et 11 GHz pour une ou deux fentes de couplage, et un autre en anneau [113] qui présente des pertes d'insertion égales à  $4.8 \pm 0.1 \text{ dB}$  autour de 28 GHz. Les paramètres de propagation ainsi que les expressions permettant de dimensionner ce guide d'ondes ont d'abord été exprimées et vérifiées expérimentalement en 2007 [114], puis, en 2015, sans paramètres empiriques à l'aide d'une méthode de résolution numérique [115].

### 1.5.3. Guide d'ondes à mode partiel

Une autre technique de miniaturisation des SIW consiste à considérer le guide d'ondes à mode partiel, en demi-mode (*half mode SIW* ou HMSIW), quart de mode (*Quarter mode SIW* ou QMSIW) notamment.

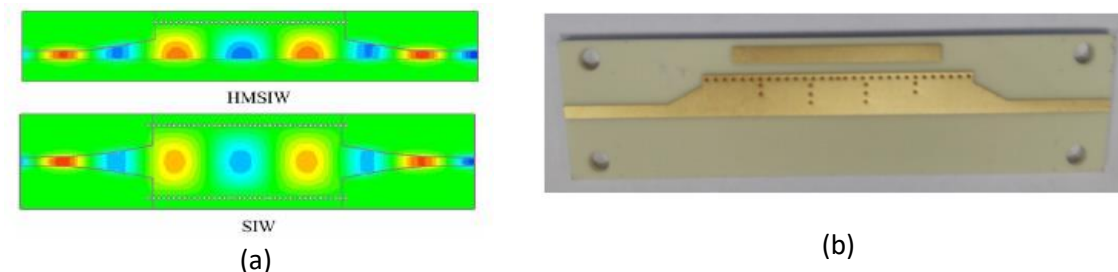


Figure I-12 : SIW à mode partiel : (a) champ électrique dans un guide d'ondes à demi mode (HMSIW) et classique (SIW) [116], (b) ) filtre compact à base de SIW à ondes lentes en demi-mode (HM-SWSIW) [117]

Le principe est le suivant : dans le cas d'une propagation selon un mode  $TE_{10}$ , un plan de symétrie magnétique des champs électromagnétiques existe dans le sens de propagation. Ainsi, au centre du guide d'ondes, le champ électrique est tangentiel et le champ magnétique est perpendiculaire à ce plan de symétrie. Ce plan peut alors être remplacé par un circuit ouvert sans modifier le comportement des champs EM dans le guide d'ondes, et ainsi diminuer de moitié la dimension latérale (voir Figure I-12 (a) et (b)). Cette topologie est bien adaptée au SIW car son ratio largeur sur hauteur est souvent grand, ce qui permet de diminuer le taux de champ sortant par le côté ouvert. Son fonctionnement a été validé en 2006 [116], puis ses paramètres de propagation et son équivalence avec les SIW classiques ont été mis en équation en 2009 [118]. Dans cette dernière étude, la constante d'atténuation de guides demi-mode est comparée à celle d'un SIW classique de même fréquence de coupure. Les résultats indiquent une atténuation identique sur une large bande de fréquence, mais avec la présence d'une zone à forte pertes par radiation proche de la fréquence de coupure. Outre la réalisation d'antennes, comme par exemple dans [119], des filtres ont permis de valider la faisabilité de cette technique de miniaturisation (réduction de moitié de la surface du circuit) tout en améliorant

la largeur de bande atténuée par la suppression de modes impaires d'ordre supérieur [120],[121]. De plus, le côté ouvert du SIW demi-mode a été exploité pour créer des filtres accordables à l'aide de cavités triangulaires couplées par des vias pouvant être commutés [122] ou grâce à un chargement des résonateurs par des capacités variables [123]. Dans ce dernier cas, un accord de la fréquence centrale de 32.7 % autour de 4.52 GHz a été obtenu. Cette technique est également propice à la réalisation d'antennes à ondes de fuites, avec un gain égal à 11.6 dB à 28 GHz dans [124] et 11 dB à 11 GHz dans [125]. Enfin, cette technique de guide d'ondes à mode partiel peut être étendue aux guides d'ondes à quart de mode [126], à huitième de mode [127],[128], à seizième de mode [129] ou encore à trente-deuxième de mode [130] pour la miniaturisation de résonateurs des filtres passe-bande.

### 1.5.4. Intégration verticale

L'espace vertical peut être utilisé pour intégrer des fonctionnalités et permettre de diminuer la surface occupée par des circuits réalisés à base de SIW. De par sa constitution, la technologie LTCC, vue précédemment dans la partie 1.4.2, est un bon candidat pour la conception de tels circuits, comme illustré par exemple dans [131] pour la réalisation d'un filtre compact à 28 GHz sur 4 couches de substrat avec 4 pôles et 4 zéros, [132] pour un filtre du 3<sup>ème</sup> ordre à 35.8 GHz 3 couches de substrat avec 1 zéro de transmission. Cette technique a également été considérée à de plus hautes fréquences autour de 60 GHz sur un filtre du 5<sup>ème</sup> ordre avec 6.6 % de bande passante relative et des pertes d'insertion de 2.1 dB [133, p. 20]. Ici encore, les techniques de miniaturisation précédentes peuvent être utilisées conjointement avec une intégration verticale, ainsi démontré par cette réalisation de filtre double bande autour de 8 GHz et 11 GHz à l'aide de résonateurs à 8<sup>ème</sup> de mode [134] et également par ce filtre Tchebychev du 3<sup>ème</sup> ordre à double pliage dont les dimensions ont été réduites de 88 % par rapport à un filtre planaire classique [135].

Néanmoins ce type de structure 3D n'est pas réservé aux guides en technologie LTCC. Ainsi des dispositifs en circuit imprimé multicouches sur substrat à faibles pertes ont été réalisés avec succès comme ce filtre de type elliptique sur deux couches de substrat avec 4 pôles et 2 zéros de transmission [136] ou le suivant sur 3 couches avec 2 pôles et 1 zéro de transmission à 35 GHz [137]. Ce type de structure verticale a également été utilisée pour implémenter des fonctions de filtrage intéressantes comme sur ce filtre compact à large bande atténuée avec une suppression de la résonance du premier harmonique dans un filtre à 2 résonateurs [138], sur ce filtre passe-bande autour de 12 GHz à sorties symétriques [139] ou également dans cette réalisation de filtre sur 2 substrats avec 2 zéros de transmission et proposant une suppression du mode commun [140].

Enfin, cette technique d'intégration verticale n'est pas exclusive aux filtres et peut également être employée pour intégrer des dispositifs accordables dans le cas suivant d'un déphaseur variable [141], des éléments rayonnants pour la réalisation d'un réseau d'antennes patch [142] ou pour la conception de diviseurs de puissance dans le plan E à 2 et 4 voies [143].

### 1.5.5. Combinaison de techniques

Les méthodes précédentes peuvent être combinées pour réaliser des circuits très compacts. En effet, les réalisations suivantes, un coupleur dont les dimensions ont été réduites de 75 % [144] et des filtres à large bande atténuée [145] et à bande étroite [146], ont bénéficié conjointement des techniques demi-mode et du pliage de type C et T. De plus, les techniques de miniaturisation demi-mode et *ridge* peuvent également être combinées non seulement pour améliorer la compacité, mais aussi la bande-passante en supprimant les modes d'ordre supérieur comme le démontre ces réalisations de filtres à large bande passante [97],[147]. La technique de pliage a été ajoutée aux réalisations précédentes pour améliorer davantage la compacité de ces filtres et une miniaturisation supplémentaire de 25.2 % a été obtenue par rapport aux guides précédents [148]. De la même manière, la réalisation suivante a montré avec cette topologie (alias RHMFSIW) une miniaturisation de 51 % de la largeur par rapport aux guides demi-mode repliés et une largeur de bande passante relative monomode égale à 150 % [149].

## 1.6. Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

Les parties suivantes présentent les SIW miniaturisés grâce à un effet d'ondes lentes. De la même manière que pour les méthodes précédentes, cette technique permet de diminuer la largeur du guide d'ondes pour une même fréquence de coupure par rapport à un guide sans effet d'ondes lentes. Mais l'avantage de cette technique de miniaturisation est de permettre aussi une réduction dans le sens longitudinal grâce au ralentissement de la vitesse de propagation de l'onde.

### 1.6.1. Principe

L'effet d'ondes lentes est le phénomène de diminution de la vitesse de phase  $v_p$  d'une onde électromagnétique dans une structure guidée par rapport à une structure de référence sans effet d'ondes lentes. La vitesse  $v_p$  étant inversement proportionnelle à la constante de phase  $\beta$  selon l'expression (I-23), il s'agit ici d'augmenter  $\beta$  par des structures spécifiques agissant sur la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et/ou sur la perméabilité effective  $\mu_{eff}$  du milieu.

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (I-23)$$

Dans le cas de circuits à ondes lentes, nous pouvons définir sa permittivité effective  $\varepsilon_{eff}$  en fonction de la constante diélectrique du milieu  $\varepsilon_r$  et d'un facteur d'ondes lentes  $SWF > 1$  selon l'expression (I-24) :

$$\varepsilon_{reff} = \varepsilon_r SWF^2 \quad (I-24)$$

Ce dernier facteur permet de quantifier la diminution de vitesse de phase  $v_p$  par rapport à une référence sans effet d'ondes lentes idéalement dans le même milieu. Ainsi, sa valeur est indépendante de la constante diélectrique du milieu et elle est fonction des structures utilisées pour réaliser l'effet considéré. Il peut être calculé selon l'expression (I-25) en réalisant le ratio des vitesses de phase ou des constantes de phase avec le circuit de référence.

$$SWF = \frac{v_{p_{ref}}}{v_p} = \frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}} \quad (I-25)$$

Toutefois, dans le cas de modes de propagation non TEM où la fréquence de coupure basse est non nulle, ce calcul du  $SWF$  doit être réalisé avec précaution, en se plaçant dans le cas où les fréquences de coupure des deux guides d'ondes sont identiques ( $f_{c_{sw}} = f_{c_{ref}}$ ). En se basant sur les équations (I-6) et (I-8), définissons les constantes de phase pour le guide d'ondes de références  $\beta_{ref}$  et pour celui avec un effet d'ondes lentes  $\beta_{sw}$  par les expressions (I-26) et (I-27)(I-28). Les largeurs des deux guides d'ondes ont été différenciées par les grandeurs,  $W_{ref}$  et  $W_{sw}$ . Concernant la miniaturisation deux variables différentes ont été définies, soit pour modéliser une miniaturisation longitudinale avec le paramètre  $\tau_z$ , soit pour modéliser la miniaturisation latérale avec le paramètre  $\tau_y$ . La première variable augmente seulement la pente de la constante de phase tandis que la deuxième entraîne une diminution de la fréquence de coupure.

$$\beta_{sw} = \tau_z \cdot \sqrt{k^2 - \frac{k_{c_{sw}}^2}{\tau_y^2}} \quad (I-26)$$

$$\beta_{ref} = \sqrt{k^2 - k_{c_{ref}}^2} \quad (I-27)$$

$$\text{Avec } k_{c_{sw}} = \frac{\pi}{W_{sw}} \text{ et } k_{c_{ref}} = \frac{\pi}{W_{ref}} \quad (I-28)$$

## 1.6 : Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

Dans ce cas, l'expression (I-25) associée aux expressions des constantes de phase (I-26)(I-27) permet d'écrire l'équation (I-29) :

$$SWF = \frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}} = \frac{\tau_z}{\tau_y} \cdot \sqrt{\frac{\tau_y^2 k^2 - k_{c_{sw}}^2}{k^2 - k_{c_{ref}}^2}} \quad (I-29)$$

- Cas 1 : structure à miniaturisation longitudinale  $\tau_z > 1$  et latérale  $\tau_y > 1$ .

La constante de phase est illustrée sur la Figure I-13 en comparaison avec celle du guide de référence.

Les guides ont une largeur différente mais une même fréquence de coupure, par conséquent  $\frac{k_{c_{sw}}}{\tau_y} = k_{c_{ref}}$ . La constante de phase  $\beta_{sw}$  est réécrite dans l'équation (I-30) et les facteurs  $\tau_z$  et  $\tau_y$  sont exprimés dans (I-31) et (I-32).

$$\beta_{sw} = \tau_z \cdot \sqrt{k^2 - k_{c_{ref}}^2} = \tau_z \cdot \beta_{ref} \quad (I-30)$$

$$SWF = \tau_z = \frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}} \quad (I-31)$$

$$\tau_y = \frac{W_{ref}}{W_{sw}} \quad (I-32)$$

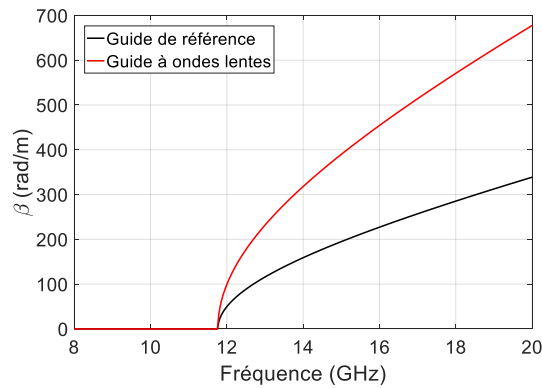


Figure I-13 : Pour  $W_{sw} = W_{ref}/\tau_y = 6.375 \text{ mm}$ ,  $W_{ref} = 12.75 \text{ mm}$ ,  $\tau_y = \tau_z = 2$ .

La plupart des guides à ondes lentes tels que [150],[151] correspondent à ce premier cas.

- Cas 2 : structure à miniaturisation longitudinale uniquement  $\tau_z > 1$  et  $\tau_y = 1$ .

## 1.6 : Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

La constante de phase est illustrée sur la Figure I-14 en comparaison avec celle du guide de référence. Les guides ont une largeur identique pour que  $f_{c_{sw}} = f_{c_{ref}}$ , ainsi  $k_{c_{sw}} = k_{c_{ref}}$ . La constante  $\beta_{sw}$  de l'équation (I-33) mène au  $\tau_z$  exprimé dans (I-34).

$$\beta_{sw} = \tau_z \cdot \sqrt{k^2 - k_{c_{ref}}^2} \quad (I-33)$$

$$SWF = \tau_z = \frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}} \quad (I-34)$$

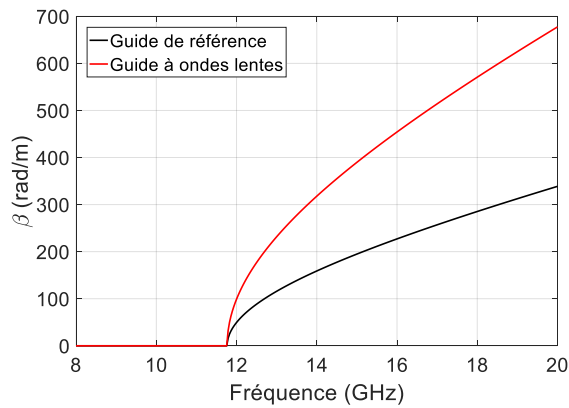


Figure I-14 : Pour  $W_{sw} = 12.75 \text{ mm}$ ,  $W_{ref} = 12.75 \text{ mm}$ ,  $\tau_y = 1$ ,  $\tau_z = 2$

Ce cas correspond à des guides de type SSPP [152].

- Cas 3 : structure à miniaturisation latérale uniquement  $\tau_z = 1$  et  $\tau_y > 1$ .

La constante de phase est illustrée sur la Figure I-15 en comparaison avec celle du guide de référence. Les guides ont une largeur identique pour que  $f_{c_{sw}} = f_{c_{ref}}$ , ainsi  $\frac{k_{c_{sw}}}{\tau_y} = k_{c_{ref}}$ . Il peut être remarqué dans l'équation (I-35) que les constantes de phase des deux guides sont identiques, ainsi la miniaturisation latérale est simplement calculée par le ratio des largeurs (I-37).

$$\beta_{sw} = \sqrt{k^2 - k_{c_{ref}}^2} = \beta_{ref} \quad (I-35)$$

$$\tau_z = 1 \quad (I-36)$$

$$\tau_y = \frac{W_{ref}}{W_{sw}} \quad (I-37)$$



## 1.6 : Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

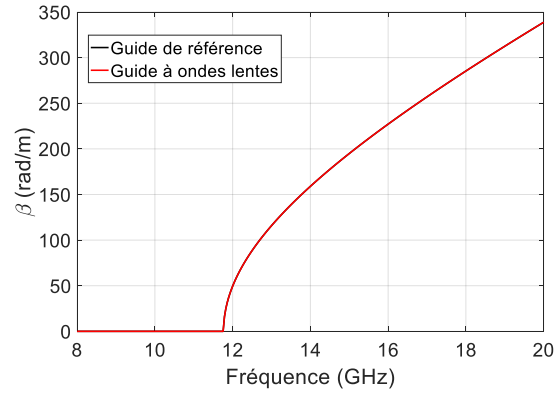


Figure I-15 : Pour  $W_{sw} = W_{ref}/\tau_y = 6.375 \text{ mm}$ ,  $W_{ref} = 12.75 \text{ mm}$ ,  $\tau_y = 2$ ,  $\tau_z = 1$

Ce type de structure correspond par exemple aux guides repliés [107].

Les constantes de phase  $\beta_{sw}$ , les facteurs de miniaturisation longitudinale  $\tau_z$  et latérale  $\tau_y$  des trois cas de figure précédent ont été résumés dans le Tableau I-3. Pour des structures non-TEM, nous voyons que la miniaturisation longitudinale et par conséquent la réduction de la vitesse de propagation également, peuvent être effectivement calculées par le ratio des constantes de phase (I-25) à la condition que les fréquences de coupure des deux structures comparées soient égales. La miniaturisation latérale est retrouvée par le ratio des largeurs des guides d'ondes (I-32) (I-37). Dans le cas d'une comparaison de guides d'ondes avec des fréquences de coupures différentes, le taux de miniaturisation longitudinale du guide à ondes lentes ne peut pas être calculé par l'équation (I-25) mais d'autres expressions moins intuitives peuvent être trouvées. Toutefois ce cas peut permettre de mesurer la miniaturisation latérale grâce au ratio des fréquences de coupure.

Tableau I-3 : Résumé des trois cas étudiés

	Cas 1 : $\tau_z > 1, \tau_y > 1$	Cas 2 : $\tau_z > 1, \tau_y = 1$	Cas 3 : $\tau_z = 1, \tau_y > 1$
$\beta_{sw}$	$\tau_z \cdot \sqrt{k^2 - \left(\frac{k_{csw}}{\tau_y}\right)^2}$	$\tau_z \cdot \sqrt{k^2 - k_{c_{ref}}^2}$	$\sqrt{k^2 - \left(\frac{k_{csw}}{\tau_y}\right)^2} = \beta_{ref}$
$\tau_z$	$\frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}}$	$\frac{\beta_{sw}}{\beta_{ref}}$	1
$\tau_y$	$\frac{W_{ref}}{W_{sw}}$	1	$\frac{W_{ref}}{W_{sw}}$

### 1.6.2. Modèle analytique basé sur la séparation spatiale des champs

Dans le cadre de travaux initiés par Matthieu Bertrand [153], une étude a été menée dans le but de décrire l'effet d'ondes lentes analytiquement à partir de la séparation spatiale des champs électromagnétiques [154]. Contrairement aux expressions précédentes qui expriment le  $SWF$  en fonction des paramètres de propagation, le but de ce travail a été de quantifier ce facteur en fonction de la géométrie du dispositif, des volumes occupés par les champs électriques et magnétiques et de décrire son effet sur la constante d'atténuation. Cette étude démontre que le  $SWF$  est fonction du ratio des énergies électrique ou magnétique stockées entre le dispositif à ondes lentes et sa référence. Ajouté à l'hypothèse que la puissance transmise dans ces deux dispositifs avec ou sans effet d'ondes lentes est identique, l'expression (I-38) ci-dessous peut être développée jusqu'à l'équation (I-39) où est exprimé le  $SWF$  en fonction des surfaces occupées soit par le champ électrique, soit par le champ magnétique, soit par les deux. Avec  $W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_V \bar{E} \bar{E}^* dv$  et  $W_m = \frac{\mu}{4} \int_V \bar{H} \bar{H}^* dv$  dans un milieu sans pertes, linéaire, isotrope et homogène [2].

$$SWF \approx \frac{V_{g1}}{V_{g2}} = \frac{W_{e2}}{W_{e1}} = \frac{W_{m2}}{W_{m1}}, \quad [154] \quad (I-38)$$

$$SWF = \frac{\sqrt{S_m S_e}}{S_{em}} \quad (I-39)$$

Considérer un milieu à pertes à l'aide d'une constante diélectrique complexe  $\epsilon = \epsilon'(1 - \tan \delta)$  permet d'estimer l'augmentation des pertes diélectriques dans le dispositif à ondes lentes en fonction du  $SWF$  (I-40). Pour cela, il est nécessaire de considérer que le taux de pertes soit assez faible pour que les expressions précédentes restent valides, sans quoi le résultat suivant peut diminuer en précision dans un milieu fortement dissipatif.

$$SWF = \frac{\alpha_{d2}}{\alpha_{d1}} \quad (I-40)$$

Ainsi, de la même manière que la constante de phase, la constante d'atténuation diélectrique est directement proportionnelle au  $SWF$ .

### 1.6.3. Etat de l'art

Dans le cadre des SIW, plusieurs géométries ont été étudiées dans la littérature pour réaliser un effet d'ondes lentes.

#### a) SIW à ondes lentes à base de méandres inductifs sur les capots métalliques

L'ajout de méandres microrubans sur le capot supérieur et/ou inférieur du guide comme présenté à la Figure I-16 (a) permet de créer un effet inductif sans perturber le champ électrique tant que les dimensions des structures sont bien inférieures à la longueur d'onde guidée [151].

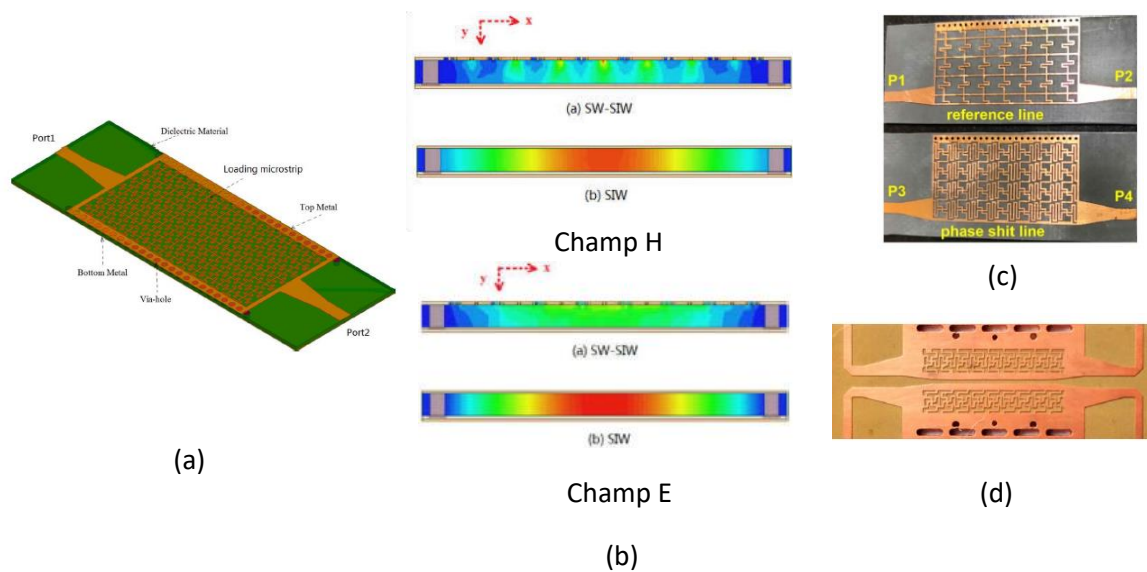


Figure I-16 : SIW à méandres inductifs : (a) SIW à méandres microrubans [151], (b) Vue en coupe de face du champ magnétique et du champ électrique dans le SIW à ondes lentes (SWSIW) ou non (SIW) [151], (c) un déphaseur à base de SIW à méandres inductifs [155] et (d) un coupleur demi-mode [156].

Ces lignes peuvent occuper tout ou partie de la surface du capot suivant l'amplitude de l'effet d'ondes lentes souhaité [157]. Grâce au renforcement du caractère inductif de la structure, la perméabilité effective augmente tandis que la permittivité effective reste constante en comparaison d'un guide d'ondes sans méandres. De plus, la structure étant identique sur la largeur ou la longueur du guide, les miniaturisations latérales et longitudinales sont identiques. La topologie des champs électromagnétiques à la Figure I-16 (b) montre que le champ électrique reste presque inchangé par rapport au guide classique tandis que le champ magnétique est concentré au niveau des méandres. Une diminution jusqu'à 40 % de la largeur du guide à ondes lentes et de la vitesse de propagation est reportée pour une fréquence de coupure de 5.2 GHz, conduisant à un facteur d'ondes lentes de 1.75 à 8 GHz. De plus, un modèle équivalent électrique à deux dimensions basé sur une ligne de propagation est proposé pour calculer le diagramme de dispersion et la fréquence de coupure ainsi qu'une

transition depuis une ligne microruban. Toutefois, cette structure n'étant pas close comme les SIW classiques, elle peut par conséquent créer du rayonnement électromagnétique, être sensible aux éléments proches du guide ou être candidate à des pertes supplémentaires par radiation. Ce type de SIW à ondes lentes a été utilisé pour la conception d'un diviseur de puissance de type Wilkinson à demi-mode avec une bande passante étendue de 50 % et une miniaturisation surfacique de 40 % [158], de déphaseurs demi-mode présentés à la Figure I-16 (c) à largeur et longueur constantes (de type *EL-EW*) avec une miniaturisation surfacique de 80 % [155]. Enfin, cette topologie a permis la réalisation d'un coupleur demi-mode présenté à la Figure I-16 (d) dont la miniaturisation de la surface a atteint 64 % en comparaison de coupleur demi-mode sans effet d'ondes lentes [156]. Notons que les réalisations [158],[155],[156] sont à mode partiel, ce qui permet de diminuer la largeur par un facteur 2 supplémentaire. Enfin, une augmentation de la perméabilité effective a été obtenue grâce à une nouvelle géométrie de méandre inductif [159], avec la fabrication d'un résonateur rectangulaire dont la surface a pu être réduite de 66 %.

### b) SIW à ondes lentes à base de vias borgnes métalliques

Une deuxième méthode pour créer un effet d'ondes lentes est d'augmenter la permittivité effective du milieu par l'ajout de vias borgnes dans le guide d'ondes, ces vias étant reliés au capot inférieur (voir Figure I-17 (a)). Ici l'effet inverse est observé sur les champs EM par rapport aux guides d'ondes à méandres inductifs, le champ magnétique n'est pas perturbé alors que le champ électrique est confiné dans l'espace sans vias borgnes comme illustré sur la Figure I-17 (b). Notons que, contrairement aux structures précédentes, celle-ci doit se construire sur un substrat multicouches pour l'insertion des vias borgnes. La diminution de la vitesse de phase et de la fréquence de coupure est fonction de la hauteur des vias par rapport à l'épaisseur totale du guide d'ondes. Ces réductions ont été mesurées égales à 43 % et 40 %, soit une réduction 60 % de la surface par rapport à un SIW classique pour un facteur  $\beta/2\alpha$  égal à 80 à 13.5 GHz et une fréquence de coupure de 9 GHz [150]. Cette technique a été utilisée dans le cadre de la conception de filtres passe-bande jusqu'à atteindre 60 % de miniaturisation pour un filtre du 5<sup>ème</sup> ordre à base de couplages inductifs [117] et du 3<sup>ème</sup> ordre à mode évanescent [160]. La miniaturisation peut atteindre jusqu'à 90 % dans le cas d'un filtre à base de guides d'ondes demi-mode [161]. Dans [37], un coupleur 3 dB présentant une réduction de 66 % de sa surface par rapport à un même circuit en SIW classique a été réalisé, avec un impact modéré sur les pertes d'insertion, égales à  $3.5 \text{ dB} \pm 0.1 \text{ dB}$  à 11.15 GHz. Dans [162], un capteur d'humidité partiellement rempli d'air avec effet d'ondes lentes a aussi bénéficié de cette technique pour réduire sa surface de 41 % et 75 % en comparaison de mêmes structures partiellement et entièrement remplies d'air sans effet d'ondes lentes. Finalement, cette topologie peut être appliquée à la réalisation d'éléments rayonnants compacts comme le démontre ces deux réalisations d'antennes dont la première à fente

## 1.6 : Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

en croix avec un gain mesuré égal à 3.06 dBi [163] et la deuxième de type patch à polarisation circulaire avec un gain de 4.8 dBi à 5.8 GHz [164]. Ces deux circuits ont montré une miniaturisation surfacique respective de 34 % et 47 %.

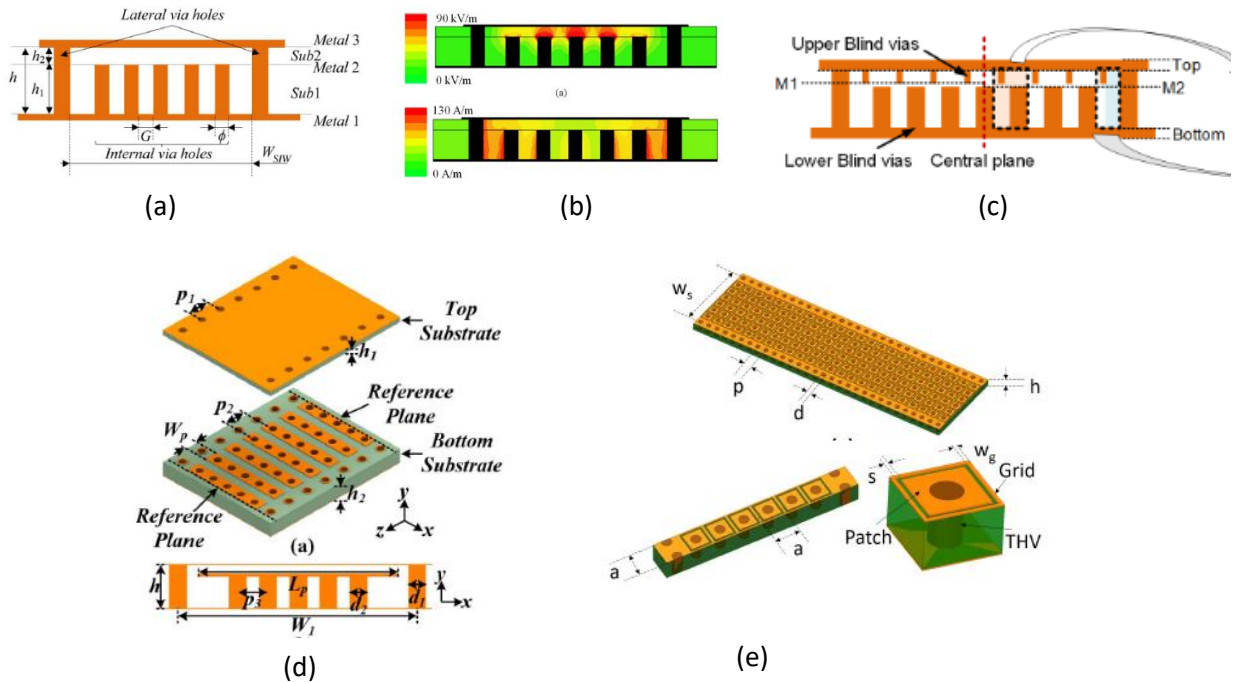


Figure I-17: SIW à ondes lentes : (a) vue de face en coupe d'un SIW à vias borgnes [150], (b) champs électrique et magnétique vue en coupe d'un SIW à effet d'ondes lentes réalisé avec des vias borgnes [150], (c) à double rangées de vias borgnes [165], (d) à vias borgnes connectés [166], (e) renforcement capacitif sur substrat simple couche [167].

Ce type de structure à effet d'ondes lentes sur un SIW peut aussi être utilisé conjointement avec la structure à méandres microrubans afin d'augmenter sa miniaturisation de 20 % [168]. Enfin, très récemment, deux autres variantes de cette topologie de SIW à effet d'ondes lentes ont été développées : la première structure présentée à la Figure I-17 (c) incorpore deux rangées de vias borgnes, les uns connectés au capot inférieur et d'autres moins long connectés au capot supérieur du guide, et des lignes métalliques longitudinales reliant les vias borgnes supérieurs [165]. La deuxième topologie présentée à la Figure I-17 (d) est identique à celle du SIW à effet d'onde lentes par vias borgnes [150] mais avec une connexion de ces derniers à leur sommet dans la direction transversale du guide [166]. Ceci implique que dans cette structure les miniaturisations latérale et longitudinale ne sont pas identiques, contrairement à la topologie à vias borgnes classique [150]. Il a été reporté respectivement une amélioration du facteur d'ondes lentes de 28 % et 20 % pour ces deux variantes au prix d'une augmentation de la constante d'atténuation de 44 % pour la première.

Une structure similaire de SIW à ondes lentes, nommée *mushroom* ou en champignon, renforçant la permittivité effective a été développée mais se construisant sur un seul niveau de diélectrique permettant ainsi un coût de fabrication plus faible [167]. Cette structure est présentée à la Figure I-

17 (e), elle est composée de vias périodiques connectés au capot inférieur mais isolés électriquement du capot supérieur par un patch rectangulaire. Le comportement capacitif ainsi formé par le gap entre ces patches et le capot supérieur permet une diminution latérale et longitudinale de 40 % du guide d'ondes. La réalisation d'un filtre du deuxième ordre sur un substrat de 1.27 mm d'épaisseur dans cette même étude a montré une réduction de surface égale à 58 % pour un facteur de qualité non chargé mesuré de 120.2 à 5.6 GHz avec une bande passante relative de 7.8 %.

### c) SIW à mode de surface à ondes lentes : *Spoof Surface Plasmon Polariton*

Une autre topologie utilisée depuis quelques années dans un cadre de miniaturisation concerne les structures nommées SIPW pour *Substrate integrated Plasmonic Waveguide*. Ces géométries sont composées de structures périodiques associées aux SIW qui permettent d'exciter un mode de surface à ondes lentes appelé en anglais *Spoof Surface Plasmon Polariton* ou SSPP dont la propagation se comporte selon un mode TM [169]. La miniaturisation obtenue est uniquement longitudinale et elle est fonction de la dimension des structures périodiques et de leur espacement. Les structures les plus utilisées sont des fentes dans le(s) capot(s) horizontal(aux) des guides comme présenté à la Figure I-18 (a) pour la conception de filtres large-bande [170]. Pour renforcer le caractère d'ondes lentes, ces structures périodiques peuvent prendre des formes différentes comme celle d'haltères [171] dans la photographie de la Figure I-18 (b), de demi-T [172] présenté à la Figure I-18 (c), ou de T entier replié [173] illustré à la Figure I-18 (d). Comme pour les guides à méandres inductifs [151], les guides de type SIPW présentent des ouvertures et l'on pourrait craindre une sensibilité au rayonnement environnant et aux objets métalliques proches. Pour autant, il a été montré [174] que ce type de structure est peu radiatif et que cela peut être utilisé sur un SIW demi-mode pour réduire son couplage envers les pistes environnantes. Ce type de SIW à ondes lentes peut être également complètement fermé, dans ce cas les structures périodiques sont intégrées dans le guide d'ondes à l'aide d'un substrat multicouches [175] ou par des barreaux verticaux de tailles progressives [176]. De même que les structures précédentes, celle-ci a été utilisée dans la réalisation de filtres à large bande passante [177],[178] en utilisant le caractère passe-bas des fentes périodiques et celui passe-haut du guide d'ondes. D'autres circuits tels que des déphaseurs utilisant la variation de phase créée par l'ajout des fentes ont été démontrés à 28 GHz [179] ou à 14 GHz [180]. Identiquement aux structures précédentes, cette technique de miniaturisation peut aussi être combinée à d'autres méthodes comme le mode partiel (HMSIW-SPP) [152],[174],[181], le repliement de type C [182], la topologie *ridge* (RHMSIW-SPP) [183] ou encore les structure à ondes lentes de type champignon (HMSWSIW-SPP) [181],[184]. La miniaturisation longitudinale obtenue sur ces guides d'ondes à ondes lentes est reportée supérieure ou égale à 50 % pour les réalisations suivantes [152],[183],[181],[184]. Enfin, concernant la constante d'atténuation  $\alpha$  de ces guides à ondes lentes, elle a été mesurée égale à 0.016 dB/mm à 12 GHz pour

## 1.6 : Technique de miniaturisation par effet d'ondes lentes

la topologie HMSIW-SPP. Cela correspond à un facteur  $\beta/2\alpha$  de 114, plus de deux fois inférieur par rapport à celui simulé du HMSIW ( $\beta/2\alpha = 215$ ) [152]. Notons également qu'une constante d'atténuation  $\alpha$  pour la topologie HMSWSIW-SPP [181] a été mesurée égale à 0.035 dB/mm en moyenne entre 6 GHz et 14 GHz. Ce résultat est 40 % supérieur à celui simulé du guide HMSIW ( $\alpha = 0.025$  dB/mm) sur cette même bande de fréquence [181].

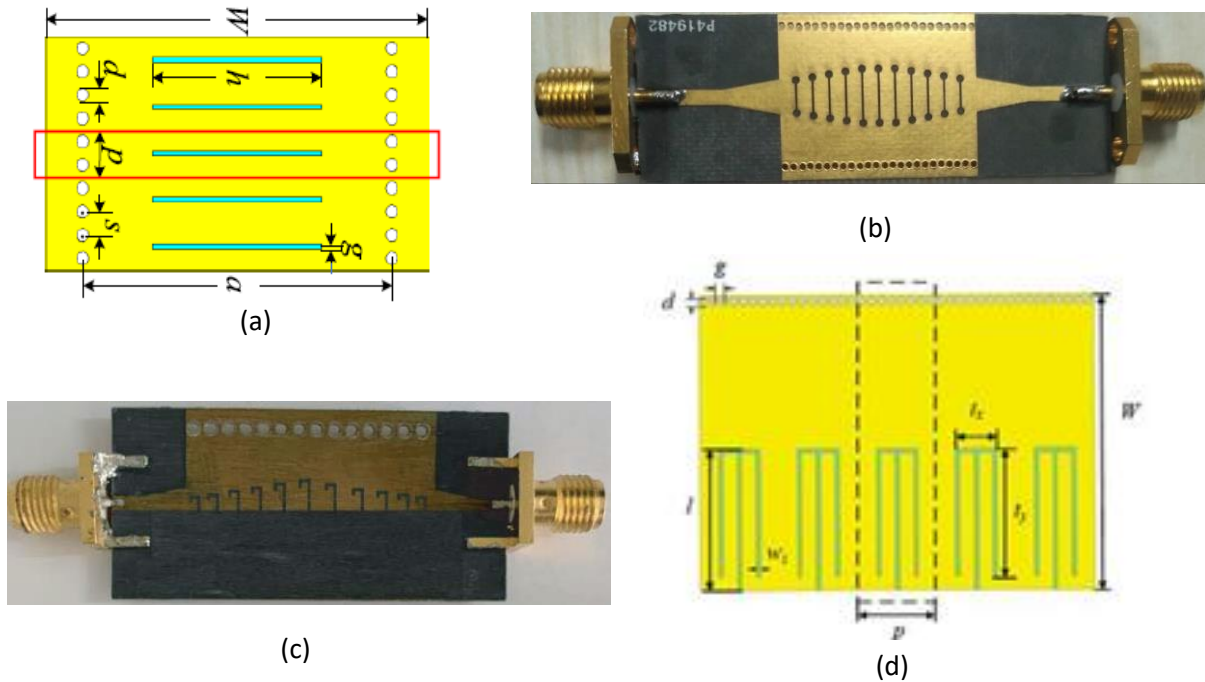


Figure 1-18 : Différentes topologie de fentes dans le(s) capot(s) métallique du SIW pour l'excitation du mode à ondes lentes SSPP : (a) fentes droites [170], (b) fentes périodiques en forme d'haltères [171], (c) fentes en forme de demi-T sur un guide à mode partiel [172] et (d) fentes en forme de T entier replié sur un guide à mode partiel [173].

### 1.6.4. Conclusion

Plusieurs méthodes de miniaturisation ont été décrites dans les sections précédentes et deux moyens ont été séparés, les guides d'ondes à largeurs réduites grâce à des topologies particulières ou ceux à miniaturisation longitudinale et/ou latérale grâce au ralentissement de la vitesse de propagation de l'onde. Il a été noté que ces deux techniques différentes peuvent amener à une même réduction latérale du SIW se rapprochant de 50 %. Dans le cas des SIW à ondes lentes, une réduction longitudinale pour le SIW à ondes lentes est également obtenue, engendrant une miniaturisation surfacique importante.

## 1.7 : Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation

Ref.	Topology	SW Terms	Lateral units	Cutoff. Reduction	$SWEF$	$\alpha$ (Np/m)	Processing Cost
[8]	M. P. Type-I-a	<i>I. E.</i>	11	27.5%	1.394	1.71	Low
[12]	M. P. Type-II-b	<i>I. E.</i>	7.	39%	1.719	2.1	Low
[9]	Ring-Mushroom	<i>C. E.</i>	7.	38.5%	1.445	0.85	Medium
[7]	Metallized Blind Vias	<i>C. E.</i>	17	40.2%	1.686	1.43	High
<b>This work</b>	<b>DR-SW-SIW</b>	<i>C. E.</i>	11	54%	2.167	2.06	Higher

*I. E.* and *C. E.* denote the Inductance and Capacitance Enhancement, respectively.  $\alpha$  is measured at 5 GHz.  $SWEF$  defined as  $\sqrt{\epsilon_{eff} \cdot \mu_{zz}} / \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \cdot \mu_0}$ , to characterizes SW capability of periodically unit cell, see ref. [13]

Figure I-19 : Etat de l'art des SIW à ondes lentes [165].

L'état de l'art présenté dans [165] et à la Figure I-19 résume les performances de différentes topologies de SIW à ondes lentes (mis à part le guide à fentes périodiques). Les techniques de miniaturisation à l'aide de lignes inductives [151] (section 1.6.3a)) proposent un effet d'ondes lentes réduit pour de fortes pertes en comparaison des autres techniques mais avec un faible coût de fabrication. Parmi les techniques renforçant la permittivité effective du milieu, les SIW à vias borgnes [150] (section 1.6.3b)) ont été développés pour réaliser un compromis entre pertes et miniaturisation, tandis que la structure de type champignon permet de faciliter la fabrication du guide au prix d'une miniaturisation moins importante. Enfin la structure à vias borgnes améliorée [165] permet un effet d'ondes lentes important mais avec de fortes pertes et un coût élevé de fabrication. Ajoutons ici les structures à fentes périodiques [170] (section 1.6.3c)) permettant une miniaturisation réduite car exclusivement longitudinale mais avec de faibles pertes et un coût de fabrication réduit. Notons néanmoins que cette comparaison n'est effectuée ni aux mêmes fréquences ni avec les mêmes diélectriques ; par conséquent ces résultats peuvent varier en fonction des paramètres considérés. Enfin, rappelons à propos du rayonnement électromagnétique que certaines structures gardent l'avantage d'être fermées (SIW à vias borgnes) tandis que d'autres non (SIW à lignes inductives, SIW à fentes périodiques).

### 1.7. Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation

Dans le cadre de cette thèse, une série de simulations électromagnétiques a été menée pour comparer les techniques précédentes sur un même substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.55$ , de facteur de dissipation  $\tan \delta = 0.0027$ , d'épaisseur  $813 \mu\text{m}$  et en considérant du cuivre pour les murs des différents SIW ainsi que pour les structures métalliques internes. Notons que pour simplifier l'étude, les vias latéraux des SIW ont été remplacés par des murs pleins métalliques. Les vues en coupe de face disponibles à la Figure I-20 présentent les différentes topologies comparées, la topologie à vias borgnes métalliques [150] étant à la base de la topologie qui sera utilisée dans les chapitres 2 et 4 de cette



## 1.7 : Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation

thèse. Une même fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$  égale à 8 GHz a été recherchée en visant une miniaturisation latérale de 50 % par rapport au SIW classique. Pour cela les dimensions notées sur la Figure I-20 ont été optimisées et reportées au Tableau I-4. Cet objectif a été rempli pour toutes les topologies sauf pour celle en demi mode où la miniaturisation latérale obtenue est de 51 % par manque de degré de liberté.

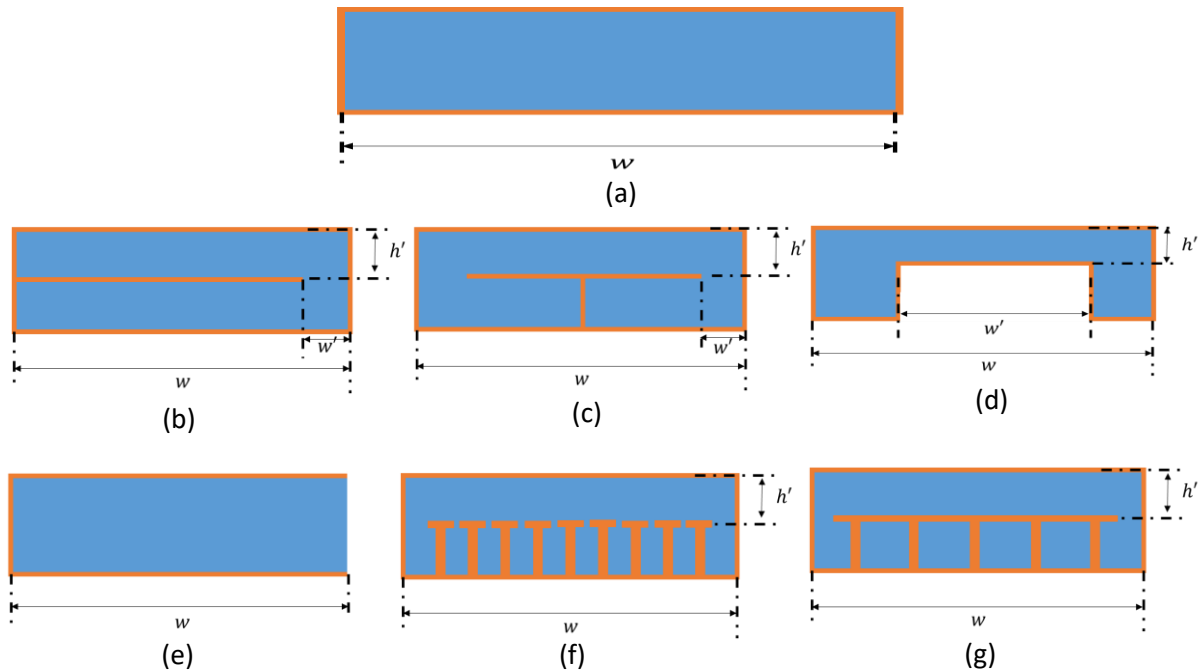


Figure I-20 : vues en coupe de face des différentes topologies de guides d'ondes (a) classique, (b) replié de type C, (c) replié de type T, (d) à arête métallique ridge, (e) demi-mode, (f) à ondes lentes à base de vias borgnes [150] (type 1), (g) à ondes lentes à base de vias connectés [166] (type 2).

Tableau I-4 : Résumé des dimensions des différentes topologies de SIW

Topologie	$w$ (mm)	$w'$ (mm)	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$h'$ ( $\mu\text{m}$ )
Classique	10.1	--	813	--
Demi mode	4.95	--	813	--
Ridge	5.05	2.272	813	150
Replié en C	5.05	0.247	813	406.5
Replié en T	5.05	0.232	813	406.5
Ondes lentes [150]	5.05	--	813	166
Ondes lentes [166]	5.05	--	813	166

La constante de phase  $\beta$  et la constante d'atténuation  $\alpha$  de ces structures sont comparées à la Figure I-21 et sont résumées au Tableau I-5 à une même fréquence de 12 GHz. Le facteur  $\beta/2\alpha$  et le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  de résonateurs, calculé à l'aide de l'équation (I-9) de [51], ont aussi été ajoutés pour comparer les performances de ces structures. Le Tableau I-5 montre que ces deux

## 1.7 : Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation

paramètres présentent la même tendance mais que le facteur de qualité  $Q_u$  est supérieur au ratio  $\beta/2\alpha$  (voir 1.4.4).

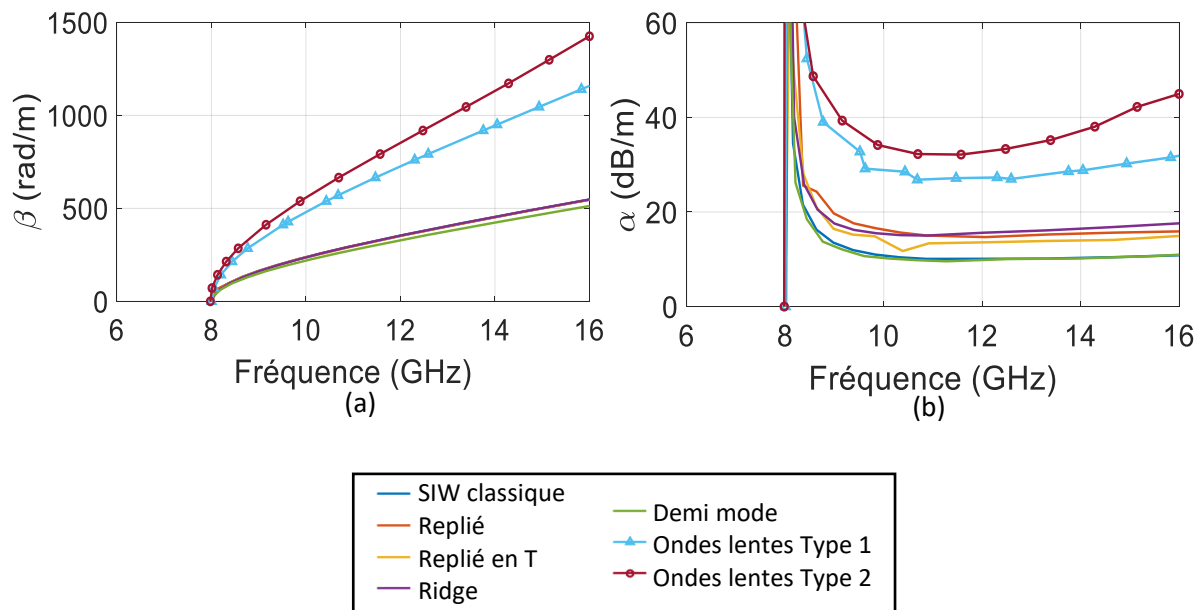


Figure I-21 : Paramètres de propagation des différentes topologies de SIW : (a) constante de phase  $\beta$  et (b) constante d'atténuation  $\alpha$ .

Il peut être remarqué que les constantes  $\beta$  sont similaires pour ces structures et que seuls celles des topologies à ondes lentes se démarquent. En effet, pour les structures à vias borgnes [150] et à vias connectés [166], les constantes de phase  $\beta$  sont 2.06 à 2.4 fois supérieures à celle du SIW classique à 12 GHz, ce qui implique une miniaturisation longitudinale et donc un  $SWF$  du même facteur. Notons que cette miniaturisation engendre aussi une augmentation importante de l'atténuation qui est égale respectivement à 2.7 fois et 3.2 fois celle du SIW classique. Ainsi ces deux géométries de SIW à ondes lentes présentent des performances similaires avec une plus forte miniaturisation longitudinale pour celle à vias borgnes connectés [166] mais au prix de plus fortes pertes. La géométrie à arrête métallique *ridge* permet d'obtenir une large bande monomode, ici 120 %, mais au prix ici d'une constante  $\alpha$  plus élevée que les autres topologies présentant uniquement une miniaturisation transversale. La technique de repliement de type C présente des pertes plus élevées que celle de type T et que la topologie à demi-mode dont les performances en termes d'atténuation sont proches du SIW classique. Néanmoins cette dernière est la seule à être ouverte, ainsi elle peut être sensible à l'environnement et être candidate au rayonnement. En termes de fabrication, le coût sera généralement plus faible pour un circuit simple couche comme pour le SIW classique ou celui à demi-mode que pour les autres topologies nécessitant pour leur assemblage plusieurs couches de substrats et/ou des vias métallisées. Enfin, notons également que les structures repliées en C et à demi mode ne sont pas symétriques, ce

## 1.7 : Comparaison entre quelques techniques de miniaturisation

qui peut compliquer la conception de transitions et ainsi leur intégration avec d'autres circuits planaires.

Tableau I-5 : Comparaison des différentes topologies de SIW. La constante de phase  $\beta$  et d'atténuation  $\alpha$  ainsi que les facteurs de qualité  $\beta/2\alpha$  et  $Q_u$  sont donnés pour une fréquence de 12 GHz.

Topologie	RBW (%)	$\beta$ (rad/m)	$\alpha$ (dB/m)	$SWF$	$\frac{\alpha}{\alpha_{ref}}$	$\frac{\beta}{2\alpha}$	$Q_u$	Symétrie	Radiation	Multi-couche
Classique (référence)	67	352	88	1	1	152	263	Oui	Non	Non
Demi-mode	67	328	85	0.93	0.97	144	255	Non	Oui	Non
Ridge	120	355	136	1	1.55	99	171	Oui	Non	Oui
Replié en C	68	351	128	1	1.45	104	178	Non	Non	Oui
Replié en T	65	351	118	1	1.34	112	198	Oui	Non	Oui
Ondes lentes [150]	63	727	237	2.07	2.69	116	214	Oui	Non	Oui
Ondes lentes [166]	88	847	283	2.41	3.22	112	221	Oui	Non	Oui

En conclusion, les facteurs de qualité à 12 GHz du Tableau I-5 indiquent que les topologies à arrête métallique *ridge* et replié de type C sont celles qui engendreront le plus de pertes pour une longueur électrique donnée. Au contraire, la géométrie à demi-mode est celle, avec le SIW classique, qui a les facteurs de qualité les plus élevés. De plus, notons que la miniaturisation importante des SIW à effet d'ondes lentes n'a pas pour conséquence d'abaisser fortement leur facteur de qualité qui sont similaires, ou supérieurs pour le facteur de qualité non chargé  $Q_u$ , à ceux des topologie repliées ou *ridge*.

Ainsi cette étude permet de montrer les potentialités des guides à ondes lentes en comparaison des guides d'ondes présentant seulement une miniaturisation latérale. Enfin, en calculant l'effet d'ondes lentes  $SWF = \beta/\beta_{ref}$  et le ratio des pertes  $\alpha/\alpha_{ref}$  de chaque guide par rapport au guide classique de référence, il est possible de remarquer qu'un effet d'ondes lentes élevé se traduit par une forte augmentation des pertes. Cela est cohérent avec l'étude menée dans [154] où il a été montré que les pertes diélectriques d'un SIW à ondes lentes sont proportionnelles au  $SWF$ .

## 1.8. Techniques de diminution des pertes

L'amélioration des pertes dans les composants passifs du domaine des radiofréquences est un axe de recherche important pour améliorer l'efficacité des systèmes électroniques tout en diminuant la consommation d'énergie, permettant également une amélioration du ratio signal à bruit dans le cadre de lignes de propagation. Dans ce contexte, les parties suivantes décrivent les travaux menés dans le cadre de la diminution des pertes dans les SIW.

### 1.8.1. Introduction

Nous avons vu que l'atténuation dans les SIW est liée aux pertes conductrices des murs latéraux et verticaux et aux pertes diélectriques du substrat considéré. En première approximation, comme indiqué par l'équation (I-17), les pertes conductrices sont inversement proportionnelles à la hauteur du guide d'ondes. Néanmoins en technologie PCB ou intégré, il n'est généralement pas possible de modifier ces paramètres et cela peut par ailleurs rendre difficile l'intégration avec d'autres composants planaires. Pour diminuer les pertes diélectriques, une solution naturelle consiste à utiliser un substrat de qualité dit à faible pertes, c'est-à-dire avec un faible facteur de dissipation  $\tan \delta$ , et avec si possible une faible constante diélectrique  $\epsilon_r$ . Dans ce domaine le meilleur diélectrique dans cette catégorie reste l'air avec une constante diélectrique égale à 1 et un facteur de dissipation nul ( $\tan \delta = 0$ ). Ainsi, le SIW rempli d'air permet de diminuer grandement les pertes totales par rapport à un SIW classique mais avec les inconvénients d'augmenter les dimensions pour une même fréquence de coupure (vu que la constante diélectrique est réduite) et d'augmenter la complexité de fabrication. Notons aussi que ces guides à air permettent l'utilisation de substrat bas coût de type FR4 vu que la propagation ne s'effectue pas dans le substrat mais dans une cavité creusée. Nous allons maintenant décrire le développement de ce type de SIW et détailler les différentes réalisations reportées dans la littérature.

### 1.8.2. Bibliographie des SIW à air

Le guide d'ondes rempli d'air et intégré au substrat a été introduit en 2008 pour la réalisation d'une antenne en technologie LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramic*) en bande de fréquence G, de 140 GHz à 220 GHz [185]. Cette réalisation a montré des pertes d'insertion comparables à d'autres lignes de propagation à ces fréquences. Toutefois, comme cela peut être vu à la Figure I-22 (a), cette réalisation demandait un accès par guide d'ondes métallique classique. En 2006, une étude théorique de la constante d'atténuation en fonction du pourcentage d'air dans un SIW avait été menée [186] et les résultats avaient montré une importante diminution des pertes en considérant au moins 90 % d'air dans le guide. Néanmoins aucune mesure n'avait été réalisée dans cette étude. C'est en 2014, dans les bandes de fréquence X et Ku, que cette structure, appelée ESIW pour guide d'ondes vidé intégré au

## 1.8 : Techniques de diminution des pertes

substrat, a été réalisée pour la première fois à l'aide d'une technologie PCB multicouches [187]. Pour réaliser la cavité d'air interne dans le guide d'ondes, le diélectrique intérieur présentant des murs latéraux métallisés a été gravé avant d'être recouvert de deux autres substrats métallisés réalisant les capots supérieur et inférieur. Dans cette réalisation, contrairement au SIW classique, les murs latéraux ont été réalisés par des murs pleins et non par des rangées de vias métallisés (voir Figure I-22 (b)).

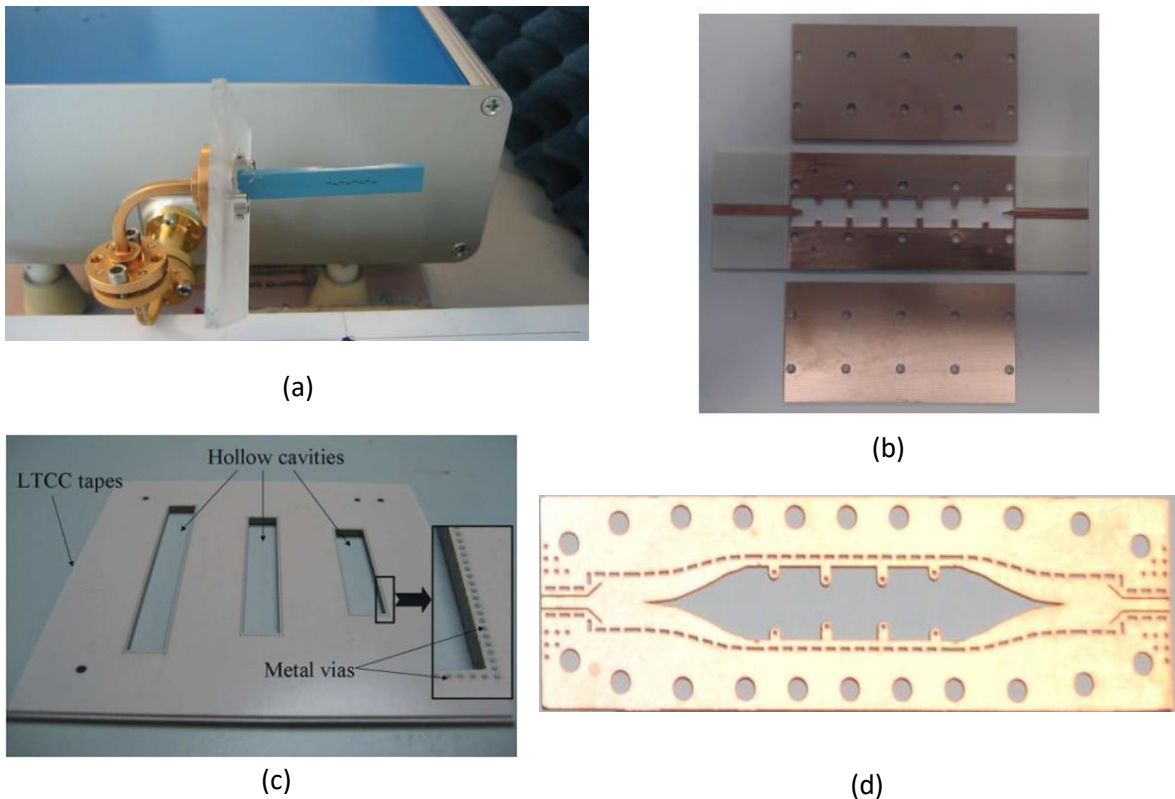


Figure I-22: SIW rempli d'air : (a) SIW rempli d'air en technologie LTCC [185], (b) vue des 3 couches d'un SIW vide (ESIW) [187], (c) vue de la couche intermédiaire d'un SIW rempli d'air ou Hollow SIW en technologie LTCC [188], (d) vue de dessus du substrat intermédiaire d'un SIW rempli d'air (AFSIW) avec accès planaires et transition depuis un SIW classique [189].

Les filtres du 5<sup>ème</sup> ordre réalisés dans cette même publication ont démontré une amélioration du facteur de qualité non chargé des résonateurs dans un facteur 4.5 pour les filtres à base de SIW à air ( $Q_u \sim 1200$ ) par rapport aux SIW classiques ( $Q_u \sim 270$ ) pour des fréquences centrales respectives de 11 GHz et 19.5 GHz. Toujours en 2014, d'autres réalisations dans la bande de fréquence Ka, en technologies LTCC [188] et PCB [189], ont présenté des résultats similaires avec une réduction de l'atténuation d'un facteur compris entre 3 et 4 et des performances atteignant celles des guides d'ondes rectangulaires. Notons que ces derniers dispositifs n'ont pas été fabriqués suivant la même méthode que les guides ESIW [187]. En effet, dans [188] et [189], les murs latéraux ont été réalisés par des rangées de vias identiquement aux SIW classiques. Par conséquent ces guides ne sont pas

complètement remplis d'air et possèdent deux bandes de diélectriques pour placer les rangées de vias latéraux (voir Figure I-22 (c) et (d)), ce type de guide d'ondes à air est nommé AFSIW (*Air-filled SIW*) pour la technologie PCB et *Hollow SIW* pour la technologie LTCC. Notons que ces bandes de diélectrique ont un effet négligeable si elles demeurent étroites devant la largeur du guide d'ondes ( $< 0.1 W$ ) [190].

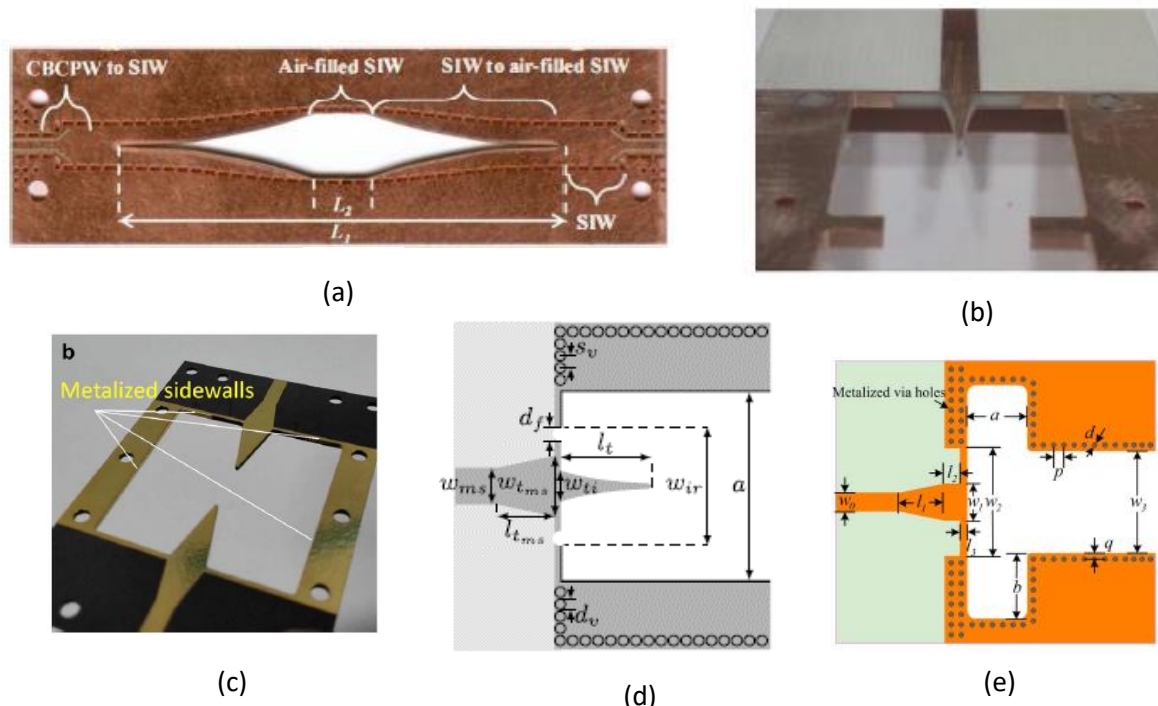


Figure I-23: Différents types de transitions vers des SIW à air : (a) transition large bande entre SIW classique et SIW à air de type AFSIW [191] (b) vue du substrat intermédiaire d'une transition microruban vers ESIW [187], (c) version améliorée de la transition microruban vers ESIW grâce à l'ajout d'une tapérisation [192], (d) deuxième version améliorée de la transition microruban vers ESIW [193] et (e) transition microruban vers ESIW sans pointe diélectrique [194].

Plusieurs travaux ont été menés pour concevoir des transitions performantes entre ces nouveaux guides d'ondes et des SIW classiques ou des lignes de propagation planaires de type microruban ou coplanaire. Parmi ces travaux, la transition suivante présentée sur la Figure I-23 (a) entre SIW classique et SIW à air de type AFSIW, basée sur le passage entre un diélectrique de haute et basse permittivité [195], consiste en une insertion progressive de la zone d'air dans le guide à diélectrique afin d'obtenir une large bande passante à faible réflexion, et peu de pertes ( $0.3 \text{ dB} \pm 0.1 \text{ dB}$ ) malgré la grande longueur du dispositif ( $\sim \lambda_0$ ), [191]. Le guide d'ondes rempli de diélectrique est ensuite adapté à une ligne coplanaire à l'aide d'une tapérisation du ruban central. Parallèlement, d'autres travaux ont été menés pour réaliser une adaptation directe entre une ligne microruban et un guide d'ondes à air de type ESIW. Illustrée sur la Figure I-23 (b), cette transition est composée d'une ligne d'impédance caractéristique égal à  $50 \Omega$  allant du bord du PCB jusqu'au guide d'ondes à air et d'une insertion en forme de pointe arrondie de cette ligne et de son diélectrique dans ce dernier guide [187]. La longueur

de cette transition est égale à  $\lambda_0/3$  pour une fréquence centrale de 12.5 GHz, ce qui la rend compacte. Néanmoins, l'adaptation se dégrade fortement avec l'utilisation de substrats fins ( $< 1$  mm) en raison de la largeur réduite de la ligne microruban. Ainsi, des améliorations ont été proposées comme l'ajout d'une courte tapérisation avant l'insertion de la pointe de diélectrique [192] (Figure I-23 (c)) ou bien avec utilisation de vias et de coupures dans le métal pour diminuer les pertes par rayonnement et faciliter la fabrication [193] (Figure I-23 (d)), les pertes par transition étant respectivement de 0.75 dB et 0.6 dB. Enfin, comme présenté à la Figure I-23 (e), il est possible de réaliser l'adaptation sans pointe de diélectrique grâce à une section élargie de guide d'ondes [194]. Les pertes reportées sont plutôt faibles, égales à 0.415 dB à  $\pm 0.125$  dB par transition.

Les SIW à air ont été utilisés pour la réalisation de diverses fonctions électriques. Il a été démontré précédemment que cette topologie est intéressante pour la conception de filtres à hautes performances grâce aux très forts facteurs de qualité des résonateurs, avec en ligne de mire des applications dans le domaine spatial ou pour le réseau 5G [196]. Des travaux ont été menés pour apporter diverses améliorations à ces circuits dont notamment un système d'accord capacitif des premiers résonateurs pour corriger la réponse du filtre après l'étape de fabrication [197], une compensation en température afin de diminuer la dispersion dans des environnements extrêmes [198], ou encore une conception innovante à base d'une matrice de trous traversant le guide d'ondes permettant une meilleure dissipation thermique et une approche reconfigurable [199]. Plusieurs topologies de filtres ont été développées pour ajouter des zéros de transmission dans la réponse d'un filtre passe-bande en utilisant la géométrie de guide AFSIW [200],[201],[202]. L'utilisation de résonateurs partiellement remplis d'air permet également de contrôler l'apparition d'harmoniques dans la réponse du filtre et d'améliorer ainsi la largeur de bande atténuée [203]. D'autres fonctions ont été réalisées comme des déphaseurs fixes à l'aide de zones de diélectrique dans le plan E [204] ou le plan H [205], des coupleurs dont un de type Moreno 20 dB [206] et un autre de type hybride à 3 dB [207], ainsi que des antennes à forte efficacité [208],[209],[210] à base, respectivement, de fentes successives dans le plan E du conducteur supérieur, d'une tapérisation antipodale des capots supérieur et inférieur, ou d'une ouverture dans le plan H en forme de cornet.

Enfin le concept de SIW rempli d'air a donné lieu à la conception d'autres types de lignes de propagation intégrées au substrat quasi-TEM comme la ligne SISL pour *Substrate Integrated Suspended Line* (ligne suspendue intégrée au substrat) [211] de la Figure I-24 (a) ou la ligne ESICL pour *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* (ligne coaxiale vide intégrée au substrat) [212] de la Figure I-24 (b). La première topologie a été démontrée aussi performante que les guides à air et une transition entre AFSIW et SISL a été proposée avec une adaptation meilleure que 15 dB sur la bande Ka. Une transition

pour la deuxième topologie a également été développée entre GCPW (*grounded coplanar waveguide*) et ESICL avec une adaptation meilleure que 15 dB entre 4 GHz et 20 GHz. Plusieurs filtres en topologie ESICL ont été démontrés dont notamment une première réalisation d'un filtre du 8<sup>ème</sup> ordre validant le fonctionnement [212] et une deuxième illustrée à la Figure I-24 (c) permettant d'obtenir un facteur de qualité non chargé  $Q_u$  égal à 1505 (supérieur à celui des ESIW) [213]. Enfin, une réduction longitudinale de ce type de filtre a été obtenue grâce à une topologie repliée [214] dont une vue est disponible à la Figure I-24 (d).

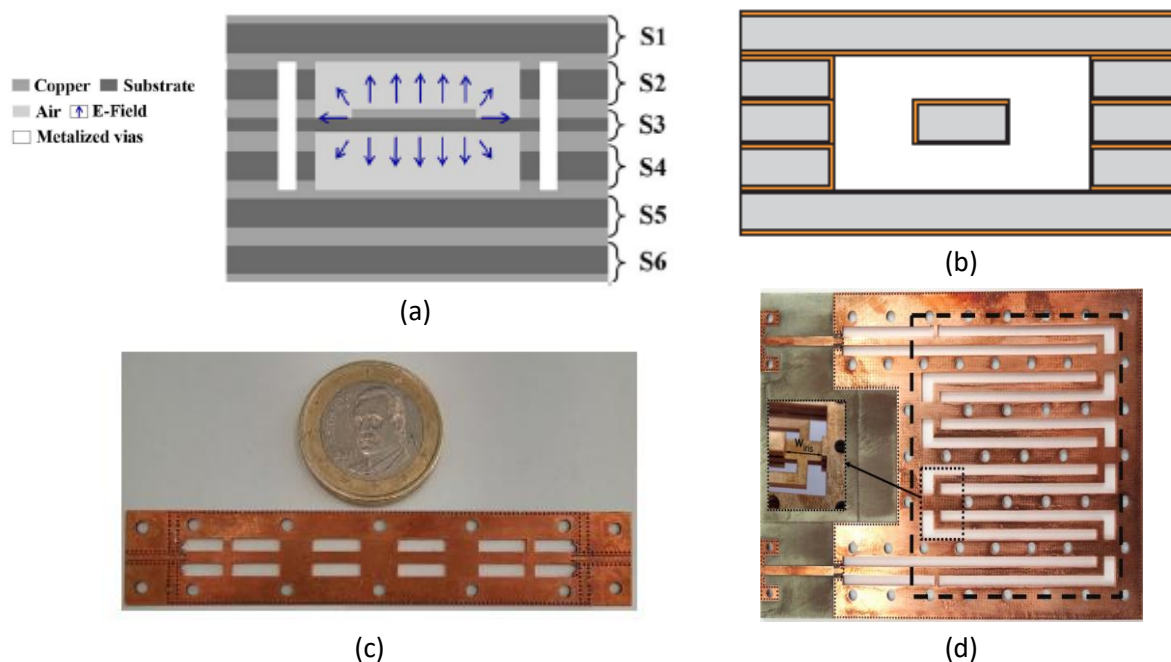


Figure I-24 : (a) Ligne SISL en vue de coupe de face [211], (b) ligne ESICL en vue de coupe de face [212], (c) filtre à base de ligne ESICL, vue de la couche intermédiaire [213] et (d) filtre replié à base de ESICL [214].

### 1.8.3. Miniaturisation des SIW à air

Les dimensions des SIW remplis d'air sont grandes en comparaison des SIW remplis de diélectrique, ainsi des travaux ont été menés pour adapter les techniques de miniaturisation topologiques précédentes à ce type de guide afin de concevoir des guides à air compacts et à faibles pertes. Tout d'abord, la technique du mode partiel peut être implémentée sur des guides à air afin de réduire par deux la largeur. Ceci a été validé par la conception d'une transition large bande depuis/vers un guide d'ondes intégré classique [215] et d'un filtre passe-bande en technologie intégrée silicium [216]. Néanmoins cette structure présente des pertes par rayonnement non négligeables. La géométrie *R-ESIW* pour *ridge Empty Substrate Integrated Waveguide* a également été développée, permettant une miniaturisation latérale de 20 % avec une bande monomode améliorée de 40 % par rapport aux guides à air classiques [217]. Enfin, notons la récente réalisation de guides à air en topologie repliée de type C, qui a démontré une miniaturisation latérale par deux [218].



La topologie suivante nommée SAFSIW pour *Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide* et basée sur une réalisation antérieure en technologie SIW classique [219], est composée d'une bande de diélectrique au centre du guide d'ondes. Une diminution de la largeur du guide de 32 % et une amélioration de la largeur de bande monomode relative de 24 % ont été obtenues [220]. La réalisation d'un filtre du 3<sup>ème</sup> ordre de facteur de qualité non chargé mesuré égal à 200 [221], de lignes de déphasage 90° de type EW-UEL (*equal width non equal length*) [220], ou de type EW-EL (*equal width - equal length*) [222], ont montré les possibilités de cette topologie. Enfin, de même que pour les SIW classiques, l'espace vertical peut être considéré pour la réalisation de filtres en SIW remplis d'air afin de réduire la surface occupée, comme illustré à la Figure I-25 (a), où les résonateurs d'un filtre du 5<sup>ème</sup> ordre sont empilés et couplés à l'aide de coudes à 180° dans le plan E. Le filtre fabriqué est ainsi plus compact qu'un même filtre à base de SIW à air sur un seul niveau et avec des performances identiques, soit 1.15 dB de pertes d'insertion et un facteur de qualité non chargé égal à 1338 pour 3 % de bande passante centré sur 15 GHz [223]. L'intégration de ce filtre sur un seul substrat nécessite des transitions pour conduire l'onde verticalement sur plusieurs niveaux. Une telle transition a été étudiée d'abord sur un seul niveau [224] puis elle a ensuite été développée quel que soit le nombre de couches de substrat avec une adaptation meilleure que 20 dB entre 12 GHz et 18 GHz [225].

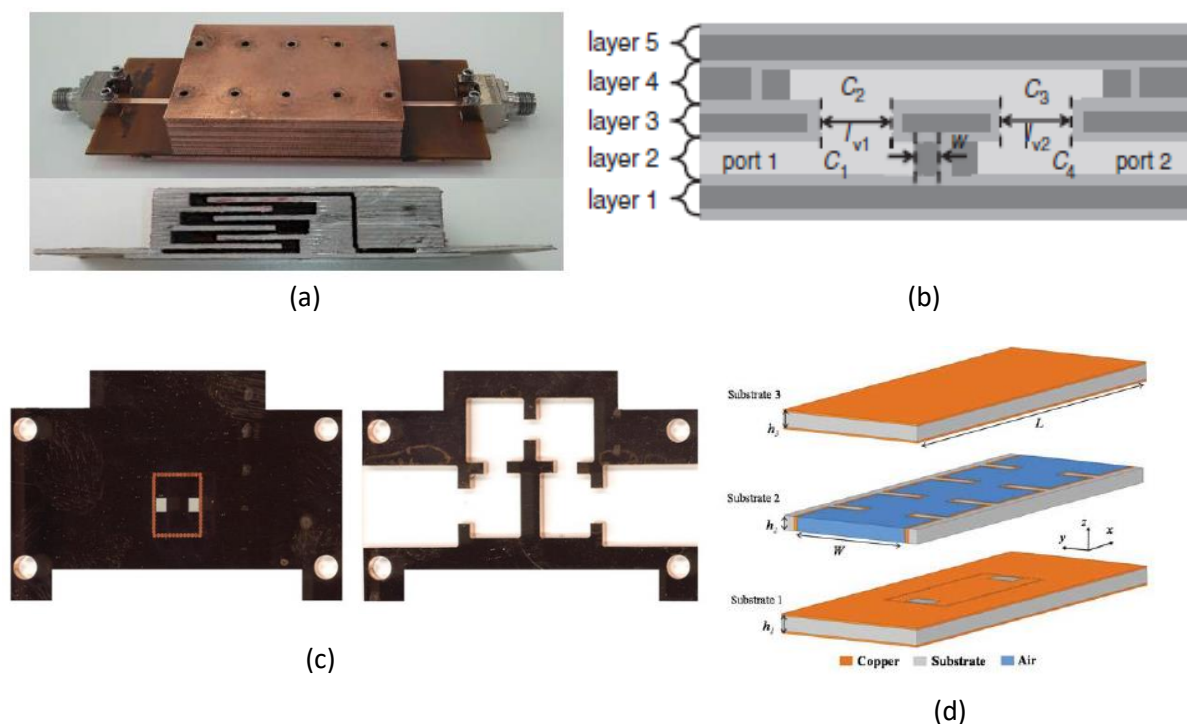


Figure I-25: Intégration verticale de SIW à air : (a) vue assemblée et en coupe d'un filtre empilé à base de SIW vide et type ESIW [223], (b) vue en coupe d'un filtre multicouches AFSIW [226], (c) vue de dessus des deux substrats fabriqués d'un filtre à couplage croisé multi niveaux [227] et (d) vue 3D des substrats d'un filtre à base de SIW rempli d'air et d'un couplage vertical [228].

Comme illustré aux Figure I-25 (c) et (d), l'intégration verticale a également été obtenue en SIW à air de type AFSIW en utilisant le substrat supérieur, non plus seulement pour refermer le guide, mais également pour un couplage supplémentaire dans un filtre passe-bande droit [228] ou replié [227], et ainsi apporter un zéro de transmission. Enfin, l'intégration de résonateurs a également été démontrée dans cette technologie par la réalisation d'un filtre sur un substrats 5 couches dont la topologie est présentée sur la Figure I-25 (b).

## 1.9.Conclusion

En guise d'introduction aux guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) étudiés dans cette thèse, ce chapitre a premièrement présenté de manière générale les guides d'ondes rectangulaires métalliques puis deux lignes de propagation planaires, la ligne microruban et la ligne coplanaire. Ceci a permis de mettre en lumière les différents avantages des SIW, dont notamment ses performances alliées à sa facilité d'intégration et son faible coût de fabrication. Par la suite, une revue de réalisations utilisant les SIW dans les domaines RF et millimétrique a été effectuée avant de s'intéresser plus spécifiquement aux techniques de miniaturisation et de réduction des pertes.

Concernant la miniaturisation, plusieurs techniques ont été identifiées. Des premières permettant uniquement une miniaturisation latérale ont été présentées, comme le mode partiel, le pliage de type C ou T ou encore la structure en *ridge*, et d'autres à miniaturisation également longitudinale dites à effet d'ondes lentes grâce au renforcement de la permittivité ou de la perméabilité effective du guide d'ondes. Il a été montré que ces techniques peuvent se combiner pour obtenir des miniaturisations intéressantes. Par la suite et à l'aide de simulations électromagnétiques, une comparaison de ces différents moyens de miniaturisation a été menée pour un même substrat et à une même fréquence de fonctionnement. Ceci a permis de montrer que le facteur de qualité des guides à ondes lentes est comparable à celui des topologies à miniaturisation uniquement latérale, et cela en bénéficiant également d'une miniaturisation longitudinale grâce à une constante de phase élevée. Ainsi l'utilisation de SIW à ondes lentes permet d'obtenir des structures compactes et performantes en termes de pertes par rapport à d'autres techniques existantes.

Concernant la diminution des pertes, une étude bibliographique a été menée sur l'insertion d'air dans les SIW et plusieurs topologies ont été présentées, en particulier les ESIW, AFSIW ou encore *Hollow* SIW, dénommées ainsi en fonction de la technologie considérée. Il a été montré que ces structures de guides permettent d'obtenir de faibles pertes grâce la présence d'air, donnant lieu à la réalisation de filtres à haut facteur de qualité (typiquement  $> 1000$  pour la topologie ESIW). Enfin, des transitions

depuis des lignes planaires et des techniques de miniaturisation développées pour ces guides d'ondes ont également été présentées.

Ces études permettent d'introduire les topologies de SIW qui ont été utilisées dans le cadre de ces travaux de thèse et qui seront exposées dans les chapitres 2, 3 et 4. La principale topologie qui sera présentée dans ces travaux sera nommée guide d'ondes intégré au substrat partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes (PAFSWSIW pour *Partially-Air-Filled Slow-wave Substrate Integrated Wave Guide*). L'objectif de cette topologie est de combiner les avantages des guides à air présentant de très faibles pertes avec une technique d'effet d'ondes lentes (à base de vias borgnes métallisés) permettant une miniaturisation des guides. Une première réalisation de ce type de SIW en technologie PCB avait été présentée en 2018 à la conférence EuMW pour un capteur d'humidité [229]. Dans le cadre de cette thèse, les potentialités de ces guides ont été étudiées pour chercher à maximiser le facteur de qualité tout en réduisant leurs dimensions latérales et longitudinales dans le but d'obtenir *in fine* des filtres compacts à faibles pertes.

Le chapitre 2 sera donc consacré à l'étude de guides PAFSWSIW en technologie MnM pour deux fréquences de coupure différentes, 50 GHz et 75 GHz. Les propriétés de cette topologie de guide seront premièrement détaillées, puis leurs performances seront comparées en mesure aux SIW classiques. Par la suite, la conception et les résultats de mesure de transitions depuis des lignes planaire et de filtres passe-bande centrés sur 110 GHz seront présentés. Le chapitre 3 décrit une étude similaire de guides PAFSWSIW mais en technologie PCB aux longueurs d'ondes RF pour trois fréquences de fonctionnement différentes, 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz. Les performances de cette topologie seront présentées grâce aux mesures de plusieurs longueurs de guides et de filtres passe-bande. Ces résultats seront comparés à l'état de l'art. Enfin, le chapitre 4 présentera les études menées en bande millimétrique et sub-THz dans une technologie Si-BCB pour la conception de SIW à ondes lentes à l'aide de structures périodiques, et de filtres SIW à couplages inductifs. Ces résultats seront comparés à l'état de l'art.



# **Chapitre II : Guides d'ondes intégrés au substrat à effet d'ondes lentes en technologie membrane d'alumine pour les bandes millimétriques**

## **2.1. Introduction**

Les bandes millimétriques et sub-THz sont des domaines de fréquences prometteurs dans lesquels de futures applications sont susceptibles d'apparaître pour les réseaux de télécommunications à très haut débit, pour l'imagerie ou encore l'automobile pour la réalisation de radars et détecteurs de collision [230],[231]. A ces fréquences, la conception de systèmes électroniques efficaces nécessite des interconnexions et des circuits passifs à hautes performances qui doivent être associés avec des circuits actifs. Néanmoins, les technologies intégrées avancées étant coûteuses et contraignantes, les circuits passifs tels que les filtres, coupleurs, diviseurs de puissance ou antennes occupent une surface importante et souvent non compatible avec ces technologies intégrées, même en bandes millimétriques. Ainsi, il semble pertinent de concevoir ces circuits sur d'autres plateformes technologiques adaptées permettant l'interconnexion et l'intégration 3D avec des puces et la carte mère en PCB. Pour cela, ces plateformes doivent présenter de bonnes propriétés électriques, et permettre une conception et une fabrication aisées. Quant à la conception des structures passives millimétriques sur ces plateformes d'intégration 3D, le choix de lignes de transmission planaires classiques peut présenter des inconvénients notamment à cause de l'épaisseur du substrat pouvant faciliter la création de modes de propagation d'ordre supérieur non désirés, des pertes supplémentaires par rayonnement ou encore des couplages non désirés vers d'autres dispositifs. Dans ce contexte, le SIW est un bon candidat pour la réalisation de circuits passifs en bande millimétrique grâce à ses bonnes performances électriques et à sa structure close prévenant tout rayonnement électromagnétique perturbant. De plus ses dimensions se réduisant avec la fréquence, sa taille n'est plus un frein à son intégration dans un système de télécommunications.

Néanmoins, l'analyse des solutions existantes pour la conception en bande millimétrique et sub-THz dans la partie 1.4.4 du chapitre 1 a montré que les technologies intégrées standards de type CMOS ne

## 2.2 : Présentation de la technologie

permettent pas de concevoir des guides intégrés présentant de faibles pertes ( $\alpha < 1$  dB/mm) en dessous de la centaine de GHz, voire au-delà, en raison du faible ratio hauteur sur largeur. Ainsi il a été montré que d'autres technologies sont utilisées pour réaliser ce type de composant. Nous présentons dans ce chapitre les travaux réalisés sur la technologie membrane d'alumine nanoporeuse (appelée MnM pour *Metallic nanowires Membrane*) avec pour objectif de réaliser des circuits à base de SIW performants en bande millimétrique.

Le chapitre 2 est organisé comme suit : dans une première partie, la technologie membrane nanoporeuse est présentée ainsi que la topologie de guide d'ondes partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes. Puis, une étude des paramètres de propagation de ces guides est proposée présentant l'évolution des pertes et de la fréquence de coupure en fonction des paramètres de la membrane. Par la suite, différentes conceptions sont présentées dont des transitions depuis des lignes planaires et des filtres passe-bande à fenêtres inductives. Enfin, des mesures sont présentées permettant une validation des modèles utilisés en conception et une caractérisation des performances des SIW en technologie MnM.

Les résultats de ce chapitre ont été obtenus en partenariat avec le laboratoire de microélectronique (LME) de l'Université de São Paulo (USP) au Brésil où la technologie MnM est développée.

## 2.2. Présentation de la technologie

### 2.2.1. Etat de l'art

La technologie MnM est basée sur une membrane nanoporeuse d'oxyde d'aluminium illustrée à la Figure II-26 (a), et appelée AAO pour *Anodic Aluminum Oxide*, qui a pour particularité de présenter des trous nanométriques d'air dans une configuration régulière hexagonale. La Figure II-26 (c) présente trois membranes où l'on peut remarquer différentes dimensions de pores. Ces derniers sont caractérisés par un diamètre  $d_p$  (compris entre 35 nm à 200 nm) et un espacement centre-à-centre  $e_p$  (compris entre 60 nm et 450 nm), correspondant à des densités de pores égales à  $3.2 \cdot 10^{10}$ ,  $1 \cdot 10^{10}$  et  $6 \cdot 10^8$  pores/cm<sup>2</sup> équivalentes à des porosités de membrane respectives de 30.8 %, 32.6 % et 17.9 %. Un des avantages de cet aspect poreux du substrat est de permettre la fabrication de vias métalliques en remplissant la membrane par du cuivre ou d'autres conducteurs sans étape de gravure ou de perçage préalable. Ces vias peuvent ainsi être réalisés facilement, à bas coût et avec une précision égale à celle du masque utilisé pour le dépôt du conducteur. Des lignes coplanaires intégrant des transitions à base de ces vias ont permis d'obtenir de faibles pertes de transmissions égales à 0.2 dB et 0.46 dB à 110 GHz par transition pour une taille de vias de 50  $\mu$ m x 32  $\mu$ m ou 20  $\mu$ m x 45  $\mu$ m [232]. Ces résultats sont à comparer avec les pertes de vias réalisés dans d'autres technologies telles

## 2.2 : Présentation de la technologie

que le silicium haute résistivité [233] (1.06 dB à 75 GHz), le verre [234] (0.68 dB à 50 GHz) ou le LCP [235] (*Liquid Crystal Polymer*, 1 dB à 100 GHz).

Ainsi grâce à ces caractéristiques, la technologie MnM peut être utilisée en bande millimétrique pour concevoir à bas coût des circuits passifs de haute qualité (en comparaison de technologies intégrées de type CMOS) et pour permettre leur interconnexion avec des circuits actifs rapportés par exemple par *flip-chip* sur la membrane. Comme présenté à la Figure II-26 (b), l'objectif est de construire des systèmes de télécommunications sur la membrane et de connecter celle-ci à la carte mère de l'objet électronique.

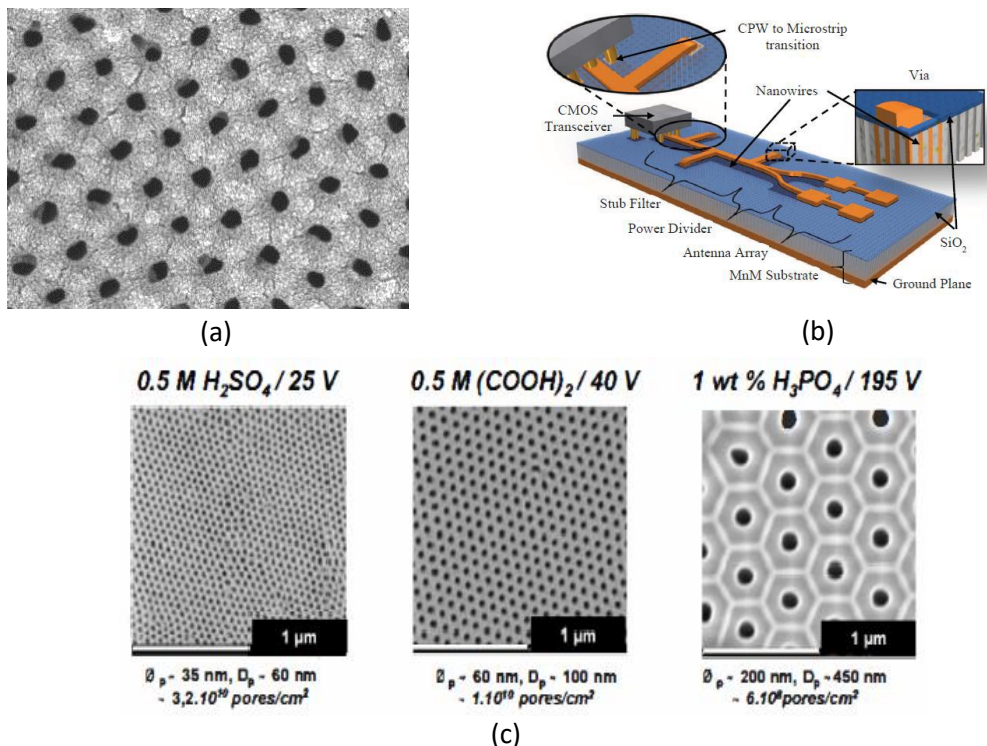


Figure II-26 : (a) Vue de dessus d'une membrane nanoporeuse [236], (b) Emetteur-récepteur en technologie MnM [237] (c) vue de dessus de membranes avec différentes dimensions de pores [238].

Plusieurs types de dispositifs ont été réalisés sur cette technologie, dont notamment des lignes microrubans à effet d'ondes lentes grâce à une couche de dioxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>) et des nanofils borgnes de cuivre dans la membrane. De la même manière que pour les SIW à ondes lentes présentés dans le premier chapitre, le ralentissement de l'onde est obtenu dans ces lignes de transmission par un renforcement de la permittivité grâce à une séparation des champs électrique et magnétique, ce dernier pouvant circuler entre les vias borgnes tandis que le premier est capté et concentré dans la couche de SiO<sub>2</sub>. Il est reporté une permittivité relative effective pouvant atteindre 47 avec une impédance caractéristique de 19 Ω à 43 Ω pour un facteur de qualité supérieur à 30 entre 30 GHz et 70 GHz [239]. Ces mêmes lignes à ondes lentes ont aussi été développées en suspension dans l'air avec

un haut facteur de qualité mesuré égal à 55 à 70 GHz pour des impédances caractéristiques allant de  $65 \Omega$  à  $90 \Omega$  [240]. La technologie membrane permet aussi de réaliser des structure 3D dont des inductances avec des performances comparables à l'état de l'art [241] ou encore des circuits d'alimentation d'antennes de type matrices de Butler autour de 160 GHz [242] à base de déphaseurs accordables à ondes lentes composés d'un substrat de Quartz et de cristaux liquides [243]. Enfin, et comme mentionné précédemment, des SIW ont été réalisés en technologie MnM en utilisant la membrane remplie de cuivre dans certaines zones pour réaliser les murs latéraux du guide [55]. Des mesures ont permis de présenter en bande V et W (50 à 75 GHz et 75 à 110 GHz) des pertes égales à 0.5 à 1.1 dB/mm et 0.5 à 0.8 dB/mm pour des largeurs de  $1285 \mu\text{m}$  et  $860 \mu\text{m}$ . Dans les travaux présentés dans ce chapitre, l'objectif a été d'étudier des SIW à ondes lentes et partiellement remplis d'air (PAFSWSIW) afin d'améliorer les performances de ces structures en vue de la réalisation de filtres à faibles pertes en bande millimétrique.

### 2.2.2. Présentation de la technologie développée au laboratoire LME

La Figure II-27 résume de façon simplifiée les étapes de fabrication des guides d'ondes PAFSWSIW en technologie membrane nanoporeuse.

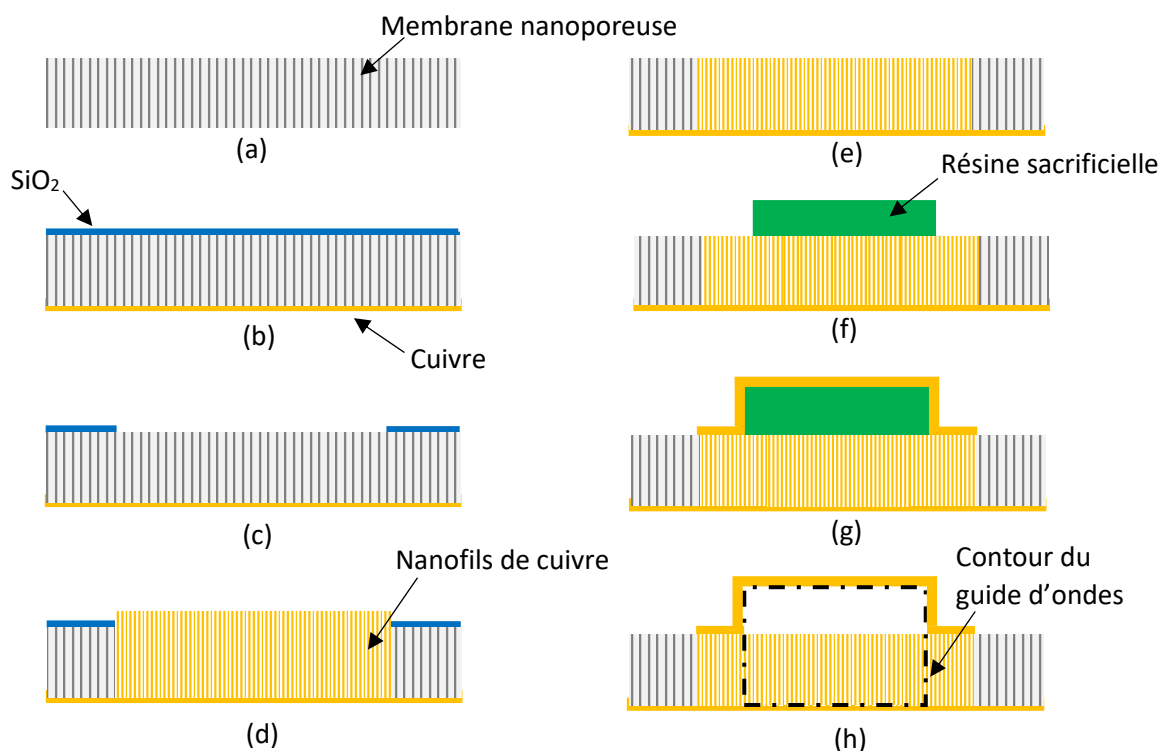


Figure II-27 : Étapes de fabrication du SIW partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes sur membrane nanoporeuse.



Premièrement, (a) une membrane nanoporeuse d'oxyde d'aluminium (AAO) est sélectionnée puis (b) une couche de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) est déposée sur sa face supérieure. Une couche de cuivre est également déposée à l'arrière de la membrane pour former le plan de masse. Ensuite, (c) des motifs sur la couche de  $\text{SiO}_2$  sont ensuite formés par lithographie et par une gravure chimique pour permettre (d) une poussée sélective des nanofils de cuivre par électrodéposition à travers les nanopores de la membrane. L'électrodéposition est conduite jusqu'à ce que les nanofils sortent par la face supérieure la membrane. Par la suite, (e) la face supérieure de la membrane est polie (f) avant que soit déposée une couche de résine sacrificielle qui servira à former la cavité d'air. Les étapes suivantes consistent à (g) déposer une couche de cuivre sur la face supérieure de la membrane pour refermer le guide d'ondes et à (h) nettoyer la résine de l'intérieur du guide pour le remplir d'air. Pour cette dernière étape des trous, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde, ont été ajoutées sur le capot supérieur du guide d'ondes.

### 2.3. Modélisation des nanofils

La conception de circuits à haute densité de nanofils métalliques nécessite des modèles équivalents globaux en raison du grand rapport de forme entre les diamètres nanométriques des vias (et espace entre vias), les épaisseurs micrométriques des membranes, et les dimensions millimétriques des circuits conçus. En effet, l'implémentation directe dans un simulateur électromagnétique 3D de plus de  $10^8$  nanofils par  $\text{cm}^2$  avec des diamètres de quelques nanomètres nécessiterait des ressources informatiques trop importantes. C'est pourquoi différentes méthodes ont été utilisées dans les précédentes réalisations pour modéliser ces nanofils de manière globale. Tout d'abord, un modèle électrique équivalent a été développé et appliqué dans la conception des lignes microrubans à ondes lentes [244]. Ce modèle a ensuite été amélioré avec la prise en compte du couplage entre les nanofils [245] : ceci a permis d'expliquer des phénomènes de dispersion en fréquence et d'observer analytiquement le comportement en fréquence de groupes de nanofils.

Une seconde méthode consiste à définir un matériau équivalent homogène mais anisotrope et ayant des propriétés électriques permettant de représenter ces nanofils. Ce type de méthode avait été considérée dans [246] dans le cas d'une forêt de nanotubes de carbone (CNT) : une cellule élémentaire composée de nanotubes de carbone avait été modélisée par une cellule élémentaire homogène de dimensions identiques avec une conductivité verticale égale à  $\sigma_z$  et des conductivités transversales égales à  $\sigma_T$  [246]. Cette transformation est illustrée à la Figure II-28 (a) où une forêt de nanotubes conducteurs « baignant » dans l'air avait été remplacée par un bloc de matériau équivalent.

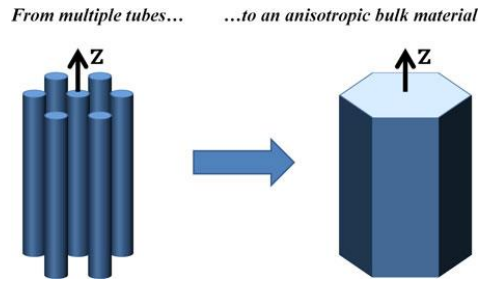


Figure II-28 : Vue 3D de la transformation effectuée sur une cellule élémentaire de nanofils (ou nanotubes de carbone) [246].

La conductivité verticale équivalente  $\sigma_z$  était alors exprimée par l'expression (II-41),  $\sigma_{cnt}$  correspondant à la conductivité verticale des nanotubes de carbone,  $A_{cnt}$  (II-43) et  $A_{cell}$  (II-44) aux surfaces effectives des nanotubes de carbone et d'une section de cellule élémentaire (pour plus de détails sur cette méthode, se rapporter à la référence [246]). Le ratio des surfaces est résumé par le taux de remplissage  $\delta_p$ .

$$\sigma_z = \frac{A_{cnt}}{A_{cell}} \cdot \sigma_{cnt} = \delta_p \cdot \sigma_{cnt} \quad (II-41)$$

Dans notre cas de nanofils de cuivre, comme présenté à la Figure II-26, les pores de la membrane nanoporeuse sont agencés de façon régulière en cellules élémentaires hexagonales. Ainsi une fois remplis de cuivre, ces pores deviennent des nanofils et la membrane acquiert des propriétés conductrices utiles comme cela a été vu dans les différentes réalisations précédentes. La conductivité verticale équivalente  $\sigma_z$  est donnée par l'expression suivante (II-42),  $\sigma_{cu}$  correspondant à la conductivité des nanofils,  $A_{nw}$  (II-43) et  $A_{cell}$  (II-44) aux surfaces des nanofils et d'une section de cellule élémentaire. Le ratio des surfaces est résumé par le taux de remplissage  $\delta_p$ .

$$\sigma_z = \frac{A_{nw}}{A_{cell}} \cdot \sigma_{cu} = \delta_p \cdot \sigma_{cu} \quad (II-42)$$

$$A_{nw} = 3\pi \left( \frac{d_p}{2} \right)^2 \quad (II-43)$$

$$A_{cell} = \frac{3\sqrt{3}}{2} e_p^2 \quad (II-44)$$

Dans le cas de la technologie MnM, la conductivité transversale peut être considérée nulle pour des porosités inférieures à 50 % car la membrane étant un diélectrique de bonne qualité (la tangente de pertes est très inférieure à 1), et sa conductivité est très faible.

Cette méthode a ainsi été considérée pour les conceptions de ce chapitre en technologie MnM, elle permet d'effectuer des simulations électromagnétiques de membrane à nanofils grâce à l'implémentation de ce matériau équivalent dans la modélisation numérique. La membrane utilisée pour les fabrications suivantes a un diamètre de pores  $d_p = 40$  nm, un espacement  $e_p = 107$  nm,

ainsi  $\delta_p = 0.1267$  donc  $\sigma_T = 0$  et  $\sigma_z = 7.35$  MS/m pour des nanofils considérant une conductivité du cuivre  $\sigma_{cu} = 58$  MS/m. Les conductivités étant définies, la constante diélectrique de ce matériau équivalent a été considérée isotrope et égale à celle de l'alumine pour la membrane remplie de cuivre. Enfin, la membrane poreuse non remplie de cuivre avait été caractérisée autour de 95 GHz lors de mesures effectuées par le laboratoire LME de l'université de Sao Paulo développant la technologie : la permittivité équivalente étant de 6.7 et la tangente de pertes  $\tan \delta$  étant égale à 0.015 à cette même fréquence.

## 2.4. SIW à air et avec un effet d'ondes lentes

### 2.4.1. Définition

Le guide d'ondes considéré pour les conceptions suivantes en technologie MnM est illustré par une vue en coupe de face à la Figure II-29 (c). La représentation du contour du guide par le trait noir pointillé permet d'indiquer les limites verticales et horizontales de ce dernier. Nous pouvons remarquer que la partie supérieure est constituée d'air (sur une hauteur  $h_{air}$ ), que la partie inférieure correspond à la membrane remplie de cuivre (hauteur  $h$ ) et que les deux capots métalliques sont connectés électriquement grâce aux nanofils de la membrane. De plus, notons que le capot métallique supérieur est en suspension dans l'air entre ses deux points d'encrages au niveau des murs latéraux.

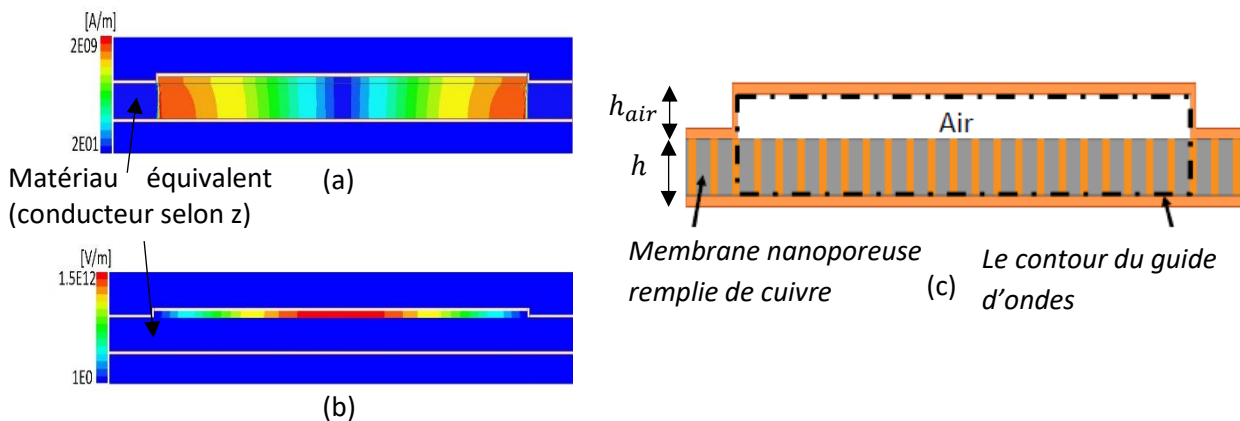


Figure II-29 : (a) Champ magnétique (b) Champ électrique (c) Vue en coupe (non à l'échelle) de face du guide d'ondes intégré et partiellement rempli d'air en technologie membrane et avec effet ondes lentes.

Comme énoncé en introduction de ce chapitre, le guide d'ondes réalisé est partialement rempli d'air et possède un effet d'ondes lentes. Il est appelé PAFSWSIW ou guide d'ondes PAFSWSIW dans la suite de ce document pour *Partially Air Filled Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide*. Ce dernier phénomène est réalisé grâce aux nanofils dans la membrane qui permettent de confiner le champ électrique dans l'air sans perturber le champ magnétique, comme cela est illustré à la Figure II-29 (a) et (b). Ainsi la condition de séparation des champs pour ralentir l'onde est obtenue [154].

### 2.4.2. Modèle de la constante de propagation

Dans cette section, il est proposé une étude du fonctionnement du guide d'ondes partiellement à air et à effet d'ondes lentes en fonction des paramètres électriques de la membrane. Premièrement, le facteur d'ondes lentes ( $SWF$  défini à l'équation (I-25) du chapitre 1) est étudié et deux expressions de ce facteur sont proposées. La première équation exprime le  $SWF$  en fonction de l'épaisseur d'air et de l'épaisseur de la membrane tandis que la deuxième équation propose une équation du  $SWF$  en fonction également de la conductivité verticale  $\sigma_z$  de la membrane. Puis dans un second temps, une largeur effective  $W_{eff}$  du guide d'ondes est décrite, permettant d'expliquer la variation de la fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$  en fonction de la conductivité. Enfin, la dernière partie présente une étude des pertes conductrices et diélectriques de la membrane en fonction de la conductivité et de l'effet d'ondes lentes.

### 2.4.3. Expression du facteur d'ondes lentes

L'expression du facteur d'ondes lentes dans le guide d'ondes est séparée en deux cas différents, le premier développement permet d'exprimer le  $SWF$  réel grâce à sa définition donnée au sein du premier chapitre (équation (I-25)), tandis que le deuxième cas vise à exprimer ce facteur en définissant la membrane avec une permittivité complexe. Ce dernier développement a pour but d'exprimer la permittivité effective complexe du milieu et ainsi de calculer les pertes conductrices liées aux nanofils dans la membrane.

#### a) Cas 1 : $SWF$ réel

Suivant l'expression (I-39) de la section 1.6.2 du chapitre 1 et d'après la topologie des champs électromagnétiques à la Figure II-29 (a) et (b), le facteur d'ondes lentes  $SWF$  du guide d'ondes de la Figure II-29 (c) peut-être exprimé [153] en fonction de la surface occupée par le champ magnétique et le champ électrique (II-45).

$$SWF = \sqrt{\frac{h + h_{air}}{h_{air}}} = \sqrt{\frac{h}{h_{air}} + 1} \quad (II-45)$$

Ainsi, le  $SWF$  augmente avec le ratio  $h/h_{air}$  entre l'épaisseur de la membrane et l'épaisseur de la couche d'air.

#### b) Cas 2 : $SWF$ complexe

La méthode utilisée dans [153] pour exprimer l'équation précédente du  $SWF$  réel a été reprise en considérant non plus une séparation parfaite des champs électromagnétiques dans le guide à ondes

lentes mais en considérant le « diélectrique inférieur » (constitué de la membrane remplie de nanofils de cuivre) comme un diélectrique ayant une conductivité verticale  $\sigma_z$ . Ainsi, sa permittivité est exprimée à l'aide d'une permittivité complexe  $\overline{\epsilon_{r_{bot}}}$  selon (II-46) :

$$\overline{\epsilon_{r_{bot}}} = \epsilon_{r_{bot}}' - i \epsilon_{r_{bot}}'' \quad (\text{II-46})$$

avec  $\epsilon_{r_{bot}}'$  la constante diélectrique réelle du substrat égale à 9.7 et  $\epsilon_{r_{bot}}''$  la partie imaginaire représentant les pertes égale à  $-\frac{\sigma_z}{\omega \epsilon_0}$ .

i. Cas général d'un guide à plans parallèles

De manière analogue à ce qui avait été développé dans [154], afin de quantifier la réduction de vitesse de propagation d'une structure à ondes lentes par rapport à une structure de référence, deux guides à plans parallèles sont tout d'abord considérés ici par mesure de simplicité. Puis, l'expression du facteur d'ondes lentes complexe  $\overline{SWF}$  obtenue à la fin de cette étude est appliquée au guide d'ondes intégré au substrat PAFSW. Enfin, ce modèle est validé grâce à une comparaison avec des simulations électromagnétiques.

Le guide à plans parallèles de référence et le guide à plans parallèles à ondes lentes sont illustrés respectivement à la Figure II-30 (a) et (b). Deux substrats sont définis pour ce dernier guide, un diélectrique inférieur de permittivité complexe  $\overline{\epsilon_{r_{bot}}}$  (II-46) occupant une surface égale à  $S_{bot}$  et un diélectrique supérieur de permittivité  $\epsilon_{r_{top}}$  occupant la surface restante  $S_{top}$ . Le guide de référence de section  $S_{ref}$  est rempli uniformément d'un substrat de constante diélectrique  $\epsilon_{r_{ref}}$ , l'amplitude du champ électrique  $\overline{E_{ref}}$  et du champ magnétique  $\overline{H_{ref}}$  dans ces guides est considérée constante sur leurs surfaces respectives.

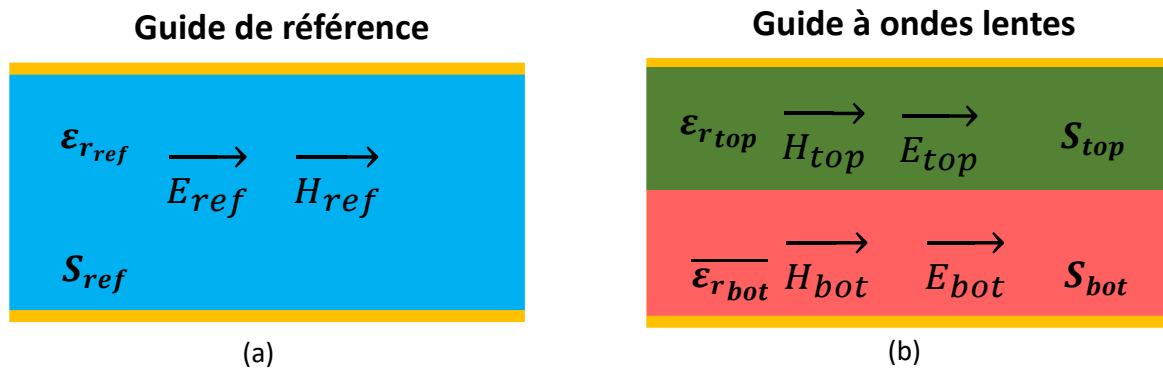


Figure II-30 : Vue en coupe des guides d'ondes à plans parallèles utilisés dans l'étude du SWF en considérant une permittivité complexe de membrane.

Les hypothèses formulées pour cette étude sont tirées de [153], elles sont listées ci-dessous et suivies par des équations déduites les résumant :

- La puissance transmise dans les deux guides d'onde est identique.
- Le facteur d'ondes lentes est égal au rapport des énergies magnétiques ou électriques stockées dans ces deux guides d'ondes (II-47).

$$\overline{SWF} = \frac{W_e}{W_{e_{ref}}} = \frac{W_m}{W_{m_{ref}}} \quad (\text{II-47})$$

- La section  $S_{ref}$  du guide d'ondes de référence est égale à la section  $S$  du guide d'ondes à ondes lentes étudié (II-48).

$$S_{ref} = S_{top} + S_{bot} = S \quad (\text{II-48})$$

- Le champ électrique dans la partie supérieure du guide d'ondes étudiés est égal au champ électrique dans le guide d'ondes de référence multiplié par un coefficient  $a_e$  (II-49).

$$|\overrightarrow{E}_{top}| = a_e |\overrightarrow{E}_{ref}| \quad (\text{II-49})$$

- Le champ magnétique dans le guide d'ondes étudié est égal au champ magnétique dans le guide d'ondes de référence multiplié par un coefficient  $a_m$  (II-50).

$$|\overrightarrow{H}_{top}| = a_m |\overrightarrow{H}_{ref}| \quad (\text{II-50})$$

- L'amplitude du champ magnétique est identique sur toute la section du guide d'ondes étudié en négligeant les perturbations générées par les éléments insérés dans le substrat inférieur pour créer l'effet d'ondes lentes (II-51).

$$\overrightarrow{H}_{top} = \overrightarrow{H}_{bot} \quad (\text{II-51})$$

- Les amplitudes des champs électriques dans les deux diélectriques de permittivité  $\varepsilon_{r_{top}}$  et  $\overline{\varepsilon_{r_{bot}}}$  sont liées par l'équation (II-52).

$$\varepsilon_{r_{top}} |\overrightarrow{E}_{top}| = \overline{\varepsilon_{r_{bot}}} |\overrightarrow{E}_{bot}| \quad (\text{II-52})$$

Le développement suivant vise à présent à exprimer le  $\overline{SWF}$  du guide d'ondes étudié en fonction de ses dimensions. Pour cela, les paramètres  $a_e$  et  $a_m$  vont être déterminés à l'aide de l'énergie électrique stockée et de la puissance transmise dans les guides.

L'énergie électrique stockée  $W_e$  du guide étudié est exprimée dans (II-54) en fonction de l'énergie électrique stockée  $W_{e_{ref}}$  (II-53) dans le guide de référence.

$$W_{e_{ref}} = \frac{1}{4} \cdot s \int_{S_{ref}} \varepsilon_{r_{ref}} |\overrightarrow{E}_{ref}|^2 dS \quad (\text{II-53})$$

$$W_e = \frac{1}{4} s \int_{S_{top}} \varepsilon_{r_{top}} |\overrightarrow{E}_{top}|^2 dS + \frac{1}{4} s \int_{S_{bot}} \overline{\varepsilon_{r_{bot}}} |\overrightarrow{E}_{bot}|^2 dS \quad (\text{II-54})$$

Dans cette équation, le champ  $|\overrightarrow{E}_{bot}|$  est remplacé par  $|\overrightarrow{E}_{top}|$  à l'aide de (II-52) pour obtenir (II-55).

$$W_e = \frac{S}{4} \int_{S_{top}} \varepsilon_{r_{top}} |\vec{E}_{top}|^2 dS + \left( \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{bot}}} \right)^2 \frac{S}{4} \int_{S_{bot}} \varepsilon_{r_{bot}} |\vec{E}_{top}|^2 dS \quad (II-55)$$

Puis dans (II-56), les intégrales sur les surfaces  $S_{bot}$  et  $S_{top}$  sont remplacées par des intégrales sur la surface totale  $S$ .

$$W_e = \frac{S_{top} S}{S} \frac{1}{4} \int_S \varepsilon_{r_{top}} |\vec{E}_{top}|^2 dS + \frac{S_{bot}}{S} \left( \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{bot}}} \right)^2 \frac{S}{4} \int_S \varepsilon_{r_{bot}} |\vec{E}_{top}|^2 dS \quad (II-56)$$

A l'aide de (II-49), le champ  $|\vec{E}_{top}|$  dans (II-56) est remplacé par son équivalent dans le guide de référence.

$$W_e = a_e^2 \frac{S_{top} \varepsilon_{r_{top}}}{S_{ref} \varepsilon_{r_{ref}}} \frac{S}{4} \int_{S_{ref}} \varepsilon_{r_{ref}} |\vec{E}_{ref}|^2 dS + a_e^2 \frac{S_{bot}}{S_{ref}} \frac{\varepsilon_{r_{top}}^2}{\varepsilon_{r_{bot}} \varepsilon_{r_{ref}}} \frac{S}{4} \int_{S_{ref}} \varepsilon_{r_{ref}} |\vec{E}_{ref}|^2 dS \quad (II-57)$$

Après normalisation de l'équation (II-57) par rapport à  $W_{e_{ref}}$  et le ratio des deux énergies stockées peut être établi (II-58).

$$\frac{W_e}{W_{e_{ref}}} = \frac{a_e^2}{S_{ref}} \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{ref}}} \left( S_{top} + S_{bot} \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{bot}}} \right) \quad (II-58)$$

L'équation (II-59) exprime le  $\overline{SWF}$  en fonction de  $a_m$  et  $a_e$  à partir de (II-58). Puis le ratio  $\frac{a_e}{a_m}$  est exprimé dans (II-60) en fonction des dimensions et des permittivités relatives des deux guides d'ondes.

$$\overline{SWF} = a_m^2 = \frac{a_e^2}{S_{ref}} \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{ref}}} \left( S_{top} + S_{bot} \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{bot}}} \right) \quad (II-59)$$

$$\frac{a_e}{a_m} = \sqrt{\frac{\frac{S_{ref} \varepsilon_{r_{ref}}}{\varepsilon_{r_{top}}}}{S_{top} + S_{bot} \frac{\varepsilon_{r_{top}}}{\varepsilon_{r_{bot}}}}} \quad (II-60)$$

Par ailleurs, la puissance transmise dans le guide de référence est égale à la puissance transmise dans le second guide, ce qui permet d'écrire l'équation (II-61).

$$\int_{S_{ref}} \vec{E}_{ref} \cdot \vec{H}_{ref}^* dS = \int_{S_{top}} \vec{E}_{top} \cdot \vec{H}^* dS + \int_{S_{bot}} \vec{E}_{bot} \cdot \vec{H}^* dS \quad (II-61)$$

Le champ  $\vec{E}_{bot}$  est remplacé par  $\vec{E}_{top}$  à l'aide de (II-52) et les intégrales sur les surfaces  $S_{bot}$  et  $S_{top}$  sont remplacées par des intégrales sur la surface totale. De plus, les champs  $\vec{E}_{top}$  et  $\vec{H}$  sont remplacés

par leur équivalent dans le guide de référence. L'équation (II-61) est alors équivalente à l'équation (II-62).

$$\int_{S_{ref}} \vec{E}_{ref} \cdot \vec{H}_{ref}^* dS = a_e a_m \frac{S_{top}}{S_{ref}} \int_{S_{ref}} \vec{E}_{ref} \cdot \vec{H}_{ref}^* dS + a_e a_m \frac{S_{bot}}{S_{ref}} \int_{S_{ref}} \vec{E}_{ref} \cdot \vec{H}_{ref}^* dS \quad (II-62)$$

Une expression du produit  $a_e a_m$  est trouvée (II-63).

$$a_e a_m = \frac{S_{ref}}{S_{top} + S_{bot} \frac{\epsilon_{r_{top}}}{\epsilon_{r_{bot}}}} \quad (II-63)$$

Finalement, l'expression (II-64) du  $\overline{SWF}$  est trouvé grâce aux équations (II-59)(II-60) et (II-63).

$$\overline{SWF} = \frac{\epsilon_{r_{top}}}{\epsilon_{r_{ref}}} \sqrt{\frac{S_{ref}}{S_{top} + S_{bot} \frac{\epsilon_{r_{top}}}{\epsilon_{r_{bot}}}}} \quad (II-64)$$

Si  $\epsilon_{r_{top}} = 1$ , et  $\epsilon_{r_{ref}} = 1$  (cas d'un guide à plans parallèles à ondes lentes partiellement à air et du guide à air, respectivement) alors l'expression (II-64) devient :

$$\overline{SWF} = \frac{S_{ref}}{S_{top} + \frac{S_{bot}}{\epsilon_{r_{bot}}}} = \frac{S_{ref}}{S_{top} + \frac{S_{bot}}{\epsilon'_{r_{bot}} - i\epsilon''_{r_{bot}}}} \quad (II-65)$$

### ii. Cas d'un guide SIW à ondes lentes

La Figure II-31 représente (a) le SIW de référence et (b) le SIW partiellement à air (dans la partie supérieure) et à ondes lentes (grâce à la présence de nanofils métallique dans la membrane inférieure). Les deux guides d'ondes présentent une même hauteur totale  $h_{tot}$  et une même largeur  $W$ .

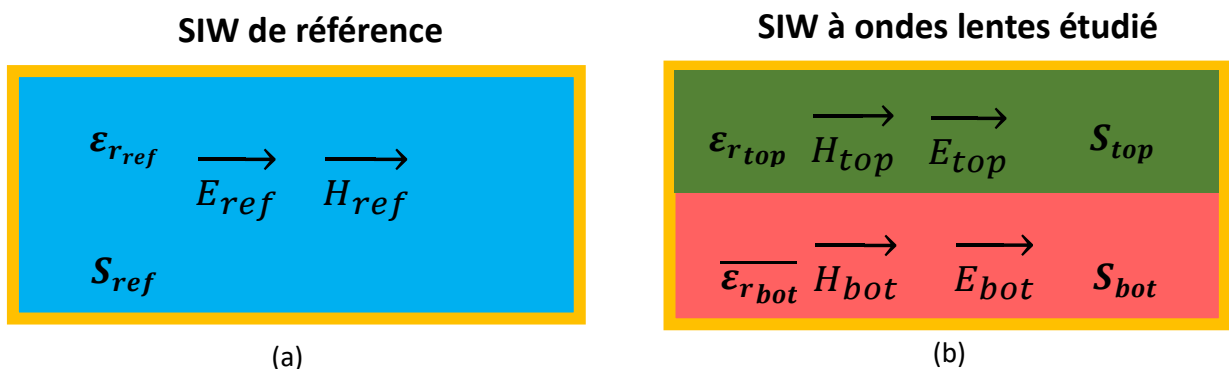


Figure II-31 : Vue en coupe des SIW considérés dans cette étude du SWF : (a) SIW de référence et (b) SIW partiellement à air (dans la partie supérieure) et à ondes lentes (en présence d'une permittivité complexe de membrane)



Nous nous plaçons ici dans le cas d'un guide d'ondes présentant une miniaturisation longitudinale  $\tau_z$  et latérale  $\tau_y$  identiques (partie 1.6.1 du chapitre 1), ce qui correspond au cas étudié ici de la membrane nanoporeuse. Dans ce cas, pour des guides de même fréquence de coupure, le  $SWF$  est alors défini par le ratio des largeurs de guides (II-66).

$$SWF = \frac{W_{ref}}{W_{sw}} \quad (II-66)$$

La Figure II-32 présente le  $\overline{SWF}$  pour un guide d'ondes de largeur égale à  $880 \mu\text{m}$  et pour 4 hauteurs d'air différentes avec une conductivité verticale de la membrane comprise entre  $100 \text{ S/m}$  et  $1 \text{ MS/m}$ . Sa partie imaginaire et sa partie réelle sont reportées à des fins de comparaison des calculs obtenus à partir de la (II-64) (en traits pointillés), des résultats de simulation (en traits pleins) et du  $SWF$  réel calculé à partir de la formule (II-45). Nous pouvons voir que la partie imaginaire de ce facteur d'ondes lentes tend rapidement vers zéro lorsque la conductivité verticale augmente et dépasse  $10 \text{ kS/m}$ . La partie réelle du  $\overline{SWF}$  (II-64) est égale la valeur donnée par le  $SWF$  réel (II-45) en considérant simplement la séparation des champs tant que conductivité reste supérieure à  $1 \text{ kS/m}$ . De plus, les résultats de simulation pour la partie réelle montrent une concordance correcte de ces résultats avec une erreur inférieure au pourcent. Enfin, cette étude montre que le  $SWF$  peut ainsi être calculé avec précision selon le premier cas sans prendre en compte la conductivité de la membrane si celle-ci est supérieure à  $10 \text{ kS/m}$ .

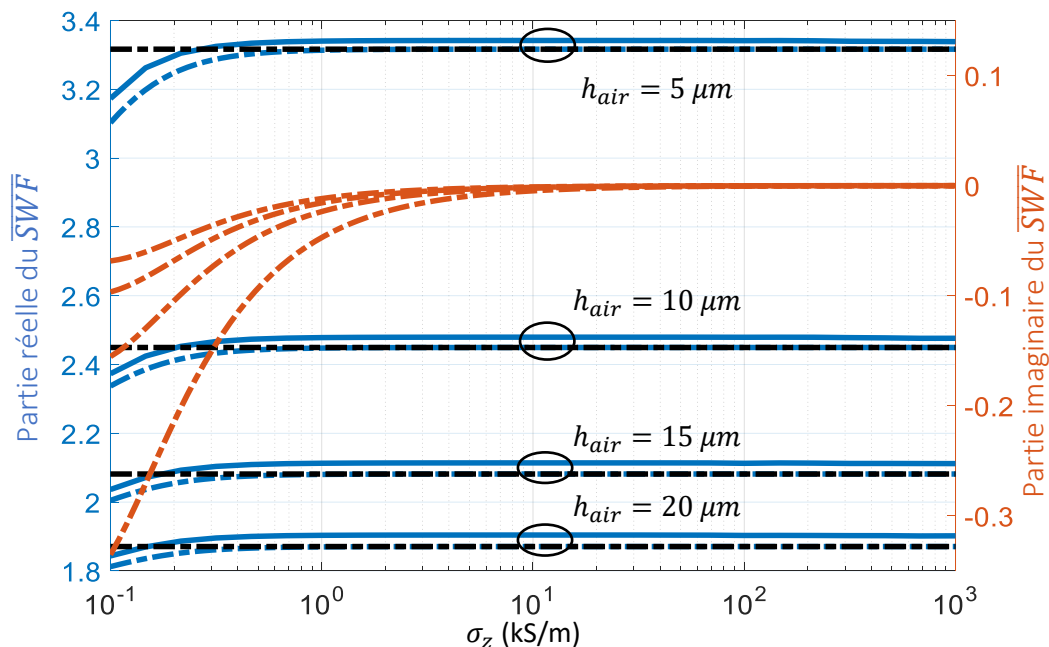


Figure II-32 :  $\overline{SWF}$  du guide d'ondes PAFSWSIW en fonction de la conductivité verticale  $\sigma_z$  de la membrane pour différentes hauteurs d'air  $h_{air}$ . En noir le  $SWF$  calculé suivant le cas réel sans considérer la conductivité, en couleur pointillé la partie réelle et imaginaires du  $SWF$  calculée selon l'expression précédente, en trait plein les résultats de simulation ( $f=75 \text{ GHz}$ ,  $W = 880 \mu\text{m}$ ).

#### 2.4.4. Expression de la largeur effective $W_{eff}$

La Figure II-33 présente l'amplitude du champ magnétique dans une vue de face de la moitié du guide d'ondes à d'ondes lentes, c'est-à-dire la structure partiellement remplie d'air dans la zone supérieure du guide et partiellement réalisée dans la membrane d'alumine remplie de nanofils pour deux conductivités verticales  $\sigma_z$  différentes, respectivement 10 kS/m et 1 MS/m. L'épaisseur de peau théorique dans la membrane à 75 GHz dans les murs latéraux du guide est respectivement égale à 18  $\mu\text{m}$  et 1.8  $\mu\text{m}$  pour les deux conductivités considérées. Les vues en coupe ci-dessous permettent de noter qu'il existe effectivement une pénétration du champ magnétique dans les murs latéraux du guide d'ondes plus ou moins importante suivant la conductivité et l'épaisseur de peau.

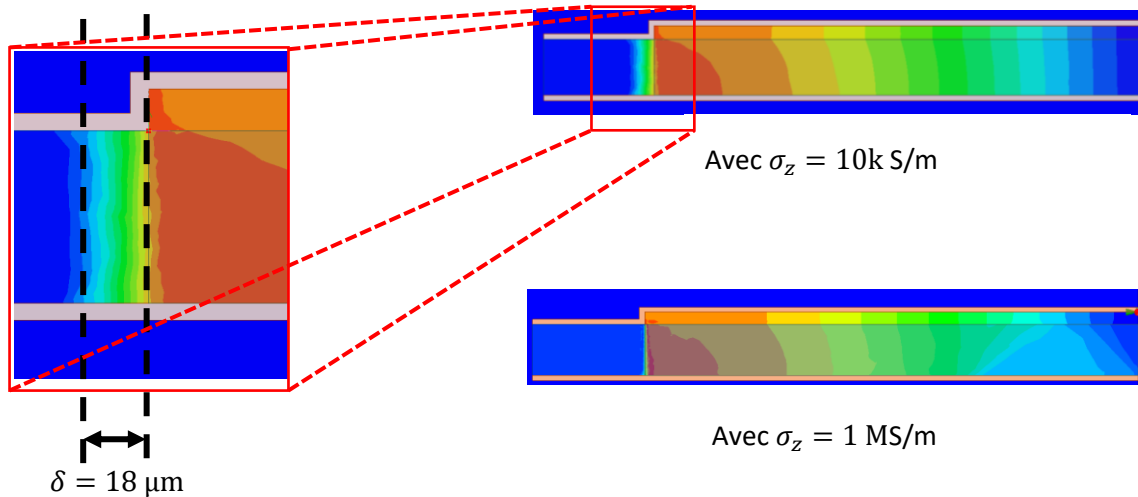


Figure II-33: Amplitude du champ magnétique dans une vue en coupe transversale d'une moitié du guide d'ondes à d'ondes lentes à la fréquence de coupure du guide d'ondes ( $f = 75 \text{ GHz}$ ,  $W = 880 \mu\text{m}$ ) pour deux conductivités verticales différentes et à échelle de couleurs identique.

Ainsi, nous allons démontrer dans cette partie que cet élargissement lié au champ magnétique peut être pris en compte pour définir la largeur effective de guide nommée  $W_{eff}$ , ce qui aura un impact sur la fréquence de coupure de ce guide. Pour exprimer cette grandeur, nous considérons les deux guides de la Figure II-34, pour étudier la différence de fréquence de coupure entre ces deux guides. Les deux guides présentent la même hauteur totale  $h_{tot}$  ; ils sont de largeur identique  $W$  dans la partie supérieure (verte) de hauteur  $h_{top}$ , et présentent une largeur différente dans la partie inférieure (rouge). En effet, pour le guide (a), les murs latéraux inférieurs sont considérés comme étant réalisés à l'aide des nanofils de la membrane, ce qui impose de prendre en compte l'effet de peau dans ces murs. Afin de simplifier le calcul, nous faisons les hypothèses que le champ électrique dans le substrat inférieur des deux guides est nul.

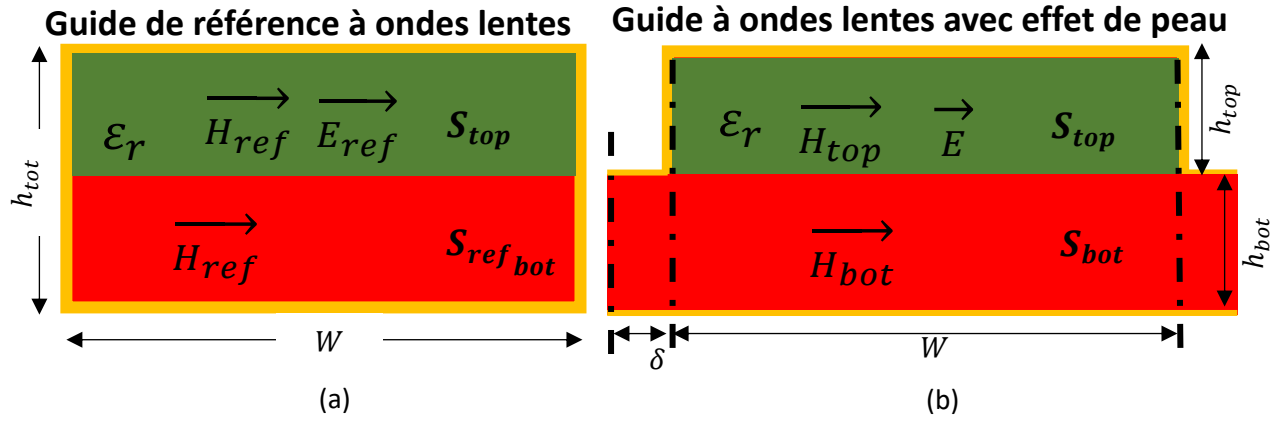


Figure II-34 : Vue en coupe des guides d'ondes définis pour exprimer la largeur effective  $W_{eff}$ . (a) Le guide d'ondes de référence sans effet de peau, (b) le guide d'ondes étudié avec effet de peau dans la membrane (partie rouge)

La surface totale  $S$  du guide d'ondes avec effet de peau dans la membrane est exprimée dans l'équation (II-67) où  $\delta$  est l'épaisseur de peau, et  $S_\delta$  est égal au produit de  $\delta$  par  $h_{bot}$ .

$$S = S_{ref} + 2S_\delta = W \cdot h + 2\delta \cdot h_{bot} \quad (II-67)$$

Les énergies électriques stockées dans les guides d'ondes sont exprimées dans (II-68) et (II-69), puis le facteur  $a_e'$  est exprimé dans (II-70).

$$W_{e_{ref}} = \frac{S}{4} \int_{S_{top}} \epsilon_r |\vec{E}_{ref}|^2 dS \quad (II-68)$$

$$W_e = \frac{S}{4} \int_{S_{2top}} \epsilon_r |E|^2 dS = a_e'^2 \cdot \frac{S}{4} \int_{S_{top}} \epsilon_r |\vec{E}_{ref}|^2 dS \quad (II-69)$$

$$\frac{W_e}{W_{e_{ref}}} = a_e'^2 \quad (II-70)$$

L'énergie magnétique stockée  $W_m$  dans le guide d'ondes étudié avec effet de peau est exprimée dans (II-72) en fonction de l'énergie magnétique stockée  $W_{m_{ref}}$  (II-71) dans le guide de référence.

$$W_{m_{ref}} = \frac{1}{4} \cdot S \int_{S_{ref}} |\vec{H}_{ref}|^2 dS \quad (II-71)$$

$$W_m = a_m'^2 \cdot W_{m_{ref}} + \frac{S}{4} \int_{2S_\delta} |\vec{H}_{bot}|^2 dS \quad (II-72)$$

On fait l'hypothèse que l'énergie magnétique stockée sur la surface  $S_\delta$  est égale à une portion de l'énergie magnétique  $W_m$  stockée sur la surface totale  $S$ . Ainsi, le deuxième terme de l'équation (II-72) est remplacé par  $2W_m \frac{S_\delta}{S}$  pour obtenir l'expression (II-73). D'après (II-47), le ratio des énergies électrique ou magnétique est identique au facteur d'ondes lentes, soit le ratio des fréquences de coupure des deux guides d'ondes. Ainsi après factorisation de l'expression (II-73), le ratio des fréquences de coupure est exprimé dans (II-74) en fonction des facteurs  $a'_e$  et  $a'_m$ . Par la suite, le ratio de ces facteurs est écrit selon (II-75).

$$W_m = a'_m{}^2 \cdot W_{m_{ref}} + W_m \frac{2S_\delta}{S} \quad (\text{II-73})$$

$$\frac{f_{c_{ref}}}{f_c} = \frac{W_e}{W_{e_{ref}}} = \frac{W_m}{W_{m_{ref}}} = a'_e{}^2 = a'_m{}^2 \frac{S_{ref} + 2S_\delta}{S_{ref}} \quad (\text{II-74})$$

$$\frac{a'_m}{a'_e} = \sqrt{\frac{S_{ref}}{S_{ref} + 2S_\delta}} \quad (\text{II-75})$$

On considère à présent l'égalité de puissance transmise dans le guide de référence et dans le second guide (II-76). Le produit  $a'_e a'_m$  exprimé dans (II-77) et le ratio (II-75) permettent d'exprimer  $\frac{f_{c_{10_{ref}}}}{f_{c_{10}}}$  dans (II-78).

$$\int_{S_{top}} \vec{E}_{ref} \cdot \vec{H}_{ref}^* dS = \int_{S_{top}} \vec{E} \vec{H}^* dS \quad (\text{II-76})$$

$$a'_e a'_m = 1 \quad (\text{II-77})$$

$$\frac{f_{c_{10_{ref}}}}{f_{c_{10}}} = \sqrt{1 + \frac{2S_\delta}{S_{ref}}} = \sqrt{1 + \frac{2\delta h_{bot}}{W h_{tot}}} \quad (\text{II-78})$$

L'équation (II-79) exprime la largeur effective  $W_{eff}$  du guide d'ondes ayant la même fréquence de coupure que celle du guide d'ondes étudié avec effet de peau des murs latéraux.

$$W_{eff} = \frac{f_{c_{ref}}}{f_c} W = W \sqrt{1 + \frac{2\delta \cdot h_{bot}}{W \cdot h_{tot}}} \quad (\text{II-79})$$

Ainsi un élargissement de  $W_{eff}$  peut-être causé par une augmentation du ratio  $\frac{2\delta}{W}$  entre l'effet de peau  $\delta$  et la largeur du guide d'ondes  $W$  ou par une diminution du ratio  $\frac{h_{top}}{h_{bot}}$  entre les épaisseurs des substrats supérieur et inférieur.

### 2.4.5. Expression de la fréquence de coupure

La fréquence de coupure  $f_{c_{10}}$  du guide d'ondes est calculée selon l'expression (II-80) en fonction de la largeur effective  $W_{eff}$  et de la permittivité effective  $\varepsilon_{r_{eff}}$  (II-81) égale au carré du facteur d'ondes lentes pour le cas du guide d'ondes partiellement rempli d'air.

$$f_{c_{10}} = \frac{c_0}{2W_{eff}\sqrt{\varepsilon_{r_{eff}}}} \quad (\text{II-80})$$

$$\varepsilon_{r_{eff}} = \varepsilon_r SWF^2 = SWF^2 \quad (\text{II-81})$$

L'expression de la fréquence de coupure (II-80) considérant la largeur effective  $W_{eff}$  (II-79) est présentée à la Figure II-35 pour différentes hauteurs d'air en fonction de la conductivité verticale de la membrane. Elle est comparée à la fréquence de coupure obtenue à l'aide de simulations électromagnétiques. Nous pouvons remarquer que la fréquence de coupure diminue lorsque la conductivité diminue, du fait de l'agrandissement de  $W_{eff}$  lié à l'effet de peau dans les murs latéraux. Néanmoins cette variation est seulement visible pour  $\sigma_z$  inférieure à 10 kS/m ; au-dessus de cette valeur la fréquence de coupure peut être calculée avec la largeur  $W$  du guide d'ondes classique. Remarquons aussi que le modèle proposé permet de retrouver le comportement en simulation avec une bonne correspondance, même pour des valeurs faibles de  $\sigma_z$  conduisant à des valeurs de  $W_{eff}$  bien supérieures à  $W$ . En effet, en prenant un cas pessimiste de  $\sigma_z = 1$  kS/m pour  $h_{top} = 5$   $\mu\text{m}$ , une largeur  $W_{eff} = 930$   $\mu\text{m}$  est alors obtenue, engendrant un décalage de la fréquence de coupure de 6 % par rapport à la fréquence de coupure du guide de référence. Il faut noter que dans ce cas, le modèle proposé donne une bonne approximation de  $f_{c_{10}}$  avec un écart maximal inférieur à 1 % par rapport à la simulation EM, quelle que soit la hauteur  $h_{top}$ .

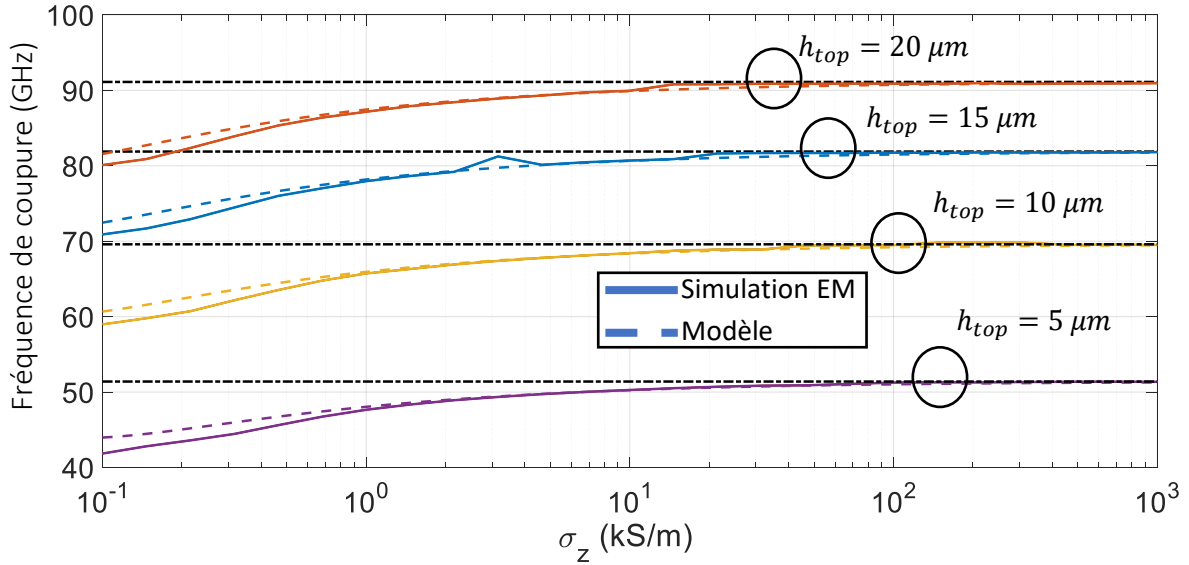


Figure II-35 : Fréquence de coupure du guide d'ondes PAFWSIW en fonction de la conductivité verticale  $\sigma_z$  de la membrane pour différentes hauteurs d'air. En noir la fréquence de coupure calculée avec une largeur fixe  $W$ , en couleur pointillé  $f_{c_{TE10}}$  calculée avec  $W_{eff}$  et en trait plein les résultats de simulation EM. ( $\epsilon_{r'_{bot}} = 9.7$ ,  $W = 880 \mu m$ ,  $h_{bot} = 50 \mu m$ )

#### 2.4.6. Analyse de l'origine des pertes

L'étude suivante permet d'observer l'évolution des pertes conductrices engendrées par les nanofils et par les diélectriques de la membrane en fonction de la conductivité verticale et du facteur d'ondes lentes.

##### a) Impact de la conductivité des nanofils sur les pertes

La constante d'atténuation des murs latéraux en nanofils dans la membrane,  $\alpha_{c_{murs}}$ , est calculée à l'aide des expressions (II-82), (II-83), (II-84), (II-85), et (II-86) appliquées à notre cas, équations initialement développées dans [2] pour un guide d'ondes rectangulaire classique. La grandeur  $P_{10}$  définie dans l'expression (II-83) correspond à la puissance transmise du mode de propagation  $TE_{10}$ . La puissance dissipée dans les murs latéraux  $P_{l_{murs}}$  est donnée à l'équation (II-84) en fonction de la hauteur  $h_{bot}$  et de la résistance carrée  $R_s$  donnée à l'équation (II-85). Les deux coefficients  $a_e$  et  $a_m$ , qui représentent la modification de l'amplitude des champs E et H en fonction de l'effet d'ondes lentes, ont été ajoutés à ces expressions. La constante de phase effective  $\beta_{eff}$  du guide d'ondes est définie dans l'équation (II-86) comme étant la partie imaginaire de la constante de propagation. Quant à la constante d'atténuation liée aux pertes conductrices des nanofils borgnes dans la membrane  $\alpha_{c_{membrane}}$ , elles sont calculées dans l'expression (II-86) à l'aide du facteur d'ondes lentes complexe  $\overline{SWF}$  défini précédemment et rappelé dans l'équation (II-87). Notons qu'une conductivité infinie a été considérée pour les murs conducteurs inférieur et supérieur du guide d'ondes. Ainsi, seulement les pertes conductrices liées à la membrane et aux nanofils sont considérées dans cette étude.

$$\alpha_{c_{murs}} = \frac{P_{l_{murs}}}{2P_{10}} \quad (II-82)$$

$$P_{10} = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot W_{eff}^3 \cdot Re(\beta_{eff}) \cdot h_{top} \cdot a_e \cdot a_m}{4\pi^2} \quad (II-83)$$

$$P_{l_{murs}} = R_s \cdot h_{bot} \quad (II-84)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma_z}} \quad (II-85)$$

$$\alpha_{c_{membrane}} + i \beta_{eff} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 - \overline{SWF} \cdot k^2} \quad (II-86)$$

$$\overline{SWF} = \sqrt{\frac{\bar{\epsilon}_r h_{tot}}{h_{bot} + h_{top} \bar{\epsilon}_r}} \quad (II-87)$$

Le résultat des expressions précédentes est comparé aux résultats de simulation à la Figure II-36 entre 1k S/m et 1M S/m de conductivité verticale pour un guide d'ondes d'épaisseur d'air  $h_{top}$  de 12  $\mu\text{m}$ , d'épaisseur de la membrane  $h_{bot} = 50 \mu\text{m}$  et de largeur  $W = 880 \mu\text{m}$ .

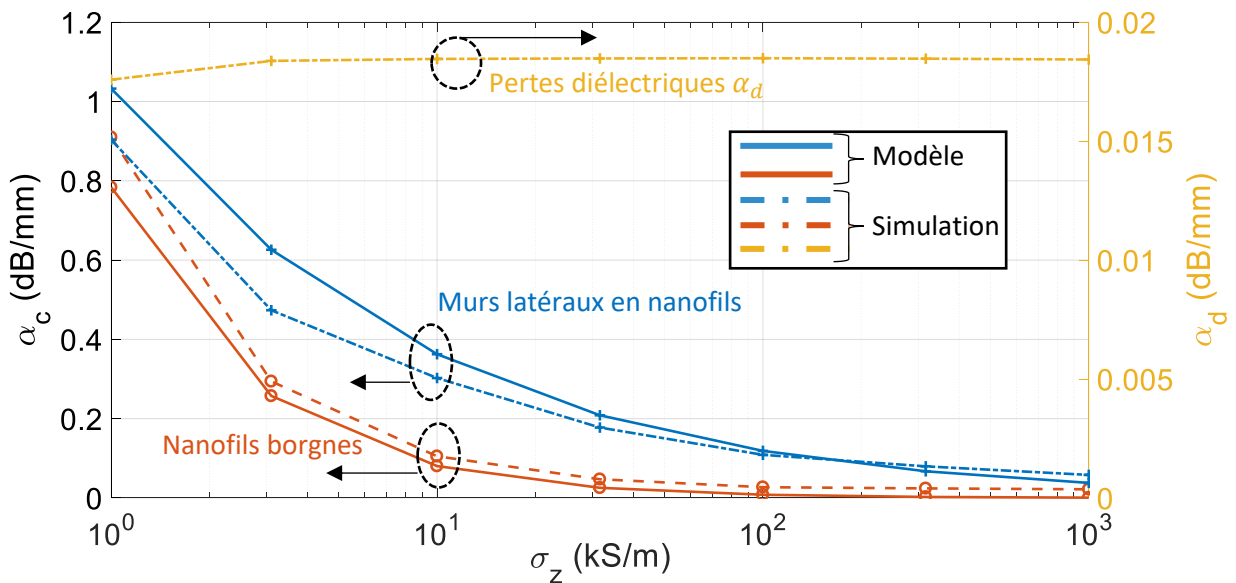


Figure II-36 : La constante d'atténuation  $\alpha_c$  conductrice des murs, des vias borgnes et diélectrique  $\alpha_d$  de la membrane en fonction de la conductivité verticale équivalente  $\sigma_z$ . ( $\tan \delta = 0.015$ ,  $f = 1.5f_c = 110 \text{ GHz}$ ,  $w = 880 \mu\text{m}$ ,  $h_{air} = 12 \mu\text{m}$ )

Il peut être observé que la correspondance entre ces deux résultats est correcte, avec un écart plus important entre le modèle et les simulations EM pour des conductivités faibles ( $\sigma_z < 10 \text{ kS/m}$ ). De manière attendue, les constantes d'atténuation conductrices sont d'autant plus faibles que la conductivité  $\sigma_z$  est élevée. Notons une augmentation rapide de ces constantes d'atténuation conductrices pour des valeurs de conductivité inférieures à 10 kS/m et 100 kS/m et pour respectivement les vias borgnes et les murs du guide d'ondes dans la membrane. Quant à la constante

d'atténuation diélectrique, seuls les résultats de simulation sont disponibles et comme attendu, elles restent bien inférieures aux pertes conductrices et quasiment constantes en fonction de la conductivité. Ce résultat est en accord avec les précédentes observations électromagnétiques où l'on peut voir que le champ électrique est confiné presque complètement dans l'air. Cette étude permet de conclure qu'un soin particulier doit être apporté aux nanofils au niveau des murs latéraux afin de garantir une conductivité supérieure à la précédente limite énoncée.

### b) Analyse en fonction du facteur d'ondes lentes

La même étude est reprise afin d'observer les constantes d'atténuation conductrices  $\alpha_c$  et diélectriques  $\alpha_d$  de la membrane en fonction du facteur d'ondes lentes  $SWF$  (II-45). Pour cela, une conductivité verticale constante et égale à 100 kS/m est considérée avec une hauteur d'air variable entre 5  $\mu\text{m}$  et 40  $\mu\text{m}$ . La Figure II-37 présente l'évolution des constantes d'atténuation conductrices dans la membrane et dans les murs en fonction du  $SWF$  à la fréquence de  $1.5f_c$  (112 GHz). De manière générale, les constantes d'atténuation conductrices liées aux pertes dans les murs latéraux et aux pertes dans les vias borgnes sont proportionnelles au  $SWF$ , les pertes conductrices dans les murs latéraux étant bien supérieures aux pertes conductrices dans les vias borgnes (dans un rapport 10 ici). La Figure II-38 présente l'évolution de la constante d'atténuation diélectrique  $\alpha_d$  en fonction du  $SWF$  pour trois tangentes de pertes comprises entre 0.015 et 0.06. Cette figure montre que la constante d'atténuation diélectrique augmente bien avec la tangente de pertes. Dans le cas présenté ici, la constante d'atténuation  $\alpha_d$  est du même ordre de grandeur que la constante d'atténuation conductrice liée aux nanofils borgnes, mais elle reste inférieure à celle liée aux murs de nanofils.

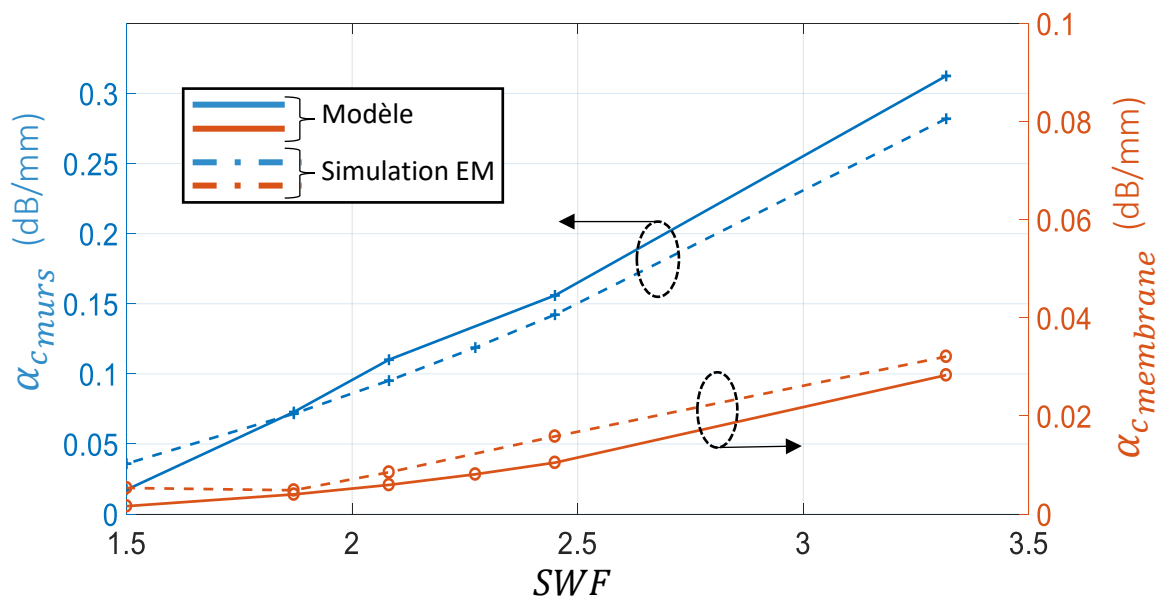


Figure II-37 : Evolution de la constante d'atténuation conductrice dans la membrane et dans les murs en fonction du facteur d'ondes lentes pour une conductivité  $\sigma_z = 100\text{k S/m}$  et une fréquence  $f = 1.5f_c = 112\text{ GHz}$ . ( $\tan \delta = 0.03$ ).



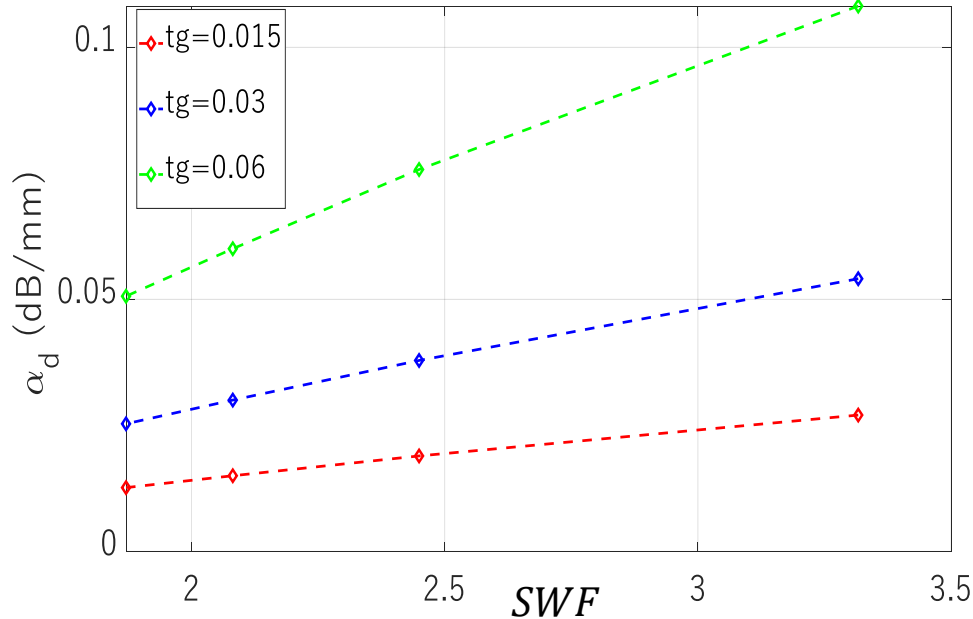


Figure II-38 : Evolution de la constante d'atténuation diélectrique dans la membrane en fonction du facteur d'ondes lentes pour différentes valeurs du facteur de dissipation : en trait vert  $\tan \delta = 0.06$ , en trait bleu  $\tan \delta = 0.03$ , et en trait rouge  $\tan \delta = 0.015$ . ( $\sigma_z = 100k S/m$ ,  $f = 112 GHz$ )

## 2.5. Conception

Les parties suivantes résument les différentes conceptions de guide d'ondes partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes en technologie MnM. Les transitions entre le guide d'ondes et des lignes de transmission planaires sont d'abord présentées. La conception de filtres à couplages inductifs autour de 112.5 GHz est ensuite présentée. Pour ces conceptions, la hauteur d'air a été fixée à 12  $\mu m$  par le laboratoire LME de l'université de Sao Paulo en charge de la fabrication. Deux fréquences de coupures sont considérées, 50 GHz et 75 GHz, fréquences choisies notamment pour correspondre à des fréquences mesurables dans les laboratoires participant à cette étude. La hauteur d'air précédente permet d'obtenir un  $SWF$  égal à 2.27 d'après l'équation (II-45), ainsi les largeurs des guides d'ondes sont calculées égales à 880  $\mu m$  et 1320  $\mu m$  pour les deux fréquences de coupure.

### 2.5.1. Transitions depuis des lignes d'accès planaires

Pour pouvoir mesurer le guide d'ondes étudié avec des sondes de mesures GSG (*Ground-Signal-Ground*), des accès en ligne de propagation planaire doivent être ajoutés à son entrée et sortie et des transitions doivent être conçues entre ces derniers pour adapter le mode de propagation TEM de la ligne avec celui  $TE_{10}$  du guide d'ondes. Dans la littérature plusieurs types de transitions ont été développés. Certaines sont présentées à la Figure II-39.

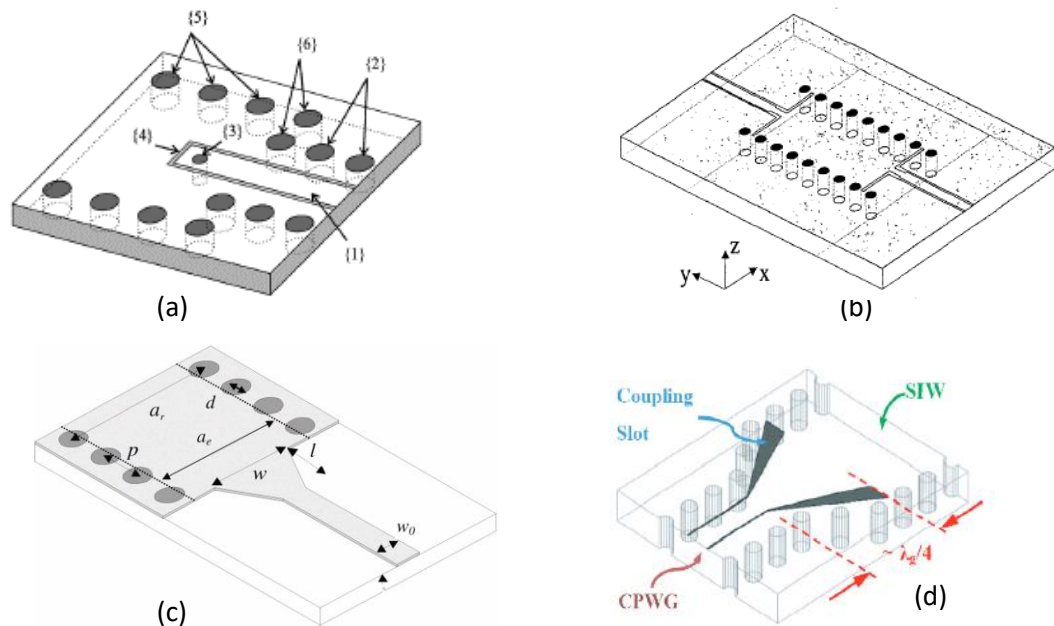


Figure II-39 : Transitions entre SIW et lignes de transmissions planaires : (a) de type sonde de courant depuis une ligne GCPW [247], (b) GCPW à  $90^\circ$ [21], (c) microruban tapérisé [248] et (d) à base de GCPW tapérisé [249].

Les deux premières transitions, à la Figure II-39 (a) et (b), sont appelées respectivement sonde de courant et de tension à cause de la nature inductive ou capacitive du couplage créé entre la ligne et le guide. La première transition [247] est composée d'une ligne coplanaire avec plan de masse (appelée GCPW pour *Grounded Coplanair Waveguide*) terminée en circuit ouvert et connectée électriquement au capot inférieur par un via métallisé. Le courant traversant ce dernier permet l'excitation d'un champ magnétique ayant la même distribution que celui du mode de propagation TE<sub>10</sub>. La deuxième transition [21] est composée de fentes à  $90^\circ$  qui permettent, de manière analogue à la précédente transition, une distribution du champ électrique correspondant à celui d'un mode TE<sub>10</sub>. Dans les deux réalisations précédente [247],[21], les largeurs de bande passante considérant une adaptation meilleure que -15 dB sont respectivement de 13 % et 7 %, ce qui ne les destine pas à des applications large bande.

Les transitions présentées à la Figure II-39 (c) et (d) seront celles utilisées dans nos conceptions en raison du caractère large bande de leur réponse. La première transition [248] est une transition à base de ligne microruban, l'adaptation au SIW est effectuée à l'aide d'une augmentation progressive de la largeur de la ligne sur une longueur égale à  $\lambda/4$ . Des règles de conception ont été présentées la première fois dans [248] permettant d'obtenir une adaptation de -18 dB en mesure entre 24 GHz et 38 GHz. Ces règles de conception ont été améliorées ensuite [250] pour en diminuer l'optimisation. La deuxième transition [249] est composée d'une ligne CPW avec plan de masse inférieur, un élargissement de la ligne centrale et du gap sur une longueur quart d'onde permet son adaptation au

guide d'ondes. Son fonctionnement a été démontré dans une première réalisation autour de 8 GHz avec 25 % de bande passante relative à -15 dB d'adaptation [249], puis avec 43 % de bande passante autour de 9.3 GHz [251]. Une amélioration proposée dans [252] permet de diminuer les pertes par radiation et l'intensité du champ électrique à la fin de la transition.

Parmi ces deux dernières transitions, l'utilisation de ligne GCPW est intéressante en raison du plus faible taux de radiation de cette dernière et de la meilleure souplesse de conception quant à sa bande passante TEM. En effet, l'apparition de mode supérieur dans la ligne GCPW peut être contrôlée à l'aide de la largeur centre à centre des vias latéraux. Tandis que pour la ligne microruban, l'épaisseur du substrat est un paramètre de la fréquence de coupure de ces modes, ainsi des substrats fins peuvent être nécessaires à hautes fréquences, ce qui n'est pas compatible avec les pertes dans les SIW diminuant avec la hauteur.

#### a) Transition entre SIW et ligne microruban

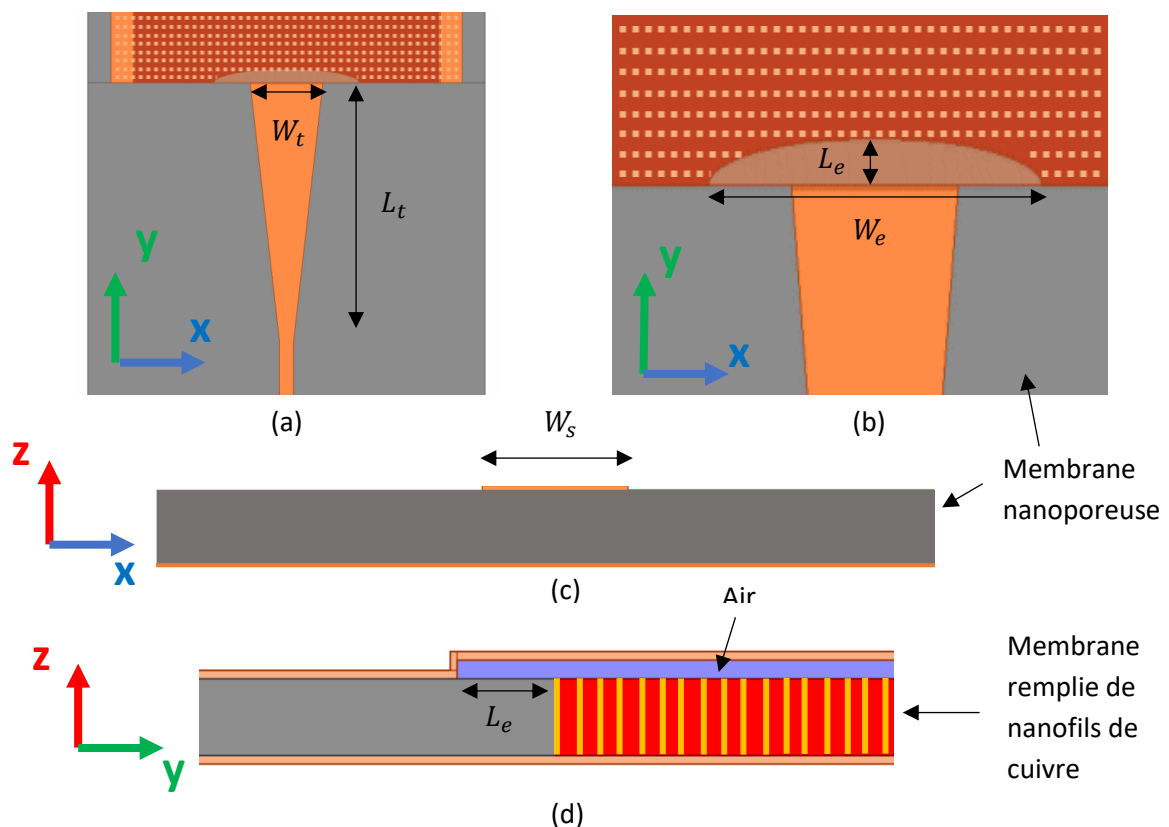


Figure II-40 : Vue de la transition microruban avec (a) une vue de dessus et en (b) un agrandissement. Vue en coupe (c) de face de la ligne microruban sur membrane, et (d) profil selon la direction de propagation de la transition. Les structures rouges représentent les zones de nanofils de cuivre, la couleur orange au cuivre, la zone bleue à la couche d'air, et les zones grises correspondent aux zones de membrane poreuse. Les nanofils représentés dans les zones rouges ne sont pas à l'échelle réelle.

La transition à base de ligne microruban conçue sur la membrane est présentée à la Figure II-40 et ses dimensions et performances sont résumées dans le Tableau II-6 pour les deux fréquences de coupure considérées, 50 GHz et 75 GHz. La zone de couleur rouge et en pointillés jaunes correspond à la zone de la membrane où les nanopores sont remplis de cuivre pour former les nanofils. Les murs latéraux du guide d'ondes et le capot supérieur suspendu du guide sont représentés par les couches orange. La Figure II-40 (c) montre une vue de face de la ligne microruban sur la membrane. Il peut être remarqué sur les Figure II-40 (a) et (b) qu'une zone en forme d'ellipse sans nanofils a été réservée à l'entrée du SIW. Ceci a été ajouté pour ne pas créer un court-circuit entre le sommet des nanofils présents dans le SIW et la ligne d'accès microruban. Les résultats de simulation de cette transition pour les deux fréquences de coupure sont présentés à la Figure II-41. La bande passante relative à -20 dB d'adaptation est simulée égale à 32 % et 43 %, les pertes d'insertion par transition sont égales à 0.6 dB et 0.71 dB pour respectivement les guides d'ondes de fréquence de coupure 50 GHz et 75 GHz.

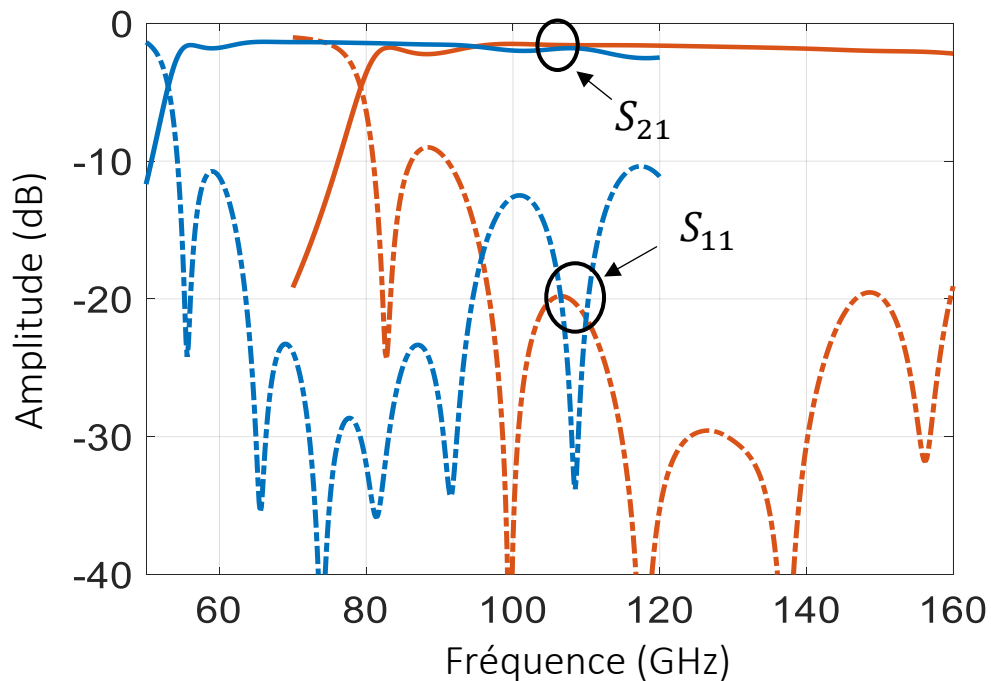


Figure II-41: Paramètres  $S$  simulés des deux transitions pour des fréquences de coupure des guides de 50 GHz et 75 GHz. ( $W_{75\text{GHz}} = 880 \mu\text{m}$ ,  $W_{50\text{GHz}} = 1320 \mu\text{m}$ ,  $L_{75\text{GHz}} = 1690 \mu\text{m}$ ,  $L_{50\text{GHz}} = 2270 \mu\text{m}$ ,  $h = 50 \mu\text{m}$  et  $h_{\text{air}} = 12 \mu\text{m}$ )

Tableau II-6 : Résumé des dimensions et performances de la transition microruban. Les pertes d'insertion sont données pour une transition.

	$W_s$	$L_t$	$W_{t1}$	$L_e$	$W_e$	$FBW$	$IL$
	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	(%)	(dB)
50 GHz	67	1191	315	63	630	32	0.6
75 GHz	67	760	216	53	430	43	0.71

## b) Transition entre SIW et ligne coplaire avec plan de masse

La transition à base de ligne coplaire avec plan de masse (GCPW) est présentée à la Figure II-42 et les dimensions et performances sont résumées dans les Tableau II-7 et Tableau II-8 pour les deux fréquences de coupure de 50 GHz et 75 GHz. Une vue de face de la ligne GCPW, de largeur  $W_s$  et  $G$ , est disponible à la Figure II-42 (c). Notons que les plans de masse latéraux sont reliés au plan de masse inférieur de la membrane par des murs de nanofils de cuivre de largeur  $W_w$ . Cette transition est composée de deux tapérisations successives, une première de longueur  $L_{t1}$  et de largeur finale  $W_{t1}$  permettant d'adapter la ligne GCPW  $50 \Omega$  avec l'impédance caractéristique de la ligne coplaire en suspension dans l'air, et d'une deuxième de longueur  $L_{t2}$  et de largeur finale  $W_{t2}$  adaptant la précédente ligne avec le SIW. De la même manière que pour la transition microruban, une zone sans nanofils en forme d'ellipse est considérée à l'entrée du guide d'ondes pour éviter un court-circuit entre le ruban central de la ligne GCPW et le plan de masse inférieur de la membrane.

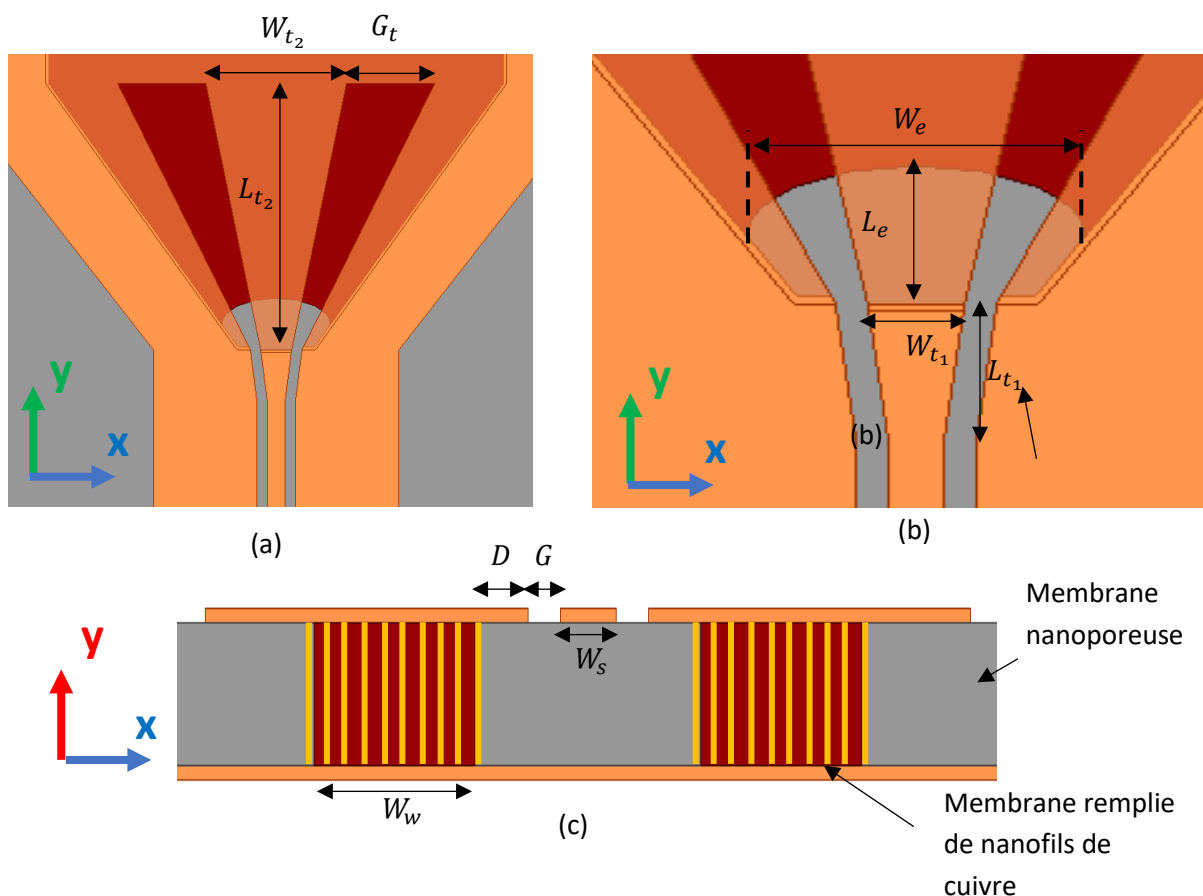


Figure II-42 : Vues de la transition à base de GCPW avec en (a) une vue de dessus, en (b) un agrandissement et en (c) une vue de face d'une ligne GCPW sur la membrane. Les structures rouges représentent les zones de nanofils de cuivre, la couleur orange au cuivre et les zones grises correspondent aux zones de membrane poreuse. Les nanofils représentés dans les zones rouges ne sont pas à l'échelle réelle.

L'effet de la première transition peut être observé à la Figure II-43 (a) où les paramètres S sont représentés sans et avec cette tapérisation. L'adaptation est grandement améliorée de -15 dB à -23 dB dans la bande [90 ; 145] GHz avec ce premier élargissement de ligne. La Figure II-43 (b) présente les résultats de simulations des guides avec les deux tapérisations dans les deux bandes de fréquences étudiées. La bande passante relative à -20 dB d'adaptation est simulée égale à 31.3 % et 38.9 %, les pertes d'insertion par transition sont égales à 0.35 dB et 0.43 dB pour respectivement les guide d'ondes de fréquence de coupure 50 GHz et 75 GHz. Ces dernières sont plus faibles que pour la transition microruban car la tapérisation de la ligne GCPW est réalisée dans la même topologie que le SIW, c'est à dire dans l'air et avec un effet d'ondes lentes. La longueur totale est aussi plus courte ce qui rend cette transition plus compacte. La conception de cette transition a été réalisée grâce aux outils du simulateur électromagnétique Ansys HFSS [253] ; des règles de conception peuvent être néanmoins déduites de cette optimisation réalisée dans les deux bandes d'intérêt. La largeur  $W_{t2}$  est proche de la largeur du SIW divisée par 3, la largeur de fente  $G_t$  est environ égale à  $W_{t2}/2$  et la longueur  $L_t$  peut-être initialisée à  $\lambda/4$  à la fréquence centrale de fonctionnement du guide d'ondes.

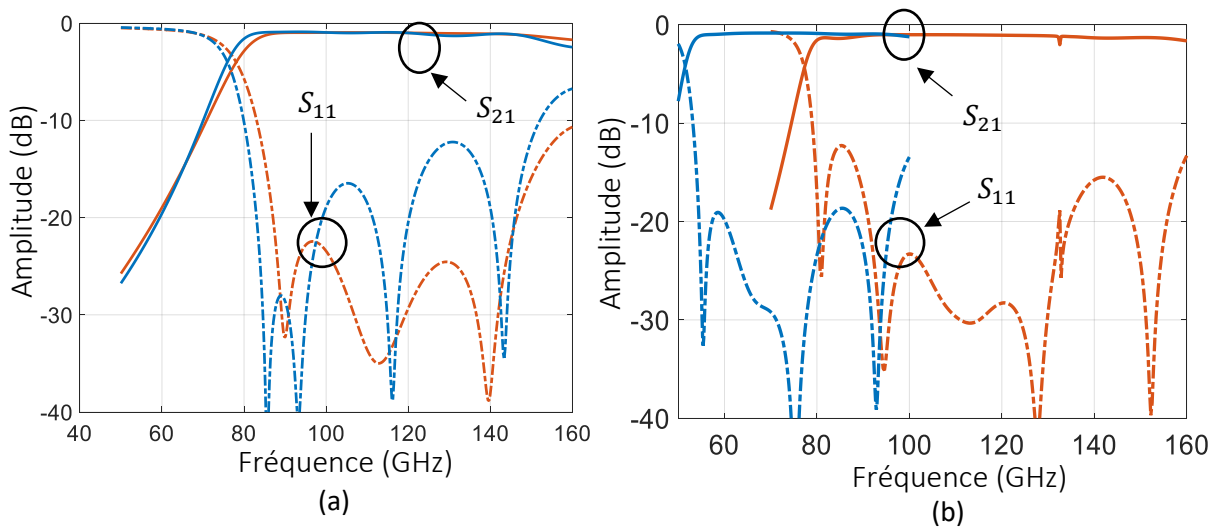


Figure II-43 : (a) Paramètres S de la transition avec (en rouge) ou sans (en bleu) la première tapérisation, (b) Paramètres S des deux transitions GCPW pour les deux différentes fréquences de coupure du guide d'ondes ( $W_{75\text{GHz}} = 880 \mu\text{m}$ ,  $W_{50\text{GHz}} = 1320 \mu\text{m}$ ,  $L_{75\text{GHz}} = 1690 \mu\text{m}$ ,  $L_{50\text{GHz}} = 2270 \mu\text{m}$ ,  $h_{\text{air}} = 12 \mu\text{m}$ )

Tableau II-7 : Résumé des dimensions et des performances de la transition coplanaire. Les pertes d'insertion sont données pour une transition.

	$L_t$	$W_{t1}$	$L_{t2}$	$W_{t2}$	$G_t$	$L_e$	$W_e$	FBW	IL
	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	( $\mu\text{m}$ )	(%)	(dB)
50 GHz	100	60	674	408	193	100	220	31.3	0.35
75 GHz	100	60	531	272	171	97	209	38.9	0.43

Tableau II-8 : Dimensions de la ligne GCPW

$W_s$ ( $\mu\text{m}$ )	$G$ ( $\mu\text{m}$ )	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_w$ ( $\mu\text{m}$ )
35	20	27.5	100

### 2.5.2. Filtres à couplages inductifs

Les filtres qui ont été conçus dans cette étude en technologie MnM ont une bande passante relative de 10 % autour de la fréquence centrale de 112.5 GHz avec une réponse de type Tchebychev d'ordre 5 avec 0.05 dB d'ondulation résiduelle dans la bande passante. D'après la Figure II-44, un filtre en ligne, c'est-à-dire sans couplages croisés, a été considéré dans le but de simplifier cette première conception. La topologie de couplage des résonateurs à l'aide de fenêtres inductives de type iris a été choisie car elle est communément utilisée en SIW pour la conception de filtres en raison de sa facilité de fabrication et de ses méthodes bien connues de conception [254],[255]. Néanmoins, nous craignons que sa structure implique des murs conducteurs de bonne qualité et formés précisément pour que les couplages et les résonateurs soient correctement définis. Ainsi, une deuxième structure de couplage, dite à cavité décalée dans le plan H, a été utilisée [57]. Celle-ci est intéressante car elle ne nécessite pas de murs conducteurs étroits perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde. D'autre part elle peut être plus résistante aux aléas de fabrication que la topologie à iris présentée ci-dessus. Néanmoins la surface occupée d'un filtre en cavités décalées est plus grande que celle du même filtre conçu à l'aide des couplages en iris (voir Figure II-47 et Figure II-51).

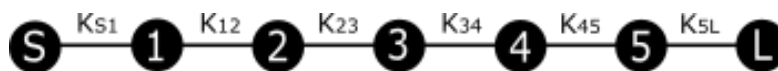


Figure II-44 : Topologie du filtre

La conception de ces filtres est basée sur la méthode décrite dans [256] et résumée dans les parties suivantes. Les filtres sont premièrement définis selon le prototype passe-bas de la Figure II-45 (a) et par le calcul des éléments normalisés  $g_i$  qui sont fonction de l'ordre et du type de réponse [257]. Chaque élément  $g_i$  permet de synthétiser une inductance ou un condensateur suivant le type de filtre souhaité, passe-bas ou passe-haut.

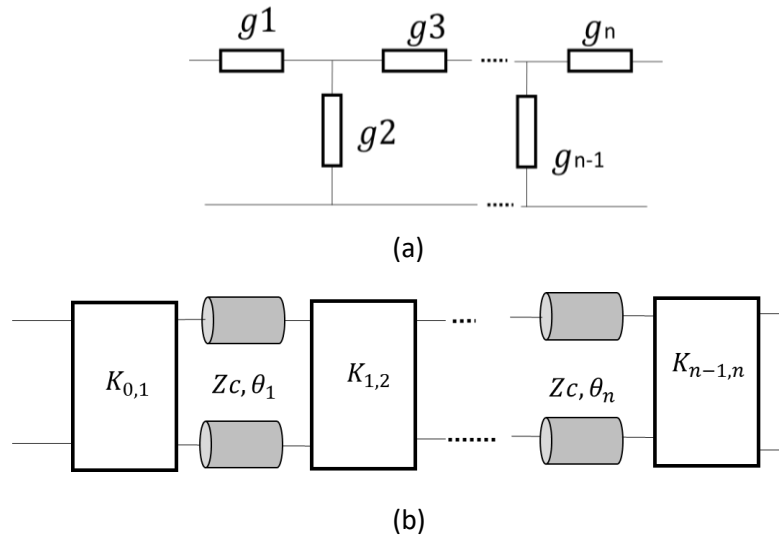


Figure II-45 : (a) Filtre modélisé à l'aide d'éléments normalisés  $g_i$ , (b) son équivalent à l'aide d'inverseurs d'impédance et de résonateurs à lignes de transmission.

La deuxième étape consiste à transformer ce premier prototype en un filtre passe-bande schématisé à la Figure II-45 (b) à l'aide de résonateurs série et d'inverseurs d'impédance. Ce deuxième modèle est approprié pour la conception de filtres en éléments distribués où des résonateurs demi-onde à base de lignes de transmission sont couplés entre eux à l'aide de structures se comportant comme des inverseurs d'impédance. Un inverseur d'impédance est un quadripôle invariant en fréquence dont le comportement peut s'apparenter à un transformateur de ratio égal à  $1 : K$  et d'une ligne de transmission quart d'onde selon le schéma de la Figure II-46. Sa matrice ABCD (II-88) et l'expression (II-89) de l'impédance vue en entrée  $Z_{in}$  en fonction de  $Z_L$  l'impédance de charge et  $K$  l'impédance caractéristique de l'inverseur permettent de comprendre que cet outil a pour objectif de modifier la nature d'impédances en les inversant. Ceci autorise la réalisation de fonctions de filtrage en utilisant seulement un seul type d'élément réactif en transformant par exemple, la moitié des résonateurs séries en résonateurs parallèles ou la moitié des inductances en condensateurs.

$$ABCD_{Z \text{ inverseur}} = \begin{bmatrix} 0 & jK/Z_0 \\ \frac{j}{K/Z_0} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\tilde{K} \\ \frac{j}{\tilde{K}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-88})$$

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (\text{II-89})$$



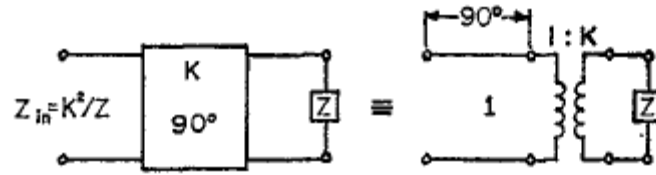


Figure II-46 : Définition d'un inverseur d'impédance [258]

Dans la cadre de la conception d'un filtre, les impédances  $K$  des inverseurs peuvent être calculées avec les expressions (II-90) à (II-93) ci-dessous, issues de [257], en fonction des éléments normalisés  $g_i$  et des longueurs d'ondes  $\lambda_{cb}$ ,  $\lambda_{ch}$  et  $\lambda_0$  correspondant respectivement aux longueurs d'ondes guidées à la fréquence de coupure basse, haute et centrale du filtre.

$$\frac{K_{0,1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\Delta\pi}{2g_0g_1}} \quad (\text{II-90})$$

$$\frac{K_{i,j}}{Z_0} = \frac{\Delta\pi}{2} \sqrt{\frac{1}{g_0g_1}} \quad (\text{II-91})$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\Delta\pi}{2g_0g_1}} \quad (\text{II-92})$$

$$\Delta = \frac{\lambda_{cb} - \lambda_{ch}}{\lambda_0} \quad (\text{II-93})$$

Tableau II-9 : Résumé de la valeur des éléments normalisés  $g_i$  et des impédances caractéristiques normalisées des inverseurs  $\frac{K_{i,j}}{Z_0}$ .

$g_1$	$g_2$	$g_3$
0.7563	1.3049	1.5773
$\frac{K_{0,1}}{Z_0}$	$\frac{K_{1,2}}{Z_0}$	$\frac{K_{2,3}}{Z_0}$
0.6206	0.2932	0.203

Il reste à définir les dimensions physiques des couplages dans le guide d'ondes afin d'obtenir les inverseurs d'impédance calculés, cela premièrement pour les fenêtres inductives en iris et par la suite pour les cavités décalées.

### a) Couplage en iris

Le filtre à couplage en iris est présenté dans l'illustration de la Figure II-47, il est composé de 5 résonateurs de longueur égale à  $L_1, L_2, L_3$  qui sont séparés entre eux par des zones de couplage de largeur  $W_1, W_2$  et  $W_3$ . La structure étant symétrique, les résonateurs et couplages de la deuxième moitié du filtre sont considérés de mêmes dimensions que les premiers. Les étapes de la méthode de

## 2.5 : Conception

conception consistent premièrement à modéliser les zones de couplage par un schéma équivalent électrique, puis à transformer ce modèle en un inverseur d'impédance, et enfin à tracer un abaque de l'impédance caractéristique de l'inverseur en fonction de la largeur de couplage  $W_i$ . Cette dernière figure permet de réaliser une équivalence entre la valeur souhaité  $\frac{K_{ij}}{Z_0}$  du couplage entre les résonateurs numéros  $i$  et  $j$  et sa largeur  $W_j$ .

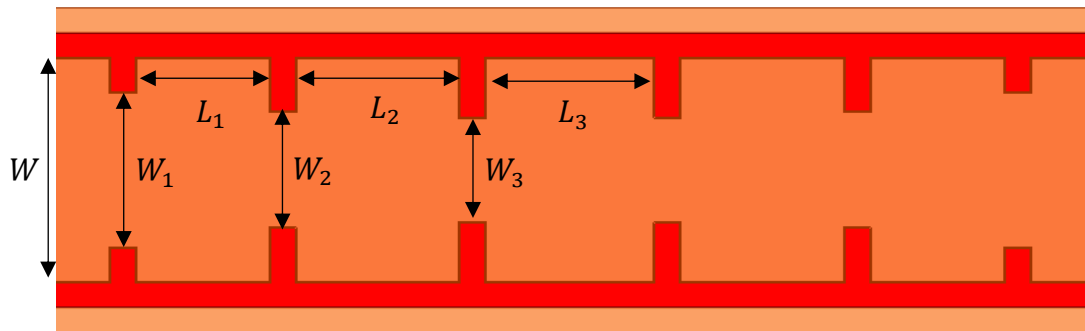
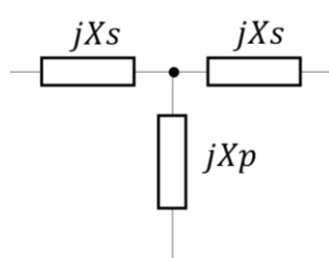


Figure II-47 : Vue de dessus du filtre à couplage en iris. Des nanofils de cuivre sont présent sur toute la figure et les zones rouges représentent les murs latéraux du guide d'ondes.

Les fenêtres de couplage sont modélisées à l'aide d'un circuit équivalent électrique en forme de T dont le schéma est disponible à la Figure II-48. Ce modèle est composé de deux impédances séries identiques de valeur  $jX_s$  et d'une impédance parallèle  $jX_p$ . Ces dernières sont calculées grâce aux expressions (II-94) et (II-95) ci-dessous et à l'aide de paramètres S extraits de simulations électromagnétiques.



$$\frac{jX_s}{Z_0} = \frac{1 + S_{11} - S_{21}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad (\text{II-94})$$

$$\frac{jX_p}{Z_0} = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 + S_{21}^2} \quad (\text{II-95})$$

Figure II-48 : Circuit électrique en T équivalent à une fenêtre de couplage en iris

D'après [258], tout quadripôle passif peut être équivalent à un inverseur d'impédance entouré de deux lignes de déphasage égal à  $-\phi/2$  comme illustré à la Figure II-49. Celles-ci sont ajoutées pour modéliser le fait que la structure n'est pas un inverseur idéal et que par conséquent leur déphasage n'est pas égal à  $90^\circ$  mais varie suivant les paramètres du quadripôle transformé. Dans le cas d'un circuit électrique en T, l'impédance caractéristique normalisée  $\tilde{K}$  de l'inverseur et le déphasage  $\phi$  peuvent être calculés suivant les expressions (II-96) et (II-97).

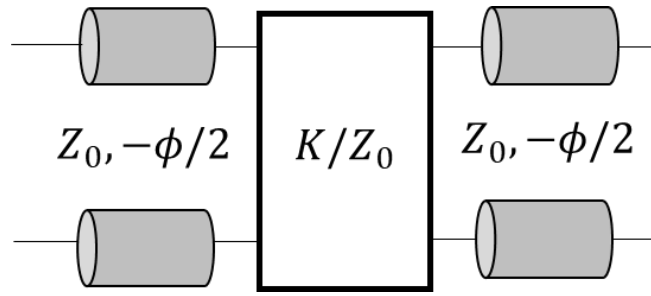


Figure II-49 : Conversion du circuit électrique en T équivalent vers un inverseur d'impédance

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0}\right) - \tan^{-1}\frac{X_s}{Z_0} \quad (\text{II-96})$$

$$\tilde{K} = \frac{K}{Z_0} = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1}\frac{X_s}{Z_0}\right) \right| \quad (\text{II-97})$$

Le calcul de  $K/Z_0$  et  $\phi$  pour plusieurs largeurs d'iris (3 en l'occurrence ici) permet de tracer l'abaque de ces deux paramètres à la Figure II-50 ; une courbe de tendance de type polynomial du 5<sup>ème</sup> ordre permet d'en extrapoler les valeurs en fonction de la largeur de l'iris. Comme illustré avec les points  $\tilde{K}_i$ ,  $\phi_i$  et  $W_i$ , cette figure permet de retrouver les largeurs d'iris correspondant aux inverseurs d'impédance calculés précédemment dont les valeurs ont été résumées dans le Tableau II-9.

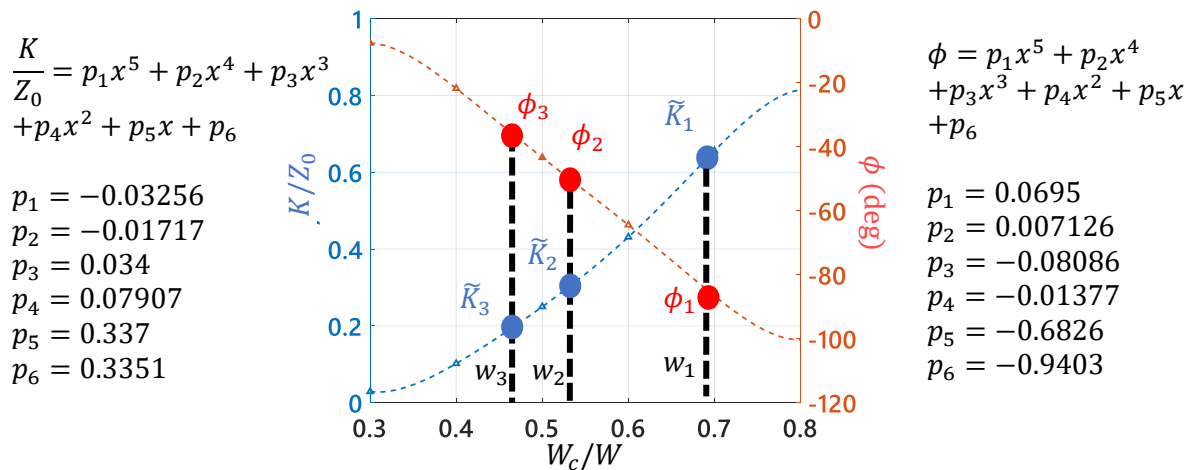


Figure II-50 : Abaque de l'impédance caractéristique normalisée  $K/Z_0$  de l'inverseur et son déphasage  $\phi$  en fonction de la largeur d'iris  $W_c$  normalisé par la largeur  $W$  du guide d'ondes.

Les résonateurs doivent avoir une longueur électrique égale à un multiple d'une demi-longueur d'onde guidée, soit  $(n\lambda_g)/2$ , à la fréquence centrale  $f_0$  du filtre. Le choix de l'entier  $n$  dépend du mode de résonance  $TE_{10n}$  souhaité, et dans cette réalisation une résonance du premier mode est considérée,

soit du mode  $TE_{101}$ , notamment pour obtenir une structure la plus compacte possible. Ainsi, après avoir calculé la constante de phase  $\beta_{@f_0}$  du guide d'ondes à  $f_0$  avec l'expression (II-98), les trois longueurs  $L_i$  sont calculées de manière classique avec l'équation (II-99). D'après l'abaque de la Figure II-50 et le schéma de la Figure II-49, les déphasages  $\phi_i$  sont négatifs, ce qui signifie que la longueur des résonateurs doit être raccourcies suivant ce paramètre. Les longueurs  $L_i$  sont ainsi légèrement inférieures à la demi longueur d'onde guidée et différentes pour les trois résonateurs.

$$\beta_{@f_0} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_{r_{eff}} - \left(\frac{\pi}{W}\right)^2} \quad (\text{II-98})$$

$$L_i = \left(\pi + \left(\frac{\phi_{i+1} + \phi_i}{2}\right)\right) / \beta_{@f_0} \quad \text{avec } i = 1 \dots N \quad (\text{II-99})$$

Un résumé des dimensions du filtre est disponible dans le Tableau II-10 avant et après une phase d'optimisation à l'aide des outils du simulateur électromagnétique 3D Ansys HFSS. Le faible écart indique que cette méthode de conception est précise et ne demande qu'un faible travail d'optimisation.

Tableau II-10 : Résumé des dimensions du filtre à couplage en iris avant et après une phase d'optimisation.

	$L_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_3$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_3$ ( $\mu\text{m}$ )
Avant optimisation	487.7	586.2	608.4	604.9	460.4	417.3
Après optimisation	481.7	587.4	608.2	606.2	451	408.6
Ecart (%)	-1.2	0.2	0.03	0.21	2	0.02

### b) Décalage de cavités sur plan H

Le filtre à décalage de cavités dans le plan H est présenté à la Figure II-51 où l'on peut identifier les 5 résonateurs de longueurs  $L_1, L_2, L_3$  et les décalages de dimensions  $s_1, s_2$  et  $s_3$ . La méthode de conception est différente de celle des filtres à iris dans le sens où elle est basée entièrement sur une analyse analytique de l'effet du décalage de cavité. Cette analyse est décrite dans [259] pour un guide d'ondes rectangulaire et a déjà été appliquée dans la réalisation de filtres à base de SIW en bande millimétrique [260].

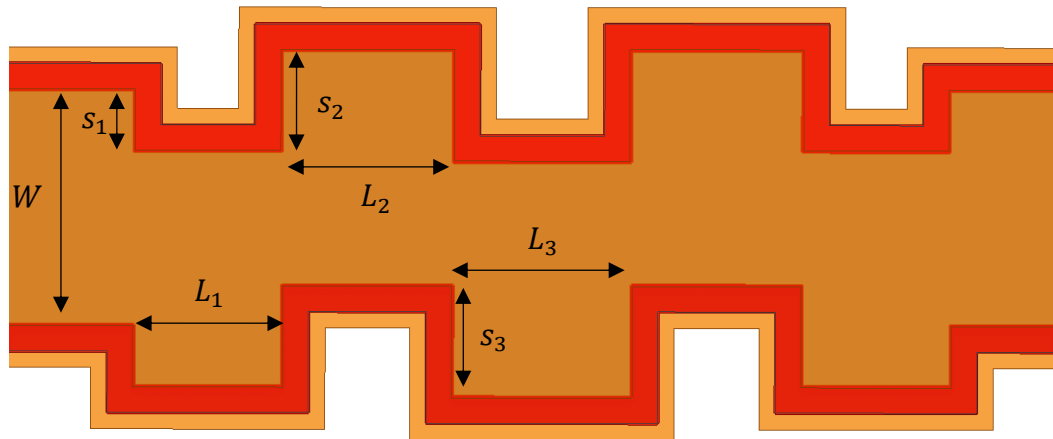


Figure II-51 : Vue de dessus du filtre du 5<sup>ème</sup> ordre à cavités décalées dans le plan H. Des nanofils de cuivre sont présent sur toute la figure et les zones rouges représentent les murs latéraux du guide d'ondes.

L'analyse présentée dans [259] permet de calculer pour une fréquence donnée le coefficient de réflexion  $\Gamma$ , le déphasage  $\phi_{step}$  et une susceptance équivalente au décalage nommée  $B/Y_0$  normalisée par l'admittance du guide d'ondes. Cette analyse a été implémentée sur l'environnement MATLAB et ces paramètres sont disponibles à la Figure II-52 en fonction du logarithme du ratio entre le décalage  $s$  et la largeur du guide d'ondes  $w$  pour différentes fréquences, représentées par le ratio  $w/\lambda$  compris entre 0.65 et 0.95.

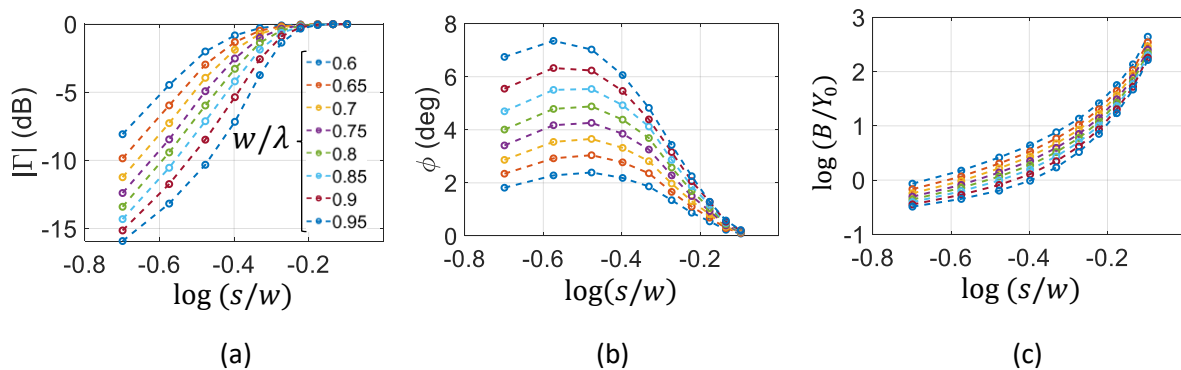


Figure II-52 : Résultats de la modélisation du décalage pour différentes fréquences de fonctionnement (variable  $w/\lambda$ ) : (a) Coefficient de réflexion  $\Gamma$  en dB, (b) déphasage  $\phi_{step}$  et (c) logarithme de la susceptance normalisée  $B/Y_0$ .

Après conversion de la susceptance normalisée  $B/Y_0$  en une réactance normalisée  $X/Z_0$  dans l'équation (II-100), d'une même manière que pour le couplage en iris celle-ci peut être convertie en un inverseur d'impédance grâce aux équations (II-101) et (II-102). Notons que le déphasage  $\phi_{step}$  calculé avec l'étude [259] doit être ajouté selon l'équation (II-101) pour corriger la longueur des résonateurs. Le résultat est illustré par l'abaque de la Figure II-53 où les paramètres  $\phi$  et  $K/Z_0$  sont tracés en fonction du ratio  $s/w$ . Après le tracé d'une courbe de tendance de type polynomial du 5<sup>ème</sup> ordre, cette

figure permet de retrouver le décalage requis par la réponse de filtrage choisie et mène aux largeurs de décalage  $s$  du Tableau II-11.

$$\frac{X}{Z_0} = -\frac{1}{B/Y_0} \quad (II-100)$$

$$\phi = -\tan^{-1}\left(2\frac{X}{Z_0}\right) + \phi_{step} \quad (II-101)$$

$$\frac{K}{Z_0} = \tan\left|\frac{\phi}{2}\right| \quad (II-102)$$

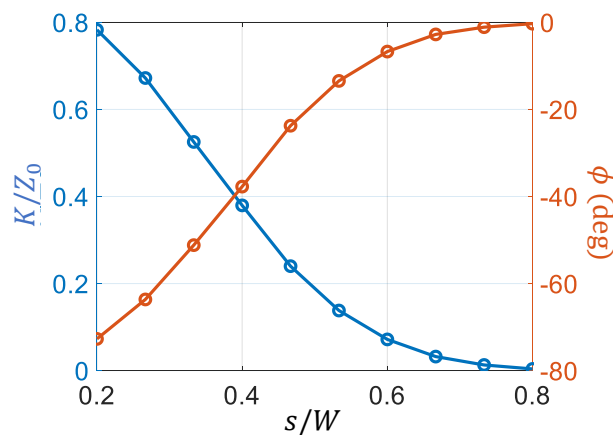


Figure II-53 : Abaque de l'impédance caractéristique normalisée  $K/Z_0$  de l'inverseur et son déphasage  $\phi$  en fonction du décalage  $s$  normalisé par la largeur  $W$  du guide d'ondes.

Enfin, les longueurs des résonateurs sont calculées suivant une même méthode que pour le filtre à iris à l'aide des équations (II-98) et (II-99). Les résultats sont rapportés au Tableau II-11 avant et après optimisation sur Ansys HFSS, l'écart faible (au maximum 2.5 %) permet de valider cette méthode de conception pour les filtres à base de guide d'ondes PAFSW.

Tableau II-11 : résumé des dimensions des résonateurs et des décalages du filtre à cavités décalés.

	$L_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_3$ ( $\mu\text{m}$ )	$s_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$s_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$s_3$ ( $\mu\text{m}$ )
Avant optimisation	564.39	651.49	672.31	232.25	370.8	414.72
Après optimisation	555.76	643.42	669.81	230.37	380.32	419.84
Ecart (%)	-1.53	-1.23	-0.37	-0.8	2.5	1.23

### c) Comparaison des performances des filtres simulés

Les paramètres S simulés des deux filtres à iris et à cavités décalées sont présentés à la Figure II-54 pour une conductivité verticale initialement considérée de 6 MS/m et comparés avec la réponse théorique attendue sans pertes en traits noirs. Les pertes d'insertion sont très proches et égales à

2.53 dB et 2.78 dB à la fréquence centrale respectivement pour le filtre à iris et à décalage, et les pentes de réjections de part et d'autre de la bande passante sont identiques. Bien qu'elle soit acceptable et de l'ordre de -16 dB, l'adaptation pour le filtre à décalage de cavité reste moins bonne que pour le filtre à iris.

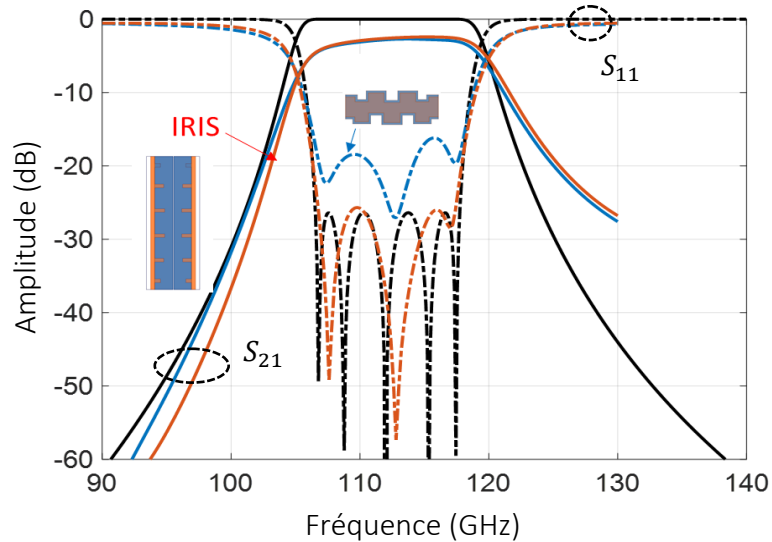


Figure II-54 : Paramètres  $S_{21}$  (traits pleins colorés) et  $S_{11}$  (traits pointillés) optimisés du filtre à iris et du filtre à cavités décalées en comparaison de la réponse idéale sans pertes attendue (traits pleins noirs). La conductivité verticale  $\sigma_z$  de la membrane est considérée égale à 6MS/m.

Les pertes d'insertion de ces deux filtres ont été étudiées en fonction de la conductivité verticale équivalente de la membrane, les résultats sont disponibles à la Figure II-55 entre 30 kS/m et 6 MS/m. Les pertes sont équivalentes pour ces deux structures quelle que soit la conductivité mais avec une légère amélioration pour les basses valeurs de conductivité pour le filtre à décalages. Notons que les pertes s'accroissent pour les valeurs de conductivité verticale inférieures à environ 100 kS/m, ce qui est cohérent avec l'étude précédente (pente de 3.5 dB/dec en fonction de  $\sigma_z$ ). Au-delà de cette valeur, les pertes d'insertion varient peu avec la conductivité, avec une pente inférieure à 1 dB/dec.

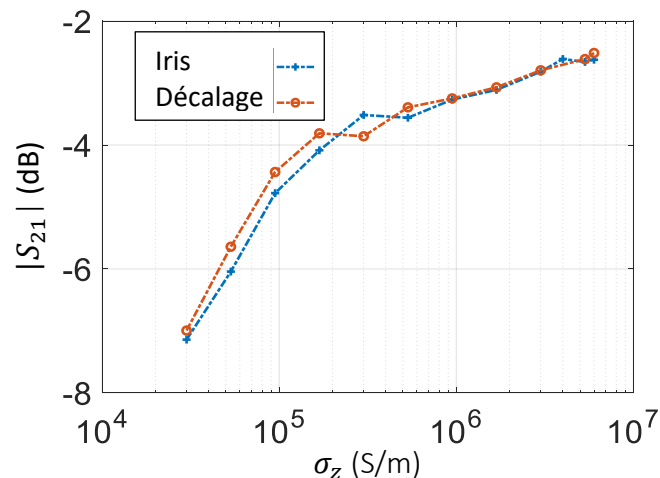


Figure II-55 : Pertes d'insertion à 112.5 GHz pour les deux filtres en fonction de la conductivité verticale équivalente de la membrane.

## 2.6. Fabrication

Deux plans de circuits ont été réalisés dans la cadre de cette thèse en technologie MnM pour des membranes d'un pouce de diamètre. Ces deux plans comportent chacun 4 masques servant à :

- La croissance sélective des nanofils dans la membrane,
- la définition des zones d'air dans les guides d'ondes,
- le dépôt de la couche de métal supérieur,
- et le nettoyage des zones de contact entre les nanofils et le métal supérieur.

Le premier plan de la Figure II-56 (a) a été créé lors de la première année de thèse, il comprend des guides d'ondes intégrés au substrat avec effet d'ondes lentes et cavités d'air ainsi que des SIW classiques pour une comparaison des performances. Plusieurs longueurs de ces deux types de guides ont été ajoutées sur ce dessin pour caractériser leurs paramètres de propagation à l'aide d'une méthode de type ligne de transmission [261] (appelée TL pour Through-Line). Les deux transitions vues précédemment dans ce document sont présentes dans ce plan pour comparer leurs performances entre elles et avec les simulations électromagnétiques. De plus ce premier plan comprend aussi deux filtres à couplage en iris d'ordre 3 et 5 ainsi que des cavités simples avec différentes longueurs de murs d'iris. Ces dernières structures ont été ajoutées pour mesurer l'effet de la largeur des murs sur le couplage du résonateur. Enfin, plusieurs longueurs de lignes microrubans et coplanaires d'impédance caractéristiques  $50 \Omega$  sont présentes sur ce plan.

Le deuxième dessin à la Figure II-56 (b) a été réalisé durant la troisième année de thèse après les analyses des mesures du premier plan. Il est composé des mêmes structures mais avec un doublement des structures SIW classiques et deux exemplaires d'un filtre d'ordre 5 à décalage de cavités.

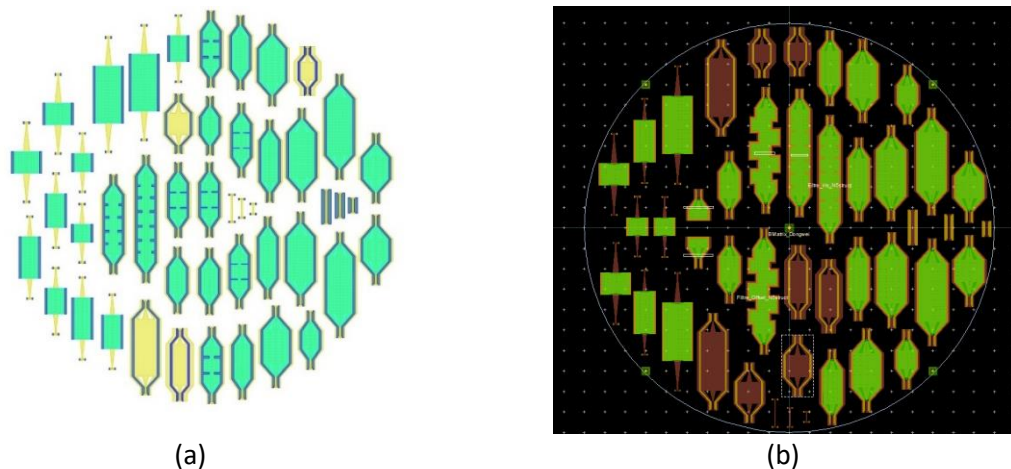


Figure II-56 : Les plans réalisés dans le cadre de cette thèse pour la technologie MnM



## 2.7. Mesures et validation des modèles

Cette partie présente les résultats de mesure et des comparaisons avec les résultats de simulation. Premièrement, les réponses en fréquence des guides d'ondes mesurés avec leur transition coplanaire sont présentées pour les deux fréquences de coupure. Puis, à l'aide d'un algorithme de de-embedding de type TL [261], les paramètres de propagation  $\gamma = \alpha + j\beta$  du guide d'ondes sont extraits et comparés aux simulations électromagnétiques. Par la suite, les résultats de mesure des filtres sont présentés et comparés aux simulations. Les effets des lignes d'accès GCPW et des transitions sur la réponse des filtres sont également soustraits grâce au même algorithme de de-embedding [261] en utilisant deux guides d'ondes de référence d'une différence de longueur électrique égale à  $90^\circ$  à  $f_0$ . Des simulations complémentaires sont également présentées pour expliquer les réponses des filtres mesurés.

### 2.7.1. Mesures des transitions et extraction des paramètres de propagation

#### a) SIW avec $f_c = 50$ GHz

La Figure II-57 présente les paramètres S mesurés jusqu'à 110 GHz de deux lots identiques de guides d'ondes PAFSWSIW avec leurs transitions coplanaires pour une fréquence de coupure de 50 GHz. Une photographie d'un guide d'ondes fabriqué est disponible à Figure II-57 (c). L'adaptation est inférieure à -20 dB et à -12 dB autour de 60 GHz pour respectivement le lot de dispositifs A et B réalisés sur le même échantillon, puis elle est en moyenne égale à -10 dB jusqu'à 110 GHz pour toutes les longueurs de guide. Bien que l'adaptation soit de moins bonne qualité que celle attendue en simulation (voir Figure II-43 (b)), ces résultats permettent de valider la conception des transitions coplanaires en montrant une adaptation d'impédance meilleure que -10 dB sur une bande de 45 %. Concernant la fréquence de coupure, elle est proche de 50 GHz pour tous les dispositifs avec une variation de l'ordre de 10 % pour certains guides, notamment celui nommé L1a, ce qui pourrait peut-être être dû à un affaissement du capot métallique supérieur, ce qui n'avait alors pu être étudié en début de thèse. Néanmoins, ces résultats restent en accord avec la conception, ce qui permet de valider le calcul du facteur d'ondes lentes ainsi que la méthode de fabrication de l'épaisseur d'air interne. Enfin, notons que la transmission représentée par le paramètre  $S_{21}$  est de bonne qualité dans la bande passante du guide, sans zéros de transmission ou résonances parasites.

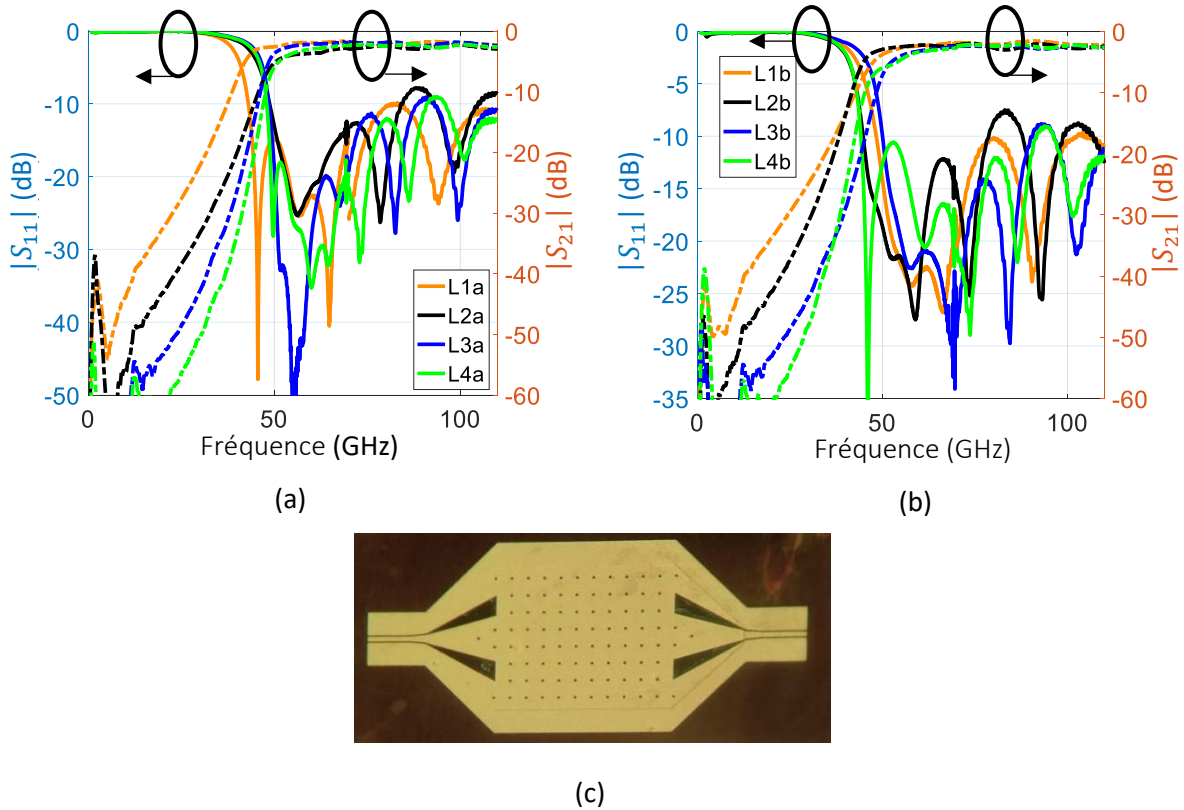


Figure II-57 : Paramètres-S mesurés du lot A (a) et B (b) des guides à air et à effet d'ondes lentes de largeur 1320  $\mu\text{m}$  avec leurs transitions GCPW. En (c) est présentée une photographie en vue de dessus du guide fabriqué.

La Figure II-58 présente les paramètres de propagation mesurés du guide d'ondes PAFSWSIW en comparaison de ceux d'un guide SIW classique réalisé sur la même membrane. Des résultats de simulation pour plusieurs conductivités verticales sont également présentés. L'extraction des paramètres de propagation pour le guide d'ondes PAFSWSIW a été menée avec le guide L4a et le guide L1b car ils présentent une même fréquence de coupure mesurée. Il faut noter que ces deux SIW sont issus des deux lots différents A et B mais qui sont présents sur le même échantillon et sont placés à proximité. La constante de phase  $\beta$  est en bonne correspondance avec la simulation, mis à part un léger décalage de la fréquence de coupure de 3 GHz (6 %), qui peut être dû, comme indiqué plus haut, à des problèmes technologiques tels qu'une hauteur de capot réelle différente de celle attendue. La constante d'atténuation  $\alpha$  du guide d'ondes PAFSWSIW est égale à 0.26 dB/mm à 75 GHz en mesure contre 0.14 dB/mm en simulation pour une conductivité de 4 MS/m. Elle reste constante en mesure entre 60 GHz et 110 GHz et sa réponse en fréquence est en bonne correspondance avec les simulations malgré une résonance autour de 85 GHz. Quant au SIW classique, sa constante d'atténuation est égale à 0.8 dB/mm à 75 GHz ; elle est plus de 3 fois supérieure à celle du PAFSWSIW réalisé sur le même échantillon. Des analyses similaires peuvent être déduites pour le facteur  $\beta/2\alpha$  égal à 48.5 à 75 GHz pour le guide PAFSWSIW en mesure et égal à 89 en simulation pour une conductivité verticale  $\sigma_z$  de 4 MS/m. Par le calcul [51], ce résultat de mesure correspond à un facteur de qualité non chargé  $Q_u$  de

82 à 75 GHz pour un résonateur conçu dans cette topologie. D'après la Figure II-58, une correspondance sur la constante d'atténuation peut être retrouvée entre simulation et mesure pour une conductivité comprise entre 10 kS/m et 20 kS/m.

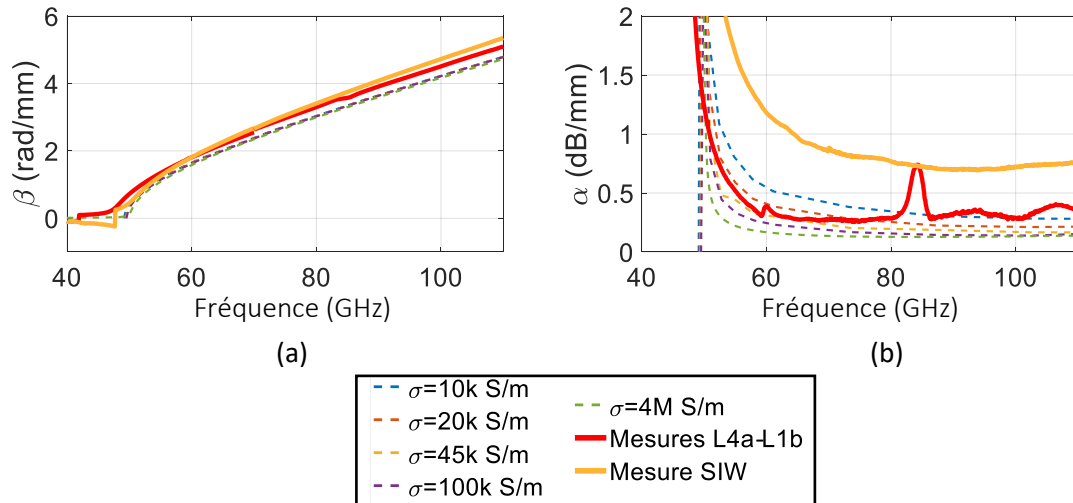


Figure II-58 : (a) Constante de phase  $\beta$  et (b) constante d'atténuation  $\alpha$  mesurés de guides SIW classique (traits pleins oranges) et PAFSWSIW entre les dispositifs L4a et L1b (traits pleins rouges) pour une fréquence de coupure de 50 GHz. Des résultats de simulation sont tracés en traits pointillés pour différentes valeurs de conductivité verticale, de 10 kS/m à 4 MS/m.

### b) SIW avec $f_c = 75$ GHz

La Figure II-59 et la Figure II-60 présentent les paramètres S mesurés de quatre lots identiques issus de 2 échantillons (2 membranes) différents de guides d'ondes PAFSWSIW avec leurs transitions coplanaires pour une fréquence de coupure de 75 GHz : les dispositifs de la Figure II-59 et de la Figure II-60 ont été fabriqués sur deux membranes différentes, respectivement en mars et en juin 2021, et les mesures ont été effectuées dans deux laboratoires différents. Une photographie en vue de dessus d'un guide d'ondes fabriqué est disponible sur la Figure II-60 (c). Les premières mesures ont été réalisées jusqu'à 145 GHz au CIME-Nanotech à Grenoble et les secondes jusqu'à 110 GHz au LME à São Paulo au Brésil. Le paramètre  $S_{11}$  est inférieur à -15 dB pour les lots des dispositifs A et B jusqu'à 145 GHz et inférieur à -10 dB pour les lots des dispositifs C et D jusqu'à 110 GHz. La fréquence de coupure est autour de 75 GHz avec une variation inférieure à 5 GHz pour tous les dispositifs mis à part pour les SIW L3a, L4a et L1b où l'écart dépasse 10 GHz. Enfin, notons que le paramètre  $S_{21}$  au-dessus de la fréquence de coupure est en cohérence avec ce qui est attendu dans la bande passante du guide, c'est à dire sans zéros de transmission et sans résonances parasites. De la même manière que pour les guides d'ondes avec une fréquence de coupure de 50 GHz, ces résultats permettent de valider le fonctionnement des transitions coplanaires dans cette bande et de valider la procédure de fabrication, notamment à propos de l'épaisseur d'air et de l'effet d'ondes lentes.

## 2.7 : Mesures et validation des modèles

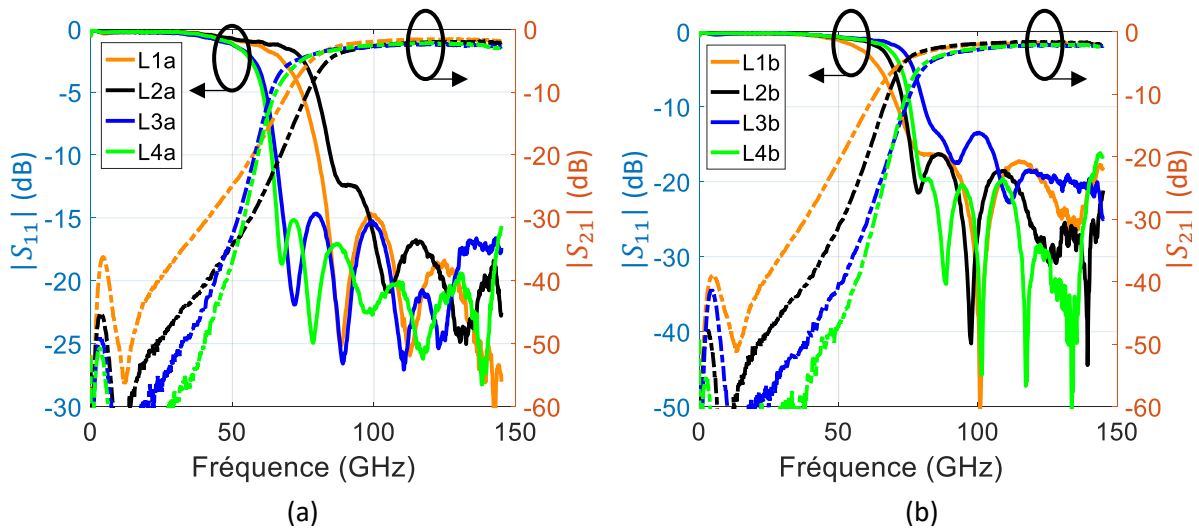


Figure II-59 : Paramètres  $S$  mesurés jusqu'à 145 GHz du lot A (a) et B (b) des guides à air et à effet d'ondes lentes de largeur  $880 \mu\text{m}$  avec leurs transitions GCPW.

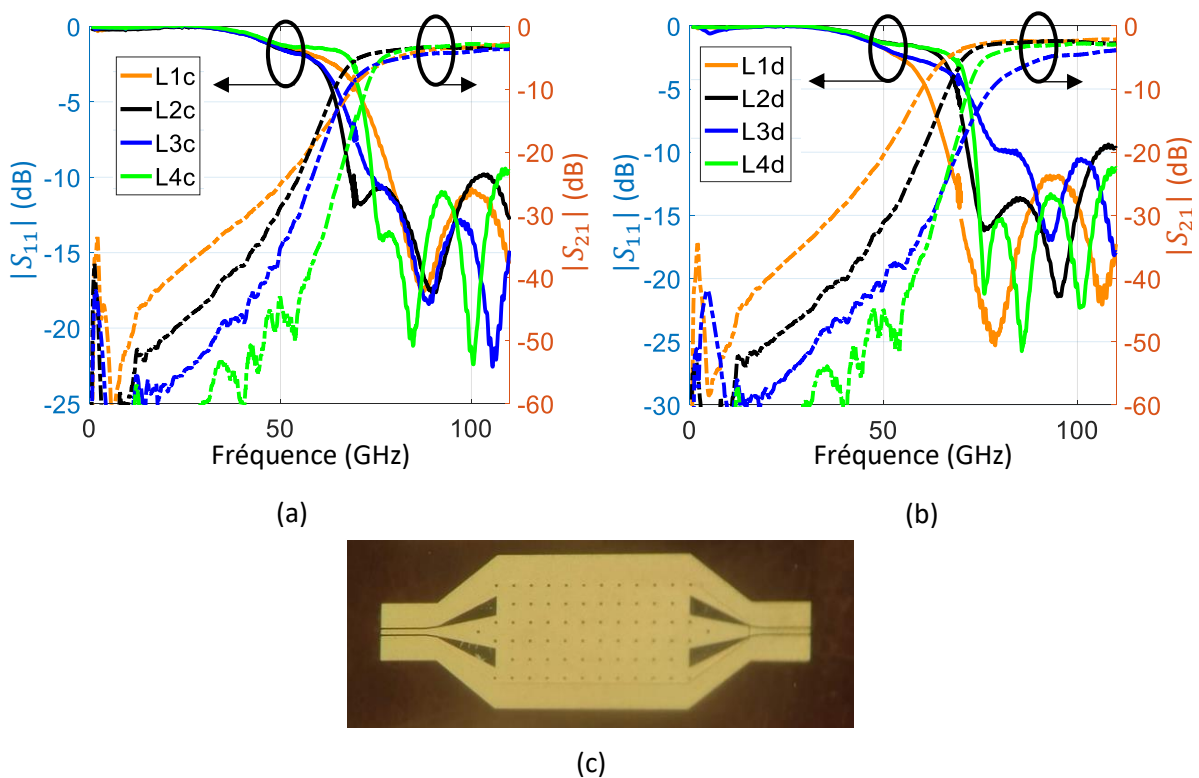


Figure II-60 : Paramètres  $S$  mesurés du lot C (a) et D (b) des guides à air et à effet d'ondes lentes de largeur  $880 \mu\text{m}$  avec leurs transitions GCPW. En (c) est présentée une photographie en vue de dessus du guide fabriqué.

La Figure II-61 présente les paramètres de propagation mesurés du guide d'ondes PAFSWSIW en comparaison de ceux d'un guide SIW classique réalisé sur la même membrane et pour une même fréquence de coupure de 75 GHz. Des résultats de simulation pour plusieurs conductivités verticales sont également présentés. La constante de phase  $\beta$  est en bonne correspondance avec la simulation

avec une différence sur ce paramètre de -7 % à 110 GHz du fait d'un décalage de la fréquence de coupure. La constante d'atténuation mesurée du guide d'ondes PAFSWSIW est comprise entre 0.22 dB/mm et 0.48 dB/mm à 110 GHz contre 0.17 dB/mm en simulation pour une conductivité de 4 MS/m. Quant au SIW classique, sa constante d'atténuation mesurée est égale à 2.2 dB/mm à 110 GHz ; elle est largement supérieure à celle du PAFSWSIW. Néanmoins cette atténuation est anormalement élevée car elle est également bien supérieure à celle d'une précédente réalisation de SIW en technologie MnM où une atténuation comprise entre 0.5 dB/mm et 0.8 dB/mm avait été rapportée [55]. Le facteur  $\beta/2\alpha$  pour le guide PAFSWSIW est de l'ordre de 35 à 110 GHz dans le pire cas en mesure alors qu'il est égal à 103 en simulation pour une conductivité de 4 MS/m. Ce résultat de mesure correspond à un facteur de qualité non chargé  $Q_u$  de 75 à 110 GHz pour un résonateur conçu dans cette topologie. Une correspondance sur la constante d'atténuation peut être retrouvée entre simulation et mesure pour une conductivité comprise entre 10 kS/m et 20 kS/m également ici.

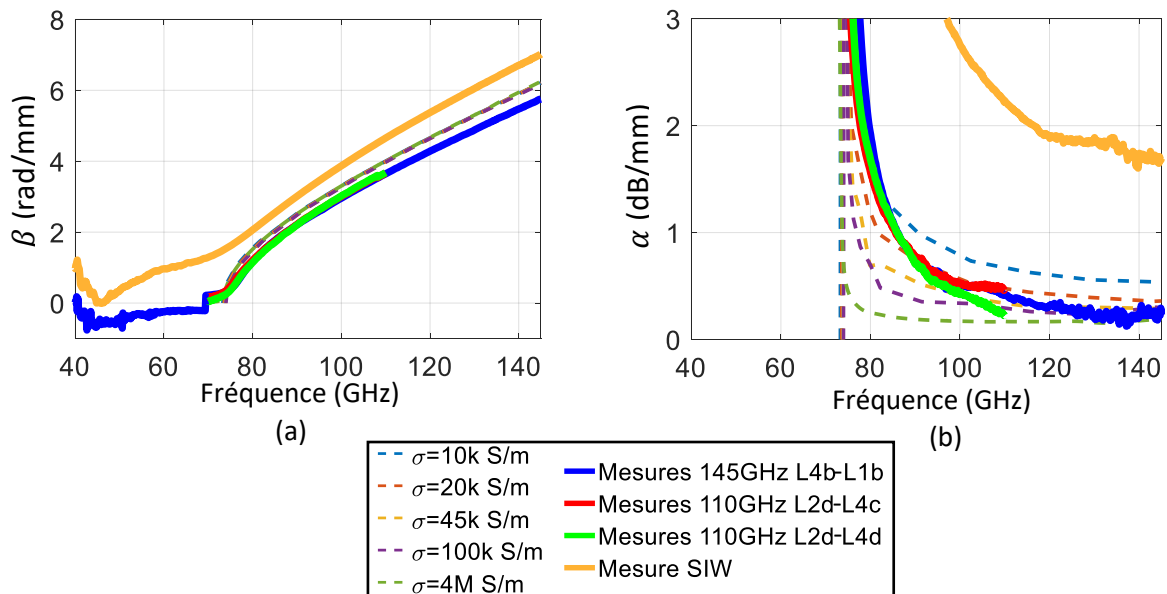


Figure II-61 : (a) Constante de propagation  $\beta$  et (b) constante d'atténuation  $\alpha$  mesurés de guides SIW classique (traits pleins oranges) et PAFSWSIW (traits pleins rouges, bleus et verts) pour une fréquence de coupure de 75 GHz. Des résultats de simulation sont tracés en traits pointillés pour différentes valeurs de conductivité verticale, de 10 kS/m à 4 MS/m.

Ces mesures montrent que de faibles pertes peuvent être atteintes avec la topologie PAFSWSIW, en comparaison avec la topologie classique SIW, et de bonnes correspondances avec les simulations peuvent être obtenues à haute fréquences.

### 2.7.2. Mesure des filtres

La Figure II-62 (a) présente les résultats de mesure jusqu'à 110 GHz (les mesures à plus hautes fréquences n'ayant pas pu être réalisées jusqu'ici), en comparaison des simulations, des filtres à

couplage en iris et à cavités décalées en topologie de guide d'ondes PAFSW. Des photographies des filtres fabriqués sont disponibles à la Figure II-62 (a) et (b).

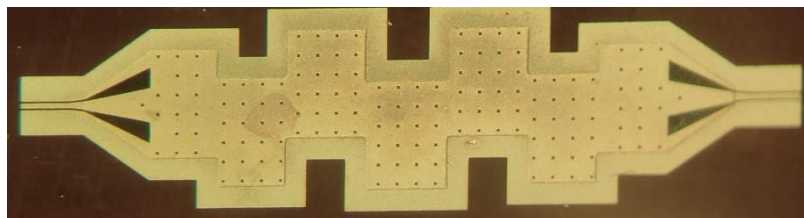
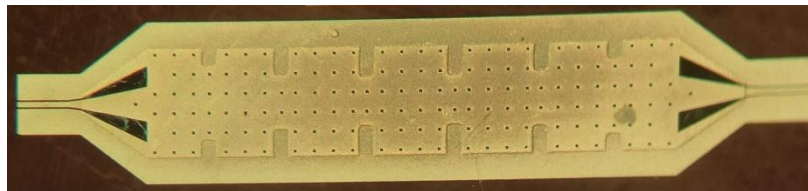
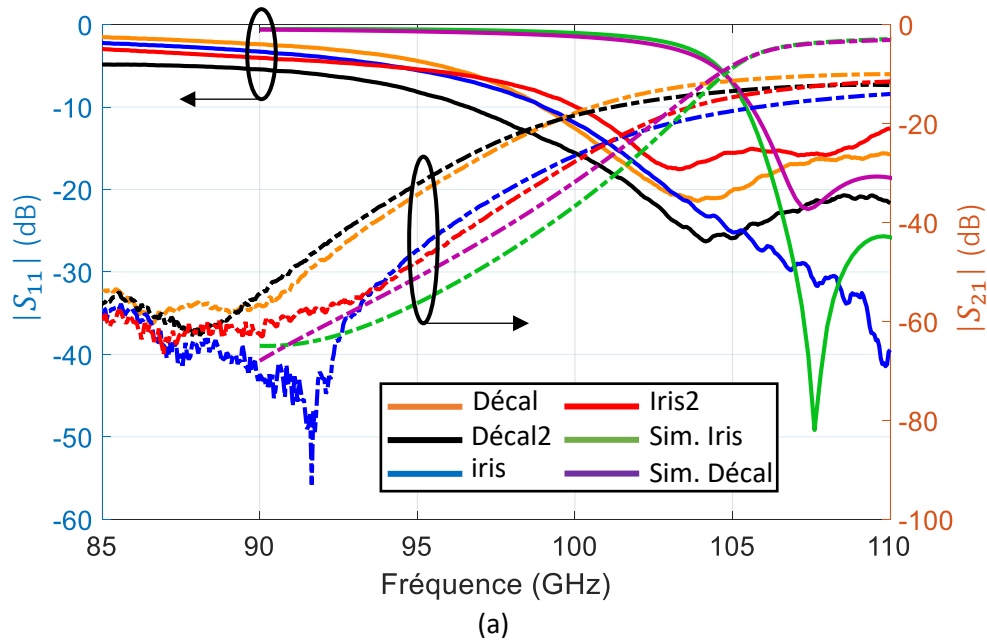


Figure II-62 : (a) Paramètres-S mesurés des filtres à couplage en iris (traits bleus iris et rouges Iris2) et à cavités décalées (traits oranges Décal. et noirs Décal2.), photographies en vue de dessus (b) du filtre à iris et (c) du filtre à décalages.

L'adaptation des filtres mesurés est de bonne qualité, avec un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -10 dB pour tous les dispositifs dans la bande passante. Le filtre à iris (en traits bleus) et le filtre à décalages (en traits noirs) sont très bien adaptés avec un paramètre  $S_{11}$  respectivement inférieur à -20 dB et -30 dB à 110 GHz. Pour autant, les pertes d'insertion mesurées sont très élevées et comprises entre 10 dB et 15 dB à 110 GHz selon le dispositif considéré, contre respectivement 2.5 dB et 2.7 dB en simulation pour le filtre à iris et à décalage. Cet écart sur les pertes d'insertion des filtres peut être causé par une

plus faible conductivité des nanofils dans la membrane comme cela a été montré lors de l'extraction des paramètres de propagation aux Figure II-55, Figure II-58 et Figure II-61. D'après les formules disponibles dans [52] et en considérant le filtre mesuré avec les plus faibles pertes d'insertion, le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  est égal à 27 à 110 GHz. Le  $Q_u$  simulé compris entre 38 et 108 pour  $\sigma_z$  compris entre respectivement 10 kMS/m et 6 MS/m indique une faible conductivité des nanofils. Notons enfin un décalage de la bande passante des filtres mesurés vers les basses fréquences. Cela peut être causé également par une faible conductivité verticale de la membrane  $\sigma_z$ , comme démontré dans la partie 2.4.5 de ce chapitre, et par une variation sur les couplages entre résonateurs.

La Figure II-63 présente les résultats de nouvelles simulations électromagnétiques considérant une conductivité verticale  $\sigma_z$  de 10 kS/m en comparaison des résultats de mesure des filtres à iris et à décalage de cavité. Les pertes d'insertion sont proches entre mesures et simulations à 110 GHz pour cette valeur de conductivité et le décalage en fréquence a été partiellement retrouvé.

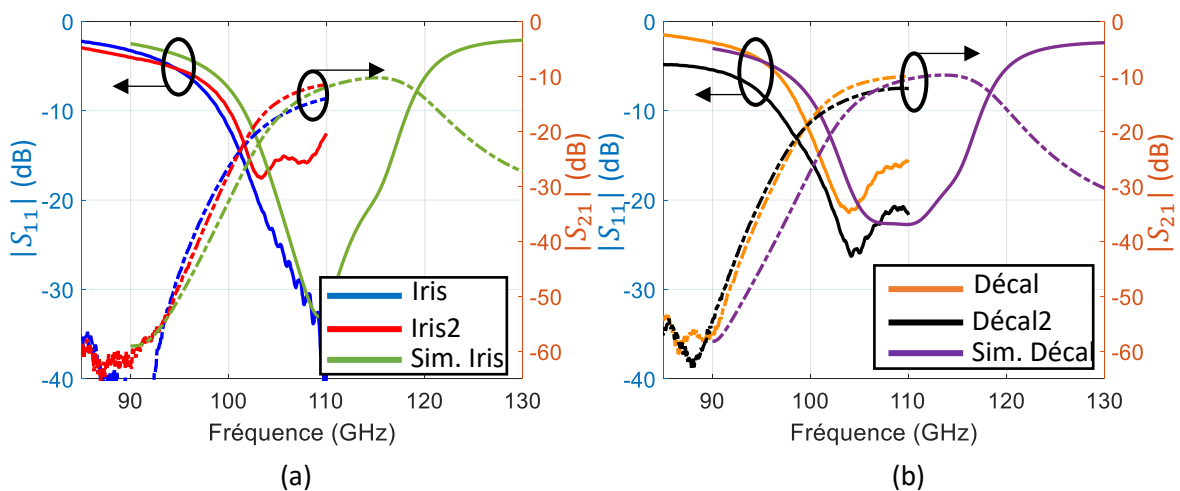


Figure II-63 : Retro simulations des filtres (a) à iris et (b) à décalages de cavités pour une conductivité verticale  $\sigma_z$  de 10 kS/m.

## 2.8. Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre j'ai présenté la conception de guides d'ondes intégrés au substrat partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes (nommé PAFSWSIW) en technologie membrane nanoporeuse (MnM) pour le domaine des ondes millimétriques. Le fonctionnement de cette topologie de guide d'ondes a premièrement été étudié et des expressions analytiques des pertes, du facteur d'ondes lentes et de la fréquence de coupure ont été formulées. Il a pu être déduit l'impact de la conductivité verticale des nanofils de cuivre dans la membrane sur les paramètres de propagation du guide d'ondes. Puis, les conceptions de plusieurs démonstrateurs en technologie MnM ont été présentées. Des transitions entre des lignes planaires 50  $\Omega$  et le guide d'ondes PAFSWSIW ont été conçues pour deux

fréquences de coupure, respectivement 50 GHz et 75 GHz afin d'obtenir une adaptation meilleure que 20 dB d'adaptation sur une bande passante relative supérieure à 30 %, et des pertes d'insertion par transition inférieures à 0.43 dB en milieu de bande. Des filtres Tchebychev passe-bande de 5<sup>ème</sup> ordre centrés sur 110 GHz et de bande passante relative de 10% ont également été développés en utilisant deux méthodes de couplage, à l'aide de fenêtres inductives en iris ou à l'aide de décalages de cavités sur le plan H. Malgré des pertes d'insertion similaires pour les deux types de filtres, les simulations ont montré une meilleure adaptation du filtre à base de couplage à fenêtres inductives en iris classiques par rapport à celui à décalage de cavités. Enfin, après une présentation des circuits fabriqués, les résultats de mesure des guides avec leurs transitions et des filtres en bande V et W ont été présentés. Malgré une adaptation mesurée plus faible que celle attendue en simulation pour les guides d'ondes avec les transitions, l'extraction des paramètres de propagation des guides d'ondes a permis de mettre en lumière les faibles pertes obtenues en mesure du guide PAFSWSIW en comparaison de guides SIW classiques mesurés sur la même membrane. Il faut cependant noter que les constantes d'atténuation extraites en mesure pour les guides PAFSWSIW sont plus importantes que celles initialement attendues en simulation. Le fonctionnement des filtres passe-bande en guide d'ondes PAFSWSIW a ensuite été validé en mesure pour les deux types de couplages jusqu'à 110 GHz, c'est-à-dire jusqu'au milieu de leur bande passante. Ces premiers résultats de mesure ont mis en évidence de fortes pertes d'insertion et des bandes passantes légèrement décalées par rapport aux simulations. De nouvelles simulations électromagnétiques des paramètres de propagation des guides PAFSWSIW et des filtres ont permis d'identifier la cause des fortes pertes observées en mesure. En effet, une conductivité dégradée des nanofils métalliques de la membrane (de l'ordre de 10 à 20kS/m au lieu des 4 MS/m initialement considérés) a permis de retrouver la constante d'atténuation des guides d'ondes PAFSWSIW ainsi que les pertes d'insertion des filtres.

Ainsi, des travaux sur la procédure de fabrication restent à être menés pour améliorer la conductivité des nanofils de cuivre dans la membrane et le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  des filtres. D'autres circuits passifs peuvent être envisagés dans de futures réalisations à base de guide d'ondes PAFSWSIW, comme des coupleurs et des antennes.



# Chapitre III : Guides d'ondes intégrés au substrat à ondes lentes et partiellement à air

## 3.1.Introduction

Comme indiqué au chapitre 1, les guides d'ondes intégrés au substrat (SIW) font l'objet de nombreuses recherches pour améliorer leur compacité et leurs performances en termes de pertes. Pour cela deux techniques ont été mises en avant, l'utilisation d'une structure à ondes lentes et l'intégration d'air dans le guide d'ondes. La première technique permet de diminuer les dimensions latérales et longitudinales du SIW par un facteur supérieur à 40 % [150]. L'effet d'ondes lentes est créé grâce à une structure de guide d'ondes renforçant soit la permittivité effective [150],[166],[167], soit la perméabilité effective [151], ou les deux [168]. Néanmoins, il a été démontré une augmentation proportionnelle de la constante d'atténuation diélectrique  $\alpha$  avec le facteur d'ondes lentes  $SWF$  [154]. Ainsi, les pertes augmentent rapidement avec la miniaturisation du guide à ondes lentes. Le second objet de recherches est l'intégration d'air dans le SIW [187],[188],[189]. Ceci permet de minimiser les pertes diélectriques dans le guide d'ondes et d'obtenir des facteurs de qualité élevés se rapprochant de ceux des guides rectangulaires (RWG) [187]. Toutefois, le remplacement du diélectrique par de l'air augmente ses dimensions latérales et longitudinales.

Ainsi, un nouveau type de guides d'ondes a été étudié dans cette thèse, le guide d'ondes intégré au substrat partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes PAFSWSIW. Cette topologie, étudiée dans le chapitre 2 de cette thèse en technologie membrane nanoporeuse (MnM) [262], avait été au préalable utilisée en technologie PCB pour la réalisation d'un capteur d'humidité compact (grâce à l'utilisation de l'effet d'ondes lentes) et sensible grâce à la présence d'air dans la cavité SIW [263]. Puis par la suite, un guide d'ondes PAFSWSIW a été présenté en 2019 sur un substrat bas coût FR4 avec des transitions vers des lignes coplanaires  $50 \Omega$  [264], les résultats de simulation laissant espérer un facteur  $\beta/2\alpha$  de 140 à 12 GHz, à comparer aux facteurs de qualité de SIW classiques sur le même type de substrat FR4 et sur un substrat RO4003 qui sont respectivement égaux à 26 et 165. Cela montre que cette topologie permet la conception de guides à faibles pertes sur des substrats bas coûts et ceci avec des performances équivalentes à des guides sur des substrats de qualité. Il faut noter que la technologie considérée n'est pas une technologie standard, ce qui rend la reproductibilité des circuits complexe, ce qui n'avait alors pas permis une extraction précise des paramètres de propagation pour les circuits fabriqués. Enfin récemment, une topologie similaire a été utilisée pour la réalisation d'un

## 3.2 : Présentation du guide d'ondes étudié

filtre passe-bande centré sur 11.2 GHz [265], démontrant des résultats pertinents de ce type de topologie.

Ce troisième chapitre de thèse propose une étude détaillée du guide PAFSWSIW en technologie PCB et une démonstration de ses possibilités pour la réalisation de circuits jusqu'à 36 GHz. Premièrement, le guide d'ondes en technologie PCB multicouche est présenté, puis le facteur d'ondes lentes et le facteur  $\beta/2\alpha$  sont étudiés en fonction des dimensions du substrat, et des vias borgnes. Ceci mène à une méthode de conception de ce guide d'ondes. La troisième partie décrit les transitions entre les lignes d'accès coplanaires 50  $\Omega$  et le guide PAFSWSIW pour trois fréquences de coupure différentes, respectivement 8 GHz, 12 GHz et 18 GHz. Des mesures ont été effectuées pour valider ces transitions et pour caractériser les paramètres de propagation de ce guide d'ondes. Les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats obtenus en simulation électromagnétique. La quatrième partie présente la conception, l'optimisation, les mesures et la comparaison avec l'état de l'art de filtres passe-bande du 5<sup>ème</sup> ordre en topologie PAFSWSIW, respectivement à 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz.

### 3.2.Présentation du guide d'ondes étudié

#### 3.2.1. Topologie

Une vue en coupe de face du guide PAFSWSIW est présentée à la Figure III-64 (a) où sont annotées les différentes dimensions du guide, des vias et du substrat. La zone d'air d'épaisseur  $h_{air}$  à l'intérieur du guide est réalisée grâce à une structure à trois couches de diélectrique d'épaisseur  $h_1$ ,  $h_2$  et  $h_3$  ; pour cela le substrat intermédiaire est gravé. Il peut être remarqué sur la Figure III-64 (b) qu'une zone de diélectrique du substrat 2 de largeur  $dd$  égale à 0.3 mm est conservée aux bords du guide d'ondes pour la fabrication des vias métallisés traversant le SIW. Ces derniers, de diamètre  $d$  et d'espacement centre à centre  $S_{ext}$ , permettent de fermer le SIW et de relier les couches métalliques au dos du substrat 1 et du substrat 3. L'effet d'ondes lentes est obtenu à l'aide de l'insertion dans le substrat 1 de  $N$  vias borgnes sur la largeur de guide avec un espacement latéral et longitudinal égal à la période nommée  $S$ . Ces vias borgnes ont un diamètre  $d_v$  et possèdent une pastille métallique d'épaisseur  $h_p$  et de diamètre  $d_p$ . Le diélectrique considéré pour les trois substrats est du Rogers 4003 de permittivité relative de 3.55 et de tangente de pertes  $\tan \delta$  égale à 0.0027 à 10 GHz.

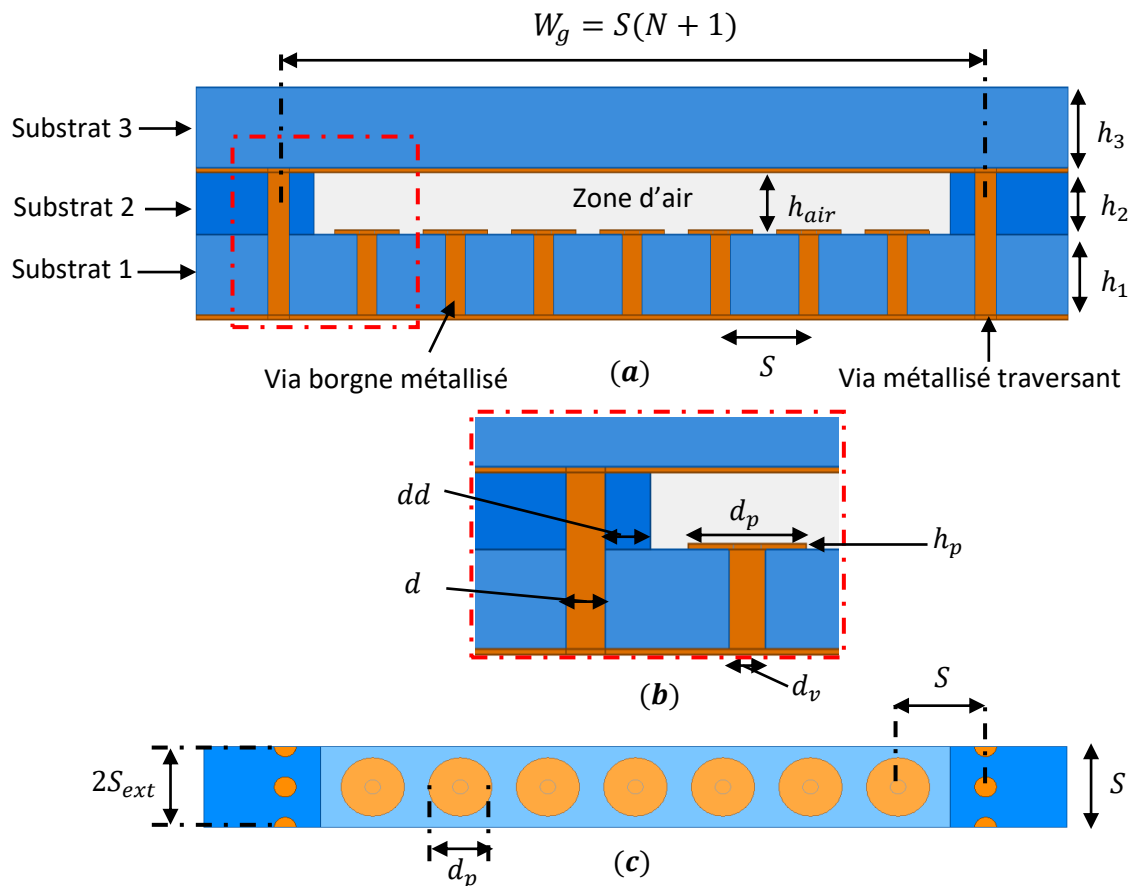


Figure III-64 : Guide d'ondes partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes : (a) Vue en coupe de face, (b) agrandie et (c) vue de dessus en transparence du substrat 3 et du capot métallique supérieur.

### 3.2.2. Technique d'assemblage

Deux techniques différentes pour assembler ce guide d'ondes ont été utilisées. La première méthode utilisée a consisté à reporter le substrat 3 sur un assemblage du substrat 2 et 1 à l'aide de rangées de vis. Pour cela, le substrat 3 et l'assemblage des substrats 1 et 2 ont été réalisés séparément. La deuxième méthode développée a consisté à assembler directement les trois substrats ensemble par collage lors de la fabrication pour se rapprocher d'un processus industrialisable. Toutefois, les résultats de mesure des circuits ayant été conçus avec cette deuxième méthode d'assemblage n'ont pas été concluants et les causes du dysfonctionnement n'ont pas encore été identifiées. Le processus de fabrication et l'assemblage complet par collages doit donc encore être étudié. C'est pourquoi, les résultats expérimentaux présentés au sein de ce chapitre porteront sur les guides d'ondes assemblés à l'aide de vis.

Les couches de substrats du guide PAFSWSIW sont visibles sur la vue éclatée en 3D à la Figure III-65. Les substrats 1 et 2 sont premièrement collés ensemble grâce à un substrat de colle (pre-preg,  $\epsilon_r = 3.4$ ,  $t_g. \delta = 0.028$ ) puis assemblés au substrat 3 à l'aide de vis traversantes. L'épaisseur de la couche

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

d'air interne au guide d'ondes est égale à  $284 \mu\text{m}$  et celle des substrats 1 et 3 de  $508 \mu\text{m}$ . Le substrat 1 est composé de vias borgnes et de pastilles pour créer l'effet d'ondes lentes, alors que le substrat 2 et le substrat de colle sont gravés afin de former la cavité d'air. Les murs latéraux du guide d'ondes sont réalisés par des vias métallisés traversant les substrats 1 et 2 et le substrat de colle. Il peut être noté que le substrat 3 est plus long que les deux autres pour permettre l'ajout de connecteurs sur les lignes d'accès coplanaires (ligne de type CPW).

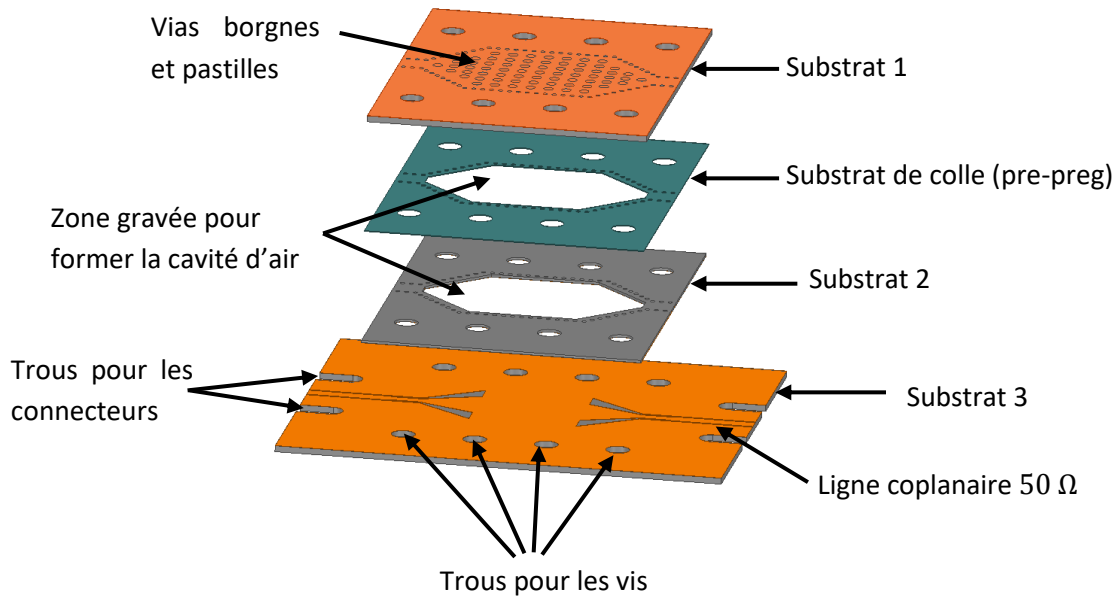


Figure III-65 : Vue 3D éclatée d'un SIW à air et à effet d'ondes lentes.

### 3.3. Dimensionnement du guide d'ondes

#### 3.3.1. Facteur d'ondes lentes et largeur de guide d'ondes

De la même manière que pour le guide d'ondes en technologie membrane présenté au chapitre II, l'effet d'ondes lentes dans ce guide d'ondes résulte de la séparation du champ électrique  $\vec{E}$  et du champ magnétique  $\vec{H}$  [154]. La Figure III-66 illustre ces deux champs dans une vue en coupe de face et montre que le champ  $\vec{E}$  est confiné dans l'air grâce aux vias borgnes et que le champ  $\vec{H}$  est présent dans tout le guide d'ondes de la même manière que pour les SIW classiques.

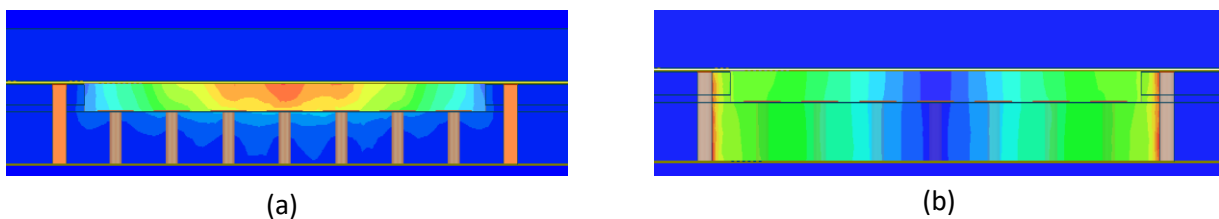


Figure III-66: (a) Champ électrique et (b) champ magnétique sur une section vue de face du guide d'ondes PAFSWSIW.

Ainsi, à partir des dimensions précédentes et de l'équation (I-39) du chapitre 1, le facteur d'ondes lentes peut être estimé par l'expression (III-103) dans le cas d'une séparation parfaite et homogène des deux champs, c'est-à-dire sans pénétration du champ électrique dans le substrat inférieur, et sans prendre en compte le volume des vias borgnes et des pastilles.

$$SWF = \sqrt{\frac{V_{\text{magnétique}}}{V_{\text{électrique}}}} \cong \sqrt{\frac{V_{\text{total}}}{V_{\text{air}}}} = \sqrt{\frac{h_{\text{tot}}}{h_{\text{air}}}} = \sqrt{1 + \frac{h_1}{h_2}} \quad (\text{III-103})$$

Le  $SWF$  calculé est égal à 1.65, la miniaturisation latérale et longitudinale par rapport à un SIW classique rempli d'air ou d'un SIW classique de diélectrique de constante 3.55 est par conséquent respectivement de 40 % ou -14 %. Ainsi un guide PAFSWSIW est légèrement plus encombrant qu'un guide SIW classique. Ce taux de miniaturisation est un paramètre important qui sera étudié pour les guides PAFSWSIW conçus dans ce chapitre. La largeur  $W_g$  pour une fréquence de coupure  $f_c$  donnée est calculée à l'aide du  $SWF$  et des équations (I-13) et (I-14) du chapitre 1.

### 3.3.2. Vias latéraux

La période  $S_{\text{ext}}$  des murs latéraux doit respecter les encadrements énoncés dans le chapitre 1 aux équations (I-11) et (I-12). Or, les règles de fabrication technologie PCB impose une distance bord-à-bord entre vias latéraux supérieure à 0.2 mm. Afin de faciliter le placement de ces vias par rapport aux vias borgnes et d'accélérer la conception, nous avons choisi pour ces guides d'ondes une période (III-104) et un diamètre (III-105) des vias extérieurs respectivement de  $\frac{1}{2}$  et  $\frac{1}{4}$  de la période des vias borgnes, en s'assurant toutefois des limites exposées au chapitre 1.

$$S_{\text{ext}} = S/2 \quad (\text{III-104})$$

$$d = S_{\text{ext}}/2 = S/4 \quad (\text{III-105})$$

### 3.3.3. Vias borgnes

Le dimensionnement des vias borgnes est présenté à travers la conception d'un guide d'ondes intégré au substrat partiellement rempli d'air et à effet d'ondes lentes pour une fréquence de coupure de 12 GHz.

#### a) Expression de la fréquence de coupure en fonction des dimensions des vias borgnes

La fréquence de coupure peut être calculée en prenant en compte non seulement les épaisseurs des substrats mais aussi les dimensions des vias borgnes et des substrats du guide d'ondes comme cela avait été montré dans les travaux de thèse de Matthieu Bertrand [153], dans le cas de guides SWSIW réalisées dans un substrat diélectrique unique. Pour cela, le calcul du facteur d'ondes lentes  $SWF$  avait

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

alors consisté à exprimer le ratio des racines carrées des volumes du champ magnétique  $V_m$  et du champ électrique  $V_e$  (voir équation (III-103)).

En considérant à présent la cellule élémentaire de la Figure III-67 constituée d'un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r$  sur la hauteur  $h_1$  et de l'air sur la hauteur  $h_2$ , l'équation (III-106) a pu être dérivée. La pénétration du champ électrique dans le substrat inférieur est prise en compte dans cette expression par le terme  $(0.5d_p(\pi\Delta)^2 + V_\Delta)/\epsilon_r$ . La division par la permittivité relative  $\epsilon_r$  du substrat inférieur a été ajoutée pour cette topologie de guide partiellement à air par rapport aux travaux originaux [153]. Cela permet de conserver une continuité du champ électrique à l'interface entre l'air et le substrat inférieur [2].

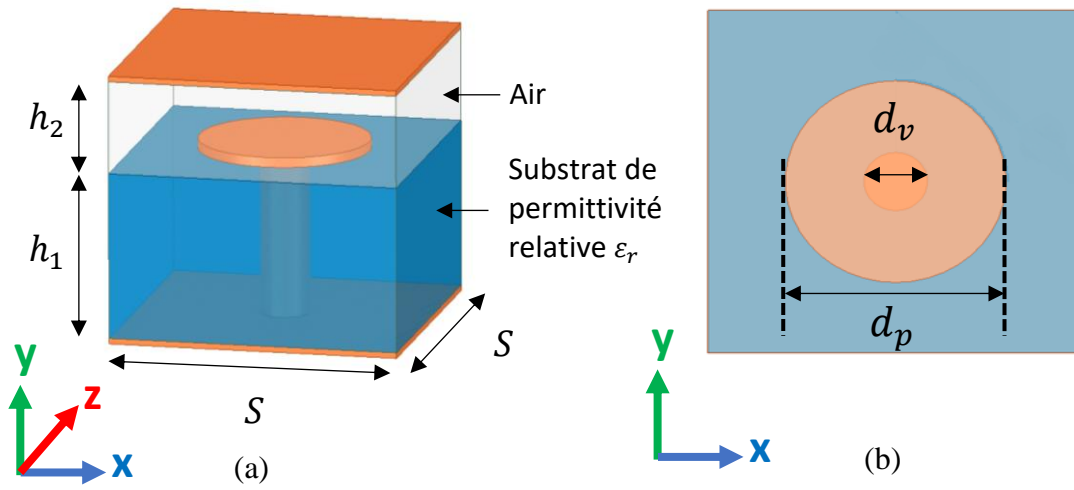


Figure III-67 : Cellule élémentaire du guide d'ondes PAFWSIW en (a) vue en 3D et (b) vue de dessus en transparence du métal supérieur.

$$SWF = \sqrt{\frac{h_{tot}S^2 - 0.25\pi(h_1d_v^2 + h_pd_p^2)}{S^2(h_{tot} - h_1) - 0.25\pi h_p d_p^2 + (0.5d_p(\pi\Delta)^2 + V_\Delta)/\epsilon_r}} \quad (III-106)$$

Avec

$$\Delta = 0.5(S - d_p)$$

$$\theta = \arccos\left(\frac{d_p - d_v}{2\Delta}\right)$$

$$V_\Delta = \begin{cases} -0.25\pi d_v \Delta^2 (\theta - \sin(\theta)) & \text{si } \Delta \geq \frac{(d_p - d_v)}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

Pour vérifier cette expression du  $SWF$  appliqué à un SIW partiellement rempli d'air et à ondes lentes, la fréquence de coupure  $f_c$  du mode  $TE_{10}$  du guide d'ondes a été calculée pour différentes périodes  $S$ , diamètres  $d_v$  et  $d_p$  ainsi que pour 3 largeurs  $W_g$  : 12 mm, 7.5 mm et 5 mm. La permittivité relative  $\epsilon_r$  a été fixée égale à 3.55 et la hauteur de pastille  $h_p$  à 17  $\mu\text{m}$ . Ces résultats ont été comparés avec des simulations électromagnétiques et l'écart  $\delta_{f_c}$  défini dans l'expression (III-107) a été tracé en surface de couleur sur les Figure III-68, Figure III-69 et Figure III-70.

$$\delta_{f_c} (\%) = 100 \cdot \frac{f_{c_{\text{modèle}}} - f_{c_{\text{HFSS}}}}{f_{c_{\text{HFSS}}}} \quad (\text{III-107})$$

Pour faciliter l'interprétation entre ces différentes largeurs de guides d'ondes, les dimensions  $S$ ,  $d_v$  et  $d_p$  ont été normalisées par les largeurs  $W_g$ . Les plages de variation de ces dimensions, en valeurs normalisées ou non, sont résumées dans le Tableau III-12.

Tableau III-12 : Résumé des variations considérées sur la période  $S$  et les diamètres de pastille et de vias  $d_p$  et  $d_v$ .

$W_g$ (mm)	$d_v$ (mm)	$d_p$ (mm)	$S$ (mm)	$d_v/W_g$	$d_p/W_g$	$S/W_g$
12	0.15 à 0.8	0.35 à 1	1.2 à 1.65	1.3 à 6.7 %	2.9 à 8.3 %	10 à 13.8 %
7.5	0.15 à 0.45	0.35 à 0.75	0.85 à 1	2 à 6 %	4.7 à 10 %	11.3 à 13.3 %
5	0.15 à 0.32	0.25 à 0.62	0.72 à 0.9	3 à 6.4 %	5 à 12.4 %	14.4 à 18 %

L'écart  $\delta_{f_c}$  maximal sur la fréquence de coupure entre le modèle et la simulation électromagnétique est égal à 6.5 % (Figure III-70 (c)) pour un diamètre normalisé de vias  $d_v/W_g$  de 0.064 (soit  $d_v = 0.62$  mm) et une période normalisée  $S/W_g$  de 0.144 (soit  $S = 0.72$  mm). Notons que cette zone, pour un grand diamètre de vias  $d_v$  et une petite période  $S$  par rapport à la largeur  $W_g$ , correspond aussi à un écart  $\delta_{f_c}$  important entre modèle et simulation sur les Figure III-68 et Figure III-69. Cela signifie que le  $SWF$  calculé par l'équation (III-106) est sous-estimé pour ces dimensions particulières de période et de diamètres de vias.

A l'inverse, il peut être remarqué sur les Figure III-68, Figure III-69 et Figure III-70, pour les petites dimensions de diamètre de pastille normalisé  $d_p/W_g$  et pour les grandes périodes normalisées  $S$ , la présence de zones où l'écart  $\delta_{f_c}$  est négatif. Ceci signifie que le  $SWF$  de l'équation (III-106) est surestimé lorsque les vias borgnes sont largement espacées et que le diamètre de pastille est petit devant  $W_g$ . Pour le reste des valeurs, l'écart inférieur à 5.5 % indique une bonne correspondance de ce modèle sur la fréquence de coupure du guide d'ondes et cela pour toute combinaison de  $S/W_g$ ,  $d_p/W_g$  et  $d_v/W_g$ .

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

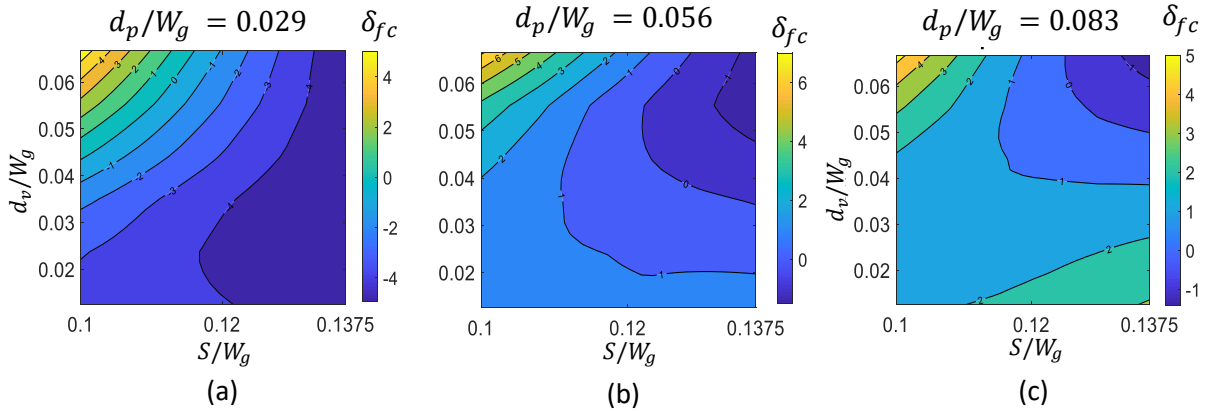


Figure III-68 : Ecart ( $\delta_{fc}$  en %) de la fréquence de coupure entre le modèle et les simulations électromagnétiques avec  $W_g=12$  mm,  $N=7$ ,  $d=0.375$  mm,  $S_{ext}=0.75$  mm,  $h_{air}=284$   $\mu$ m et pour différents diamètres  $d_v$ ,  $d_p$  et période  $S$ .

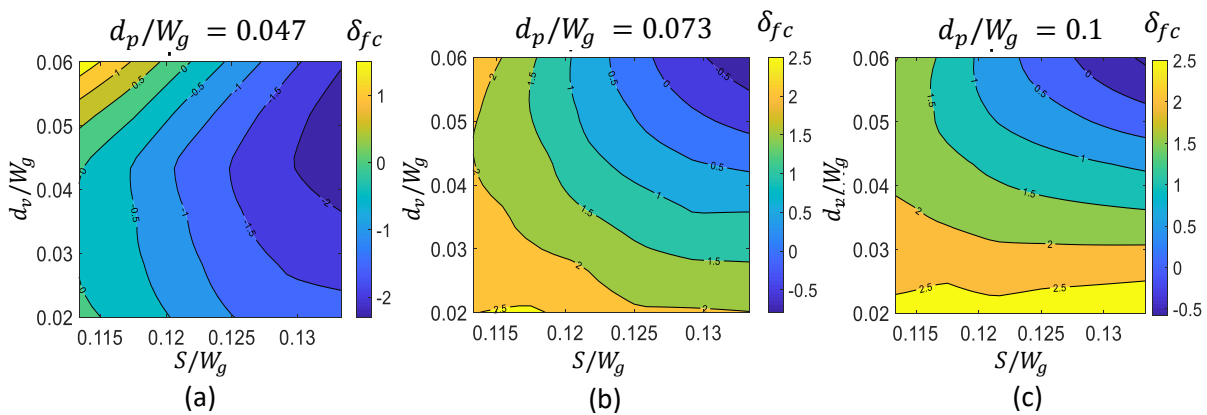


Figure III-69 : Ecart ( $\delta_{fc}$  en %) de la fréquence de coupure entre le modèle et les simulations électromagnétiques avec  $W_g = 7.5$  mm,  $N = 7$ ,  $d = 0.234$  mm,  $S_{ext} = 0.46875$  mm,  $h_{air} = 284$   $\mu$ m et pour différents diamètres  $d_v$ ,  $d_p$  et période  $S$ .

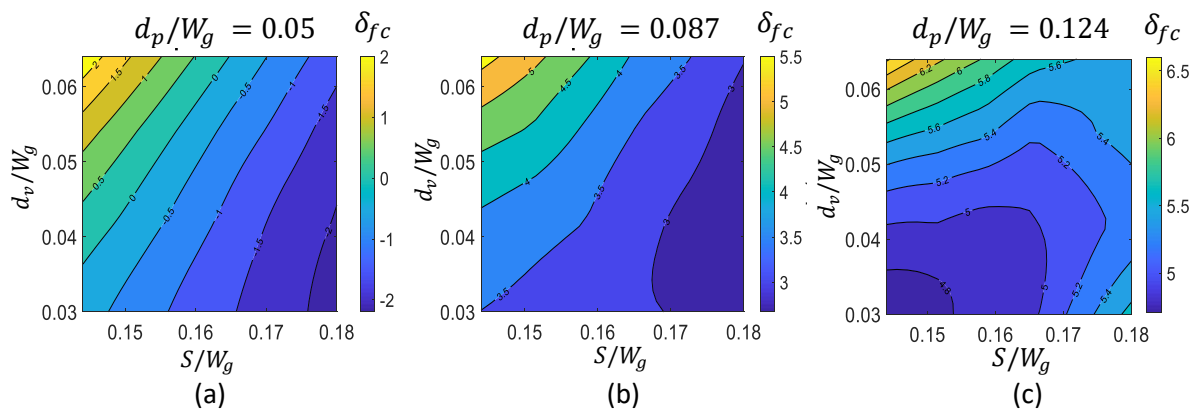


Figure III-70 : Ecart ( $\delta_{fc}$  en %) de la fréquence de coupure entre le modèle et les simulations électromagnétiques avec  $W_g = 5$  mm,  $N = 5$ ,  $d = 0.2$  mm,  $S_{ext} = 0.4167$  mm,  $h_{air} = 284$   $\mu$ m et pour différents diamètres  $d_v$ ,  $d_p$  et période  $S$ .



Ainsi, l'expression (III-106) peut être utilisée par le concepteur pour choisir les dimensions du viaborgne et du guide d'ondes en fonction du  $SWF$  souhaité. Néanmoins, cette expression ne permet pas de quantifier l'atténuation linéique d'une onde se propageant dans la structure. C'est pourquoi, la section suivante présente les résultats de simulations électromagnétiques menées sur un guide d'ondes PAFSWSIW de largeur 7.5 mm et compare le facteur  $\beta/2\alpha$  et le  $SWF$  pour plusieurs dimensions de vias borgnes. D'une même manière que dans le chapitre 1, ce dernier paramètre  $\beta/2\alpha$  est utilisé dans la partie suivante pour comparer les performances en termes de pertes de ces différentes structures. Des conclusions sur le dimensionnement de  $d_v$ ,  $d_p$  et  $S$  seront déduites de ces observations.

### b) Diamètre des vias $d_v$ et des pastilles $d_p$

Premièrement, des simulations électromagnétiques des paramètres de propagation  $\alpha$  et  $\beta$  ont été menées pour plusieurs diamètres de vias  $d_v$ , entre 0.15 mm et 0.5 mm, sur un guide d'ondes PAFSWSIW de 7.5 mm de large. Le diamètre de pastille  $d_p$  et la période  $S$  sont fixés respectivement à 0.7 mm et 0.9375 mm. D'après la constante de phase  $\beta$  à la Figure III-71 (a), il peut être remarqué, de par l'augmentation de la fréquence de coupure, que le facteur d'ondes lentes diminue de manière régulière avec une augmentation du diamètre de vias  $d_v$ . Ceci est cohérent avec l'expression du  $SWF$  dans l'équation (III-106) où le volume du via diminue uniquement le volume du champ magnétique. Quant aux constantes d'atténuation  $\alpha$  tracées à la Figure III-71 (b), elles sont identiques à la fréquence centrale  $1.5f_c$  mais elles augmentent en fin de bande monomode vers  $1.8f_c$  pour les plus petits diamètres ( $d_v = 0.15$  mm et 0.2 mm). Ainsi, un diamètre de vias borgnes fin (ici  $d_v/W_g = 0.15/7.5 = 0.02$ ) permet de maximiser la miniaturisation au prix d'une légère augmentation des pertes en fin de bande. Si une constante d'atténuation plate est requise sur toute la bande monomode, alors le diamètre de vias  $d_v$  peut être choisi plus important (ici à partir de  $d_v/W_g = 0.05$ ).

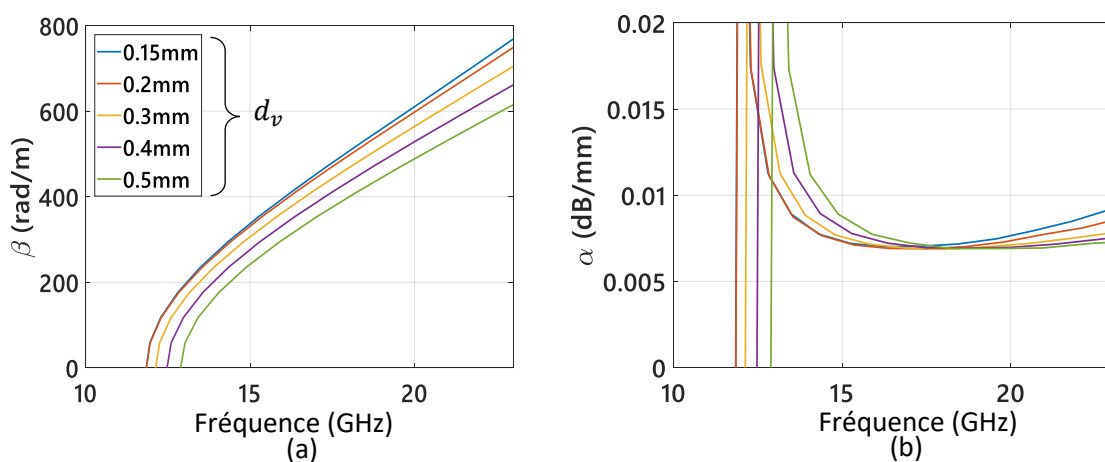


Figure III-71 : (a) Constante de phase  $\beta$  et (b) constante d'atténuation  $\alpha$  en fonction de la fréquence pour des diamètres de vias  $d_v$  compris entre 0.15 mm et 0.5 mm et avec  $d_p = 0.7$  mm,  $S = 0.9375$  mm,  $W_g = 7.5$  mm,  $h_p = 17$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 3.55$ ,  $h_{air} = 284$   $\mu$ m.

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

Par la suite, des simulations électromagnétiques ont été menées pour plusieurs diamètres de pastille  $d_p$  entre 0.4 mm et 0.8 mm sur un guide d'ondes PAFSWSIW de largeur 7.5 mm. Le diamètre de pastille  $d_v$  et la période  $S$  sont fixés respectivement à 0.2 mm et 0.9375 mm. Les constantes de phase  $\beta$  et d'atténuation  $\alpha$  sont présentées sur les Figure III-72 (a) et (b). Selon l'expression du  $SWF$  (III-106), le diamètre  $d_p$  modifie le volume du champ magnétique mais également celui du champ électrique. Ce paramètre est notamment présent dans le calcul de la pénétration du champ électrique dans le substrat inférieur. Il peut être remarqué à la Figure III-72 (a) qu'une augmentation du diamètre  $d_p$  engendre une diminution de la fréquence de coupure, soit une augmentation du  $SWF$ . Néanmoins, contrairement au diamètre de vias  $d_v$ , la constante d'atténuation  $\alpha$  à  $1.5f_c$  augmente rapidement avec  $d_p$ . Ainsi, la miniaturisation peut être renforcée grâce au diamètre de pastille mais au prix d'une augmentation non négligeable des pertes dans la bande passante du guide d'ondes.

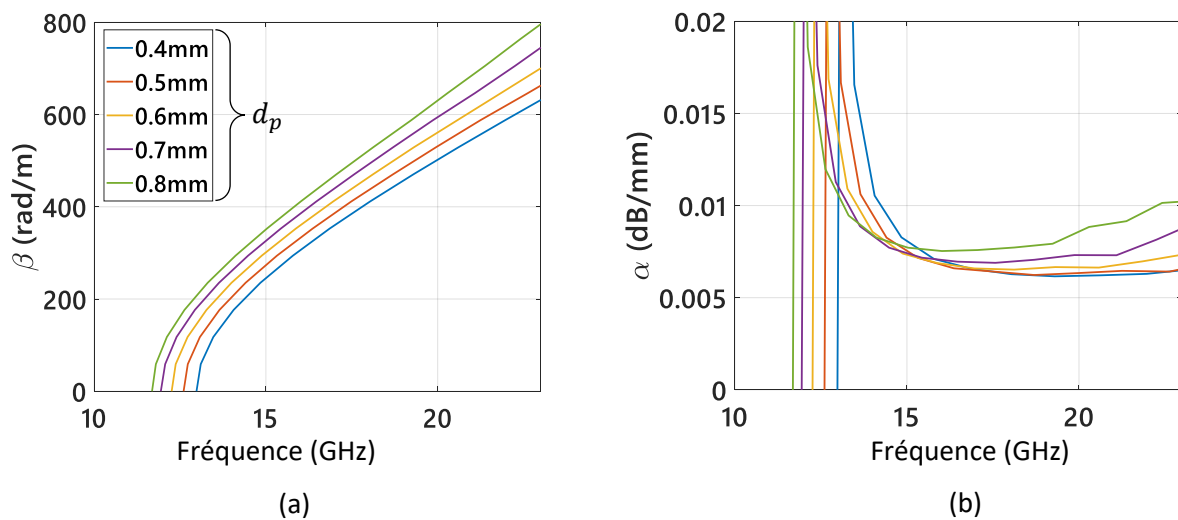


Figure III-72 : (a) Constante de phase et (b) constante d'atténuation en fonction de la fréquence pour des diamètres  $d_p$  entre 0.4 mm et 0.8 mm avec  $d_v = 0.2$  mm,  $S = 0.9375$  mm,  $W_g = 7.5$  mm,  $h_p = 17$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 3.55$ ,  $h_{air} = 284$   $\mu$ m.

Ces résultats sont résumés dans l'abaque de la Figure III-73 : le  $SWF$  et le facteur  $\beta/2\alpha$  sont tracés en fonction de  $d_v$  et  $d_p$  à la fréquence centrale de  $1.5f_c$  des différents guides d'ondes. Il peut être remarqué que le diamètre  $d_v$  a un effet limité sur le facteur  $\beta/2\alpha$  à  $1.5f_c$ , celui-ci restant presque constant pour  $d_v$  compris entre 0.2 mm et 0.4 mm. De plus, comme cela a été présenté à la Figure III-71 (a), le diamètre  $d_v$  a un impact direct sur la fréquence de coupure et par conséquent sur facteur d'ondes lentes. L'abaque à la Figure III-73 confirme qu'une augmentation du diamètre de pastille  $d_p$  augmente le  $SWF$  mais que cela engendre également une augmentation des pertes, ici représenté par le facteur  $\beta/2\alpha$ . Ainsi, cet abaque permet de déduire qu'un petit diamètre  $d_v$  est préférable pour maximiser la miniaturisation sans affecter fortement le facteur  $\beta/2\alpha$  et que le diamètre de pastille  $d_p$  doit être ajusté pour obtenir un compromis entre  $SWF$  et pertes.

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

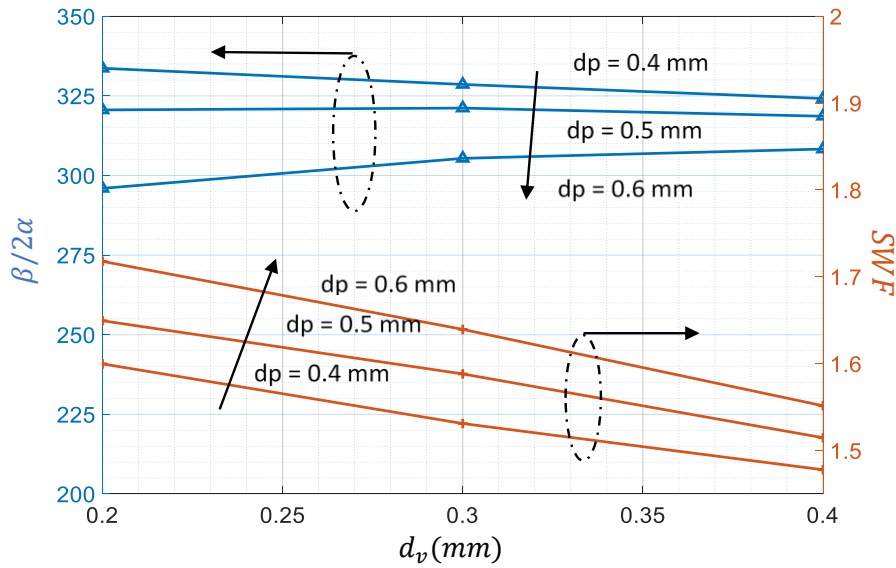


Figure III-73 : Le facteur  $\beta/2\alpha$  et  $SWF$  à 1.5 fois la fréquence de coupure  $f_c$  en fonction du diamètre de vias  $d_v$  et pour différents diamètres de pastille  $d_p$ . Les autres paramètres du guide d'ondes sont fixés à :  $N = 7$ ,  $W_g = 7.5$  mm,  $S = 0.9375$  mm,  $d = S_{ext}/2 = S/2$ ,  $h_p = 17$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 3.55$ ,  $h_{air} = 284$   $\mu$ m.

#### c) Espacement entre vias borgnes $S$

L'espacement des vias borgnes doit être encadré suivant les équations (III-108), (III-109) et (III-110) pour respecter les limites technologiques de fabrication. La limite inférieure  $S_{min}$  permet de respecter l'espacement minimum bord-à-bord de 0.2 mm entre chaque pastille et la limite supérieure  $S_{max}$  permet de garder un espacement de 0.1 mm entre la pastille et le substrat 2 aux bords du guide d'ondes.

$$S_{min} \leq S \leq S_{max} \quad (III-108)$$

$$S_{min} = d_p + 0.2 \text{ mm} \quad (III-109)$$

$$S_{max} = \frac{W_g - d_p - 2dd - 0.2 \text{ mm}}{(N - 3/4)} \quad (III-110)$$

Le paramètre  $\Delta S$  de l'équation (III-111) est également un critère pour le choix de la période  $S$ . Il est un indicateur sur la largeur de l'intervalle disponible dans (III-108) sur lequel la période peut être modifiée pour optimiser un circuit. Un paramètre  $\Delta S$  important signifie que la période choisie est éloignée des limites technologiques de fabrication. Dans le cadre de la conception d'un filtre, ce critère doit être grand, typiquement supérieur à 15 %, pour faciliter l'optimisation de la longueur électrique des résonateurs grâce à une variation de l'espacement entre les vias borgnes. Notons que ce paramètre devient négatif lorsque les dimensions choisies ne respectent plus l'intervalle (III-108).

### 3.3 : Dimensionnement du guide d'ondes

$$\Delta S = 100 \frac{S_{max} - S_{min}}{\sqrt{S_{max} S_{min}}} \quad (\text{III-111})$$

Enfin, concernant les performances du guide d'ondes, la période a une influence sur la dispersion en fréquence et la constante d'atténuation. En effet, la longueur électrique d'une période doit rester inférieure à un dixième de la longueur d'ondes à la fréquence de fonctionnement ( $S < \lambda_g/10$ ) afin de minimiser la dispersion en fréquence pouvant provoquer des pertes supplémentaires [153]. Dans cette conception nous vérifierons que le facteur  $\lambda_g/S$  (III-112) est au moins supérieure à 10 à la fréquence centrale (à  $1.5f_c$ ) et si possible également à la fréquence maximale de fonctionnement (à  $2f_c$ ).

$$10 \leq \lambda_g/S \quad (\text{III-112})$$

L'expression (III-113) exprime une estimation de la période maximale autorisée avant d'atteindre un dixième de la longueur d'ondes à 2 fois la fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$ .

$$S \leq \frac{0.2W_{eff}}{\sqrt{3}} \quad (\text{III-113})$$

Le Tableau III-13 résume les dimensions de  $S$  et  $d_p$  d'un guide d'ondes de fréquence de coupure égale à 12 GHz pour différents nombres de vias sur une largeur  $W_g$ . Le diamètre de vias  $d_v$  est fixé ici à 0.2 mm. La largeur  $W_g$  du guide d'ondes PAFSWSIW est maintenue constante et égale à 7.5 mm afin de conserver une miniaturisation latérale, soit un effet d'ondes lentes, autour de 40 % par rapport à un SIW rempli d'air. Ce tableau regroupe les paramètres  $\Delta S$ , les constantes d'atténuation  $\alpha$  et les ratios  $\lambda_g/S$  entre la longueur d'ondes et  $S$  à  $1.5f_c = 18 \text{ GHz}$  et à  $2f_c = 24 \text{ GHz}$ . La constante d'atténuation  $\alpha$  et les longueurs d'ondes  $\lambda_g$  ont été obtenus par simulation électromagnétique.

Tableau III-13 : Choix du nombre de vias borgnes pour une fréquence de coupure de 12 GHz.

N	S (mm)	$d_p$ (mm)	$\alpha$ (dB/m)	$\alpha$ (dB/m)	$\lambda_g/S$	$\lambda_g/S$	$\Delta S$ (%)
			à 18 GHz	à 24 GHz	à 18 GHz	à 24 GHz	
5	1.25	0.91	8.1	13.1	9.5	5.88	20.5
6	1.07	0.765	7.5	10.2	11.8	7.40	15.8
7	0.9375	0.65	7.4	9.2	13.6	8.45	13
8	0.833	0.6	7.6	9.1	15.3	9.51	5
9	0.75	0.55	7.9	9.1	17.1	10.75	-0.6

Les valeurs du paramètre  $\Delta S$  dans le Tableau III-13 indiquent que la période entre vias borgnes se rapproche des limites de fabrication pour des guides d'ondes avec un nombre de vias  $N \geq 8$ . D'après les valeurs de la constante d'atténuation  $\alpha$  et du ratio  $\lambda_g/S$  à  $1.5f_c$ , le nombre de vias dans la largeur

du guide d'ondes doit être supérieur ou égal à 6 pour satisfaire la règle (III-112), c'est-à-dire pour que la période  $S$  soit inférieure à un dixième de la longueur d'ondes guidée  $\lambda_g$  à cette fréquence. Cependant, la constante d'atténuation  $\alpha$  n'est pas grandement affectée pour  $N = 5$  car ce ratio  $\lambda_g/S$  est proche de 10 à  $1.5f_c$ . Notons également que pour respecter cette règle (III-112) à la fréquence  $2f_c$ , seule la période du guide d'ondes pour 9 vias borgnes serait assez courte à cette fréquence. A cette fréquence  $2f_c$ , l'augmentation de la constante d'atténuation  $\alpha$  est visible pour les cas où  $N = 5$  et  $N = 6$ . Toutefois, d'après les valeurs de la constante d'atténuation  $\alpha$  à 24 GHz, un guide avec un nombre de vias  $N$  supérieur ou égal à 7 peut être choisi sans observer de diminution des performances à cette fréquence.

Ainsi, seul le guide à 7 ou 8 vias borgnes est conforme aux contraintes énoncées, pour une fréquence de coupure de 12 GHz et pour une miniaturisation latérale de 40 %. Il est préférable de choisir un nombre de vias borgnes impairs pour faciliter le travail de conception. Ainsi, un nombre de 7 vias borgnes sur une largeur de guide d'ondes a été choisi, ce qui correspond à une période  $S$  de 0.9375 mm et un diamètre de pastilles  $d_p$  de 0.65 mm.

#### d) Conclusion

Cette étude a permis d'établir des règles de conception du guide d'ondes PAFSWSIW pour les dimensions des vias borgnes,  $d_v$  et  $d_p$ , et de leur période  $S$  afin d'optimiser la constante d'atténuation, la fréquence de coupure et la miniaturisation, tout en respectant les différentes règles de conception. Cette méthode a été appliquée également aux deux autres fréquences de coupure, respectivement 8 GHz et 18 GHz, pour obtenir les paramètres de propagation présentés à la Figure III-74 et les dimensions au Tableau III-14. Le facteur de qualité non chargé  $Q_u$ , calculé à partir des constantes  $\beta$  et  $\alpha$  [51], de résonateurs conçus en cette même topologie est égal à 583, 615, 613 à 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz. Notons que pour le guide d'ondes de fréquence de coupure de 18 GHz, la constante d'atténuation se dégrade rapidement à partir de 30 GHz, en fin de bande passante monomode. Cet effet de dispersion est causé par une période trop grande devant la longueur d'onde. Toutefois, les limites de fabrication n'ont pas permis le choix de vias borgnes plus petits. Ainsi, cela démontre que cette topologie de SIW en technologie PCB standard est difficilement utilisable ne peut pas être conçue pour fonctionner à plus hautes fréquences sans réduire les dimensions critiques technologiques.

### 3.4 : Conception des transitions entre des lignes CPW et le PAFSWSIW

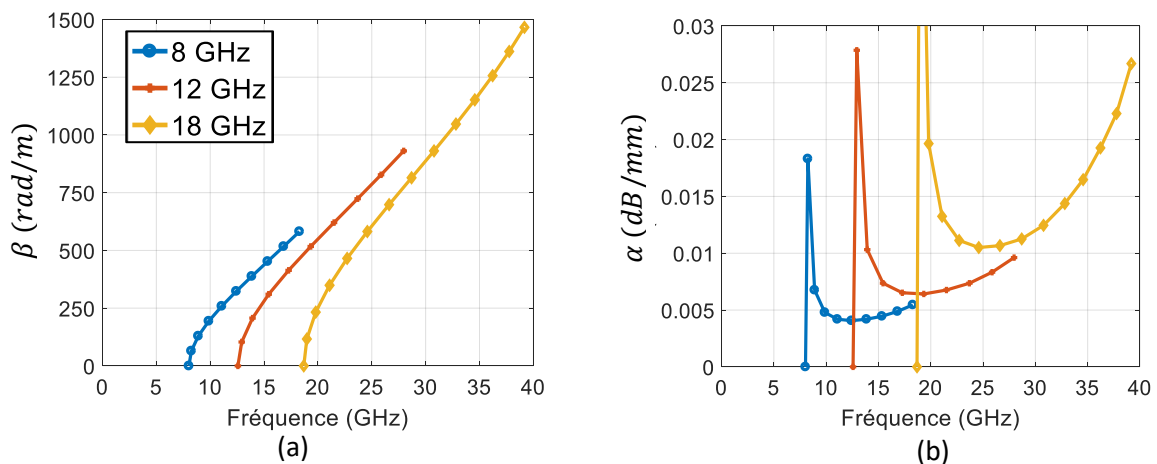


Figure III-74 : (a) Constante de phase  $\beta$  et (b) constante d'atténuation  $\alpha$  des guides d'ondes PAFSWSIW pour trois fréquences de coupure différentes, 8 GHz (en bleu), 12 GHz (en rouge) et 18 GHz (en jaune) (avec  $h_{air} = 284 \mu\text{m}$ ).

Le Tableau III-14 résume les dimensions des PAFSWSIW conçus pour trois fréquences de coupure. Conformément aux résultats de l'étude précédente, un diamètre  $d_v$  fin a été choisi et le diamètre  $d_p$  a été optimisé pour un SWF égal à 1.65 après avoir fixé la largeur  $W_g$  et la période  $S$ .

Tableau III-14 : Résumé des dimensions des SIW à ondes lentes et partiellement remplis d'air pour trois fréquences de coupure différentes, avec  $h_{air} = 284 \mu\text{m}$ .

$f_c$ (GHz)	$W_g$ (mm)	$S$ (mm)	$N$	$d_v$ (mm)	$d_p$ (mm)	$d$ (mm)	$S_{ext}$ (mm)
<b>8</b>	12	1.5	7	0.2	1	0.4	0.75
<b>12</b>	7.5	0.9375	7	0.2	0.65	0.25	0.47
<b>18</b>	5	0.833	5	0.15	0.52	0.2	0.4

### 3.4. Conception des transitions entre des lignes CPW et le PAFSWSIW

Pour mesurer les guides proposés avec des connectiques RF de type SMA (Southwest End Launch 1092-01A-6), des lignes d'accès compatibles ont été être conçues, comme présenté à la Figure III-75. Les lignes utilisées sont des lignes coplanaires (CPW) d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  en simple couche sur le substrat 3. Une première transition a été réalisée entre la ligne CPW et une ligne coplaire avec plan de masse (GCPW) d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  avant la deuxième transition vers le SIW. Les parties suivantes décrivent ces transitions plus en détail avant de présenter les résultats de simulation et de mesure.

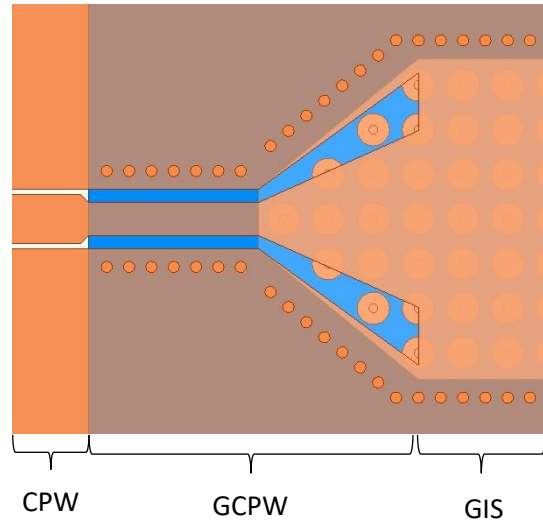


Figure III-75 : Vue de dessus en transparence du substrat 3 de la transition entre ligne coplanaire avec et sans plan de masse puis avec le SIW à ondes lentes et partiellement rempli d'air.

### 3.4.1. Description

De la même manière que pour les guides d'ondes en technologie MnM (partie 2.5.1) et BCB-Si (partie 4.3.3c)), l'adaptation du SIW à des lignes planaires  $50 \Omega$  est obtenue à l'aide d'un élargissement progressif de la ligne centrale et du gap de la ligne GCPW sur une longueur proche de  $\lambda/4$  à la fréquence centrale  $1.5f_c$ . Pour optimiser cette structure présentée à la Figure III-75, trois paramètres ont été définis : la largeur du gap normalisée  $G_t'$  (III-114), la largeur du ruban centrale normalisée  $W_t'$  (III-115), et la longueur  $L_t$  (III-116).

$$G_t' = G_t / \left( \frac{W_g}{2} - \frac{W_t}{2} - dd - d/2 \right) \quad (\text{III-114})$$

$$W_t' = W_t / (W_g - 2dd - d) \quad (\text{III-115})$$

$$L_t = (N_t - 1) \cdot S_t + \frac{d_p}{2} + 0.2 \text{ mm} \quad (\text{III-116})$$

Les paramètres normalisés  $G_t'$  et  $W_t'$  sont des coefficients, compris entre 0 et 1, déterminés à l'aide de leur équivalent non normalisé,  $G_t$  et  $W_t$ , et des dimensions du guide d'ondes. Ceci permet de faciliter l'optimisation de cette transition et de comparer les dimensions pour les trois fréquences de coupure. La longueur  $L_t$  de la transition doit être équivalente à un nombre entier  $N_t$  de vias borgnes espacés d'une distance  $S_t$ . Les résultats de cette conception pour trois fréquences de coupure différentes sont reportés dans le Tableau III-15.

L'interface entre les lignes coplanaires  $50 \Omega$  avec et sans plan de masse inférieur (respectivement appelées GCPW et CPW) est détaillée à la Figure III-76. Les dimensions de cette transition et des lignes coplanaires sont également annotées. Il peut être remarqué que ces dimensions sont choisies pour

que les largeurs bord-à-bord entre les plans de masse latéraux soient identiques afin d'éviter de créer des discontinuités. De plus, une découpe du plan de masse inférieur de la ligne GCPW a été ajoutée selon la structure présentée à la Figure III-76 (b) pour diminuer la réflexion entre ces deux lignes. Les dimensions  $W_{slot}$  et  $L_{slot}$  de cette découpe sont résumées dans le Tableau 4 sauf pour la fréquence de coupure de 12 GHz où cette structure n'a pas été nécessaire pour obtenir une bonne adaptation.

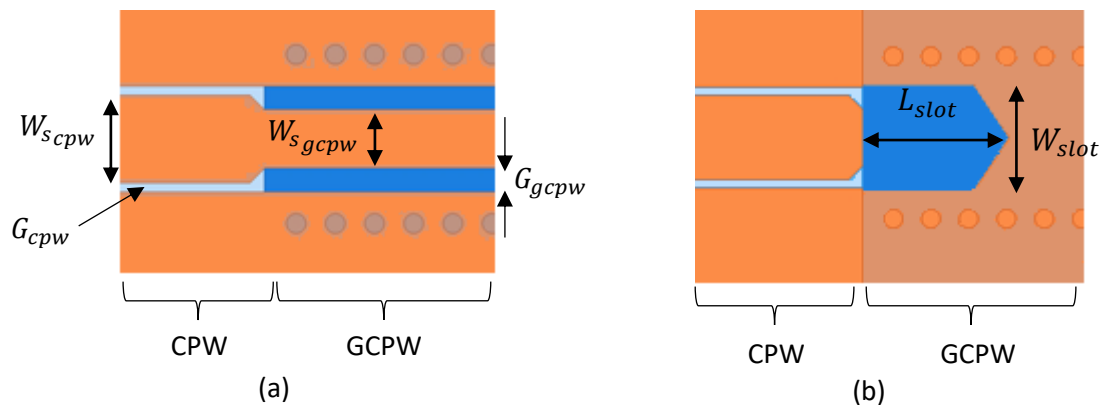


Figure III-76 : (a) Vue de dessus en transparence du substrat 3 ou (b) vue de dessous de la transition entre la ligne coplanaire sans plan de masse inférieur (CPW) et avec plan de masse inférieur (GCPW).

Tableau III-15 : Résumé des dimensions des transitions pour les trois fréquences de fonctionnement

$f_c$ (GHz)	$G_t'$	$W_t'$	$L_t$ (mm)	$L_{slot}$ (mm)	$W_{slot}$ (mm)
12	0.58	0.43	4.75	--	--
18	1	0.7	2.54	3	1
28	1	0.552	2.96	1.58	1.5

### 3.4.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation de guides d'ondes PAFSWSIW avec deux transitions dos-à-dos sont présentés à la Figure III-77 pour les fréquences de coupure de (a) 8 GHz, (b) 12 GHz et (c) 18 GHz. Pour les deux premiers guides d'ondes, l'adaptation est meilleure que -20 dB et -16 dB sur une bande passante relative de 53 % et 47 %, autour de 13 GHz et 19 GHz. Pour le troisième guide d'ondes, l'adaptation est inférieure à -15 dB sur une bande passante relative de 33 % autour de 25.5 GHz. Les pertes d'insertion additionnelles par transition sont estimées à l'aide de ces simulations égales à respectivement 0.35 dB, 0.56 dB et 0.75 dB aux fréquences de fonctionnement ( $1.5f_c$ ) de ces guides pour une même longueur de ligne d'accès CPW de 7 mm, longueur nécessaire pour pouvoir réaliser l'assemblage avec les connecteurs de type SMA.



### 3.4 : Conception des transitions entre des lignes CPW et le PAFSWSIW

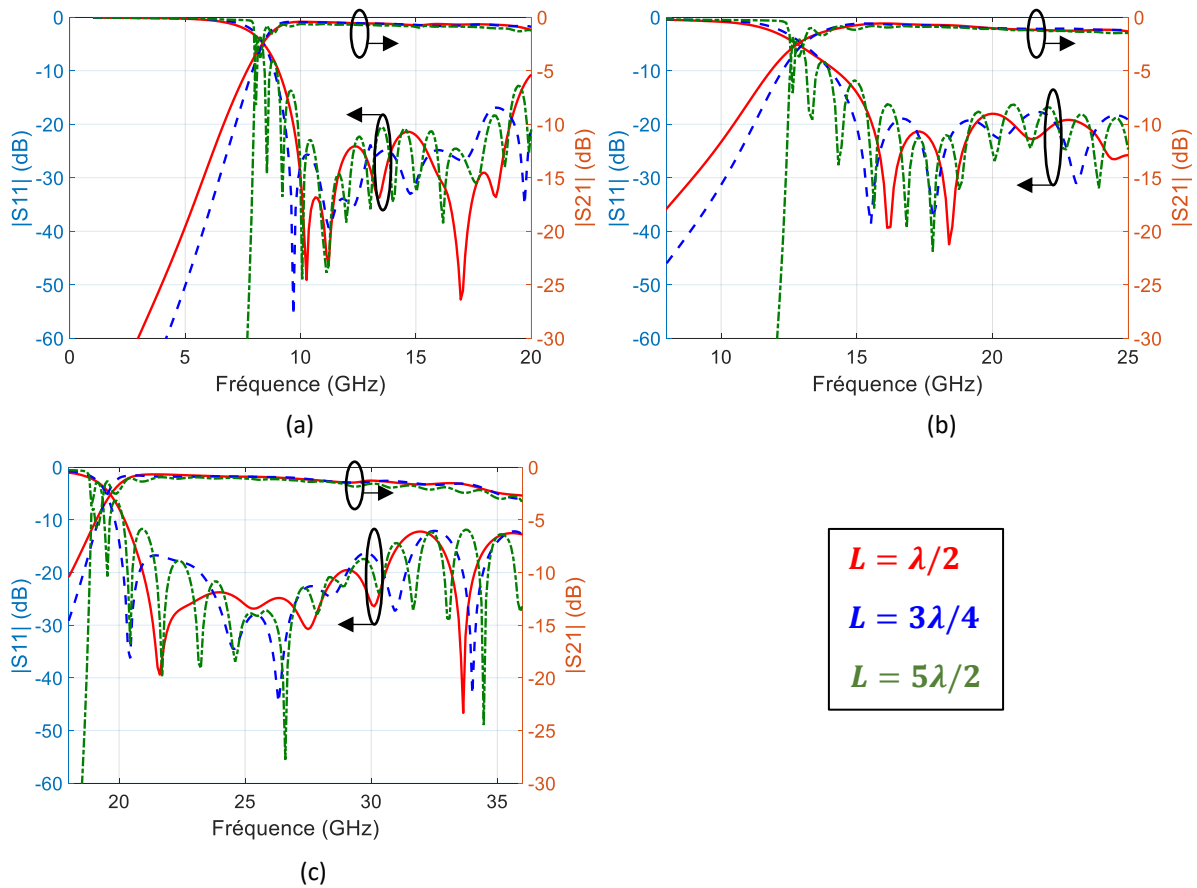


Figure III-77 : Résultats de simulation des transitions pour trois longueurs de guide d'ondes après optimisation des dimensions pour une fréquence de coupure égale à (a) 8 GHz, (b) 12 GHz, (c) 18 GHz (avec  $h_{air} = 284 \mu\text{m}$ ).

#### 3.4.3. Mesure et extraction des paramètres de propagation

Les sections suivantes présentent les résultats de mesure des guides d'ondes PAFSWSIW avec leurs transitions pour les 3 fréquences de coupures différentes et pour 4 longueurs différentes de guide d'ondes. La mesure de plusieurs longueurs de guide permet l'extraction des paramètres de propagation  $\gamma = \alpha + j\beta$  grâce à un algorithme nécessitant 2 lignes de type TL [261]. Les 4 différentes longueurs, nommées L1 à L4, ont été choisies respectivement égales à  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$ ,  $5\lambda/2$  et  $7\lambda/2$  où  $\lambda$  correspond à la longueur d'ondes guidée à la fréquence centrale  $1.5f_c$ . La grande différence de longueur entre L1 et L4 permet d'améliorer la précision lors de l'extraction de la partie réelle  $\alpha$  du paramètre de propagation, en particulier pour des structures à faibles pertes. La mesure de ces dispositifs a été effectuée à l'aide du VNA ANRITSU MS4647B jusqu'à 40 GHz avec un calibrage SOLT. Des serre-joints ont été utilisés pour presser les substrats et améliorer le contact électrique des pistes métalliques.

a) Mesure des guides d'ondes

La Figure III-78 présente les résultats de mesure des guides d'ondes PAFSWSIW de différentes longueurs  $L$  avec leurs transitions coplanaires et pour (a)  $W_g = 12$  mm, (b)  $W_g = 7.5$  mm et (c)  $W_g = 5$  mm.

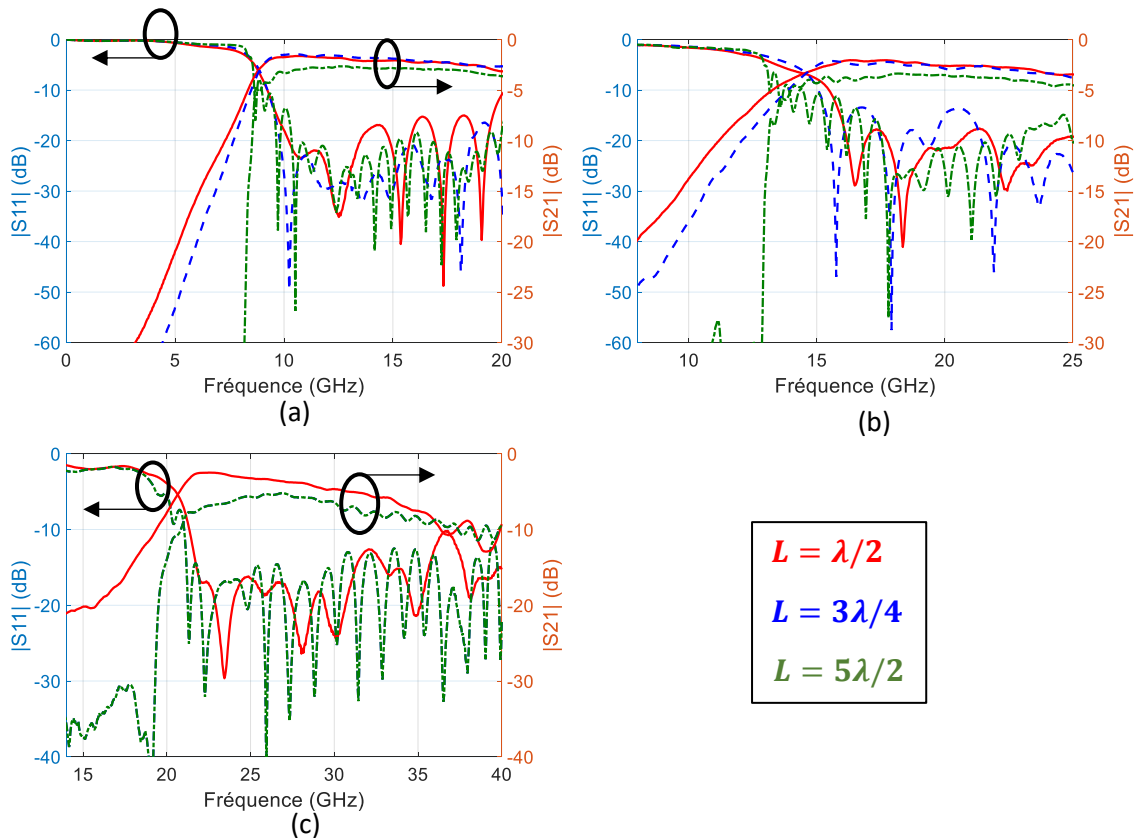


Figure III-78 : Paramètres  $S$  mesurés des SIW à ondes lentes et partiellement rempli d'air de plusieurs longueurs avec leur transition et lignes d'accès coplanaires pour une largeur  $W_g$  de (a) 12 mm, (b) 7.5 mm et (c) 5 mm.

Notons tout d'abord que les fréquences de coupure sont proches de celles attendues en simulation. Pour les trois fréquences de coupures, l'adaptation est de bonne qualité, même si elle est tout de même légèrement inférieure à celle attendue. Pour le guide d'ondes avec  $W_g = 12$  mm, le paramètre  $S_{11}$  est inférieur à -20 dB à partir de 10.5 GHz et jusqu'à 15.5 GHz (soit une bande relative de 39 %) pour les deux plus grandes longueurs ( $L = 3\lambda/4$  et  $5\lambda/2$ ). L'adaptation est également correcte pour le guide d'ondes de largeur  $W_g = 7.5$  mm avec un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -20 dB sur une bande relative de 25 % autour de 19.8 GHz pour  $L = 5\lambda/2$ . Pour cette fréquence de coupure, le guide d'ondes de longueur  $3\lambda/4$  présente une désadaptation autour de 20 GHz, ce qui est dû aux problèmes de variation process, notamment lors de l'assemblage. Enfin, notons que le guide d'ondes de 5 mm de large est également bien adapté dans la partie basse de la bande monomode avec un paramètre  $S_{11}$  inférieur à -15 dB entre 21.8 GHz et 30.5 GHz (soit une bande relative de 33 %). Malgré l'adaptation

correcte des différents guides présentés, les pertes d'insertion sont dégradées par rapport à celles simulées, ce qui sera montré plus en détail lors de l'extraction des paramètres de propagation.

#### b) Extraction des paramètres de propagation

La Figure III-79 présente l'extraction des paramètres de propagation mesurés des guides d'ondes PAFSWSIW pour les trois largeurs de guide  $W_g$ . Les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  du guide d'ondes avec  $W_g = 12$  mm sont tracés aux figures (a) et (d), ceux pour  $W_g = 7.5$  mm sont tracés aux figures (b) et (e) et ceux pour  $W_g = 12$  mm sont tracés aux figures (c) et (f). Ces résultats de mesure des guides d'ondes PAFSWSIW sont comparés aux résultats de simulation électromagnétique mais également à des résultats de mesure de guides d'ondes SIW classiques réalisés dans le cadre de cette thèse dans la même technologie PCB. Les largeurs de ces guides d'ondes classiques ont été choisies pour que leurs fréquences de coupure soient également situées à 8 GHz, 12 GHz et 18 GHz.

Les constantes de phase  $\beta$  (Figure III-79 (a), (b) et (c)) confirment bien le fait que les fréquences de coupure des guides d'ondes PAFSWSIW mesurés sont très proches de celles attendues en simulation, avec un écart max de 3 %. De plus, les pentes de  $\beta$  sont également en très bonne correspondance avec les simulations. Ceci indique que le facteur d'ondes lentes correspond bien à celui attendu et que, par conséquent, les épaisseurs de substrat et les dimensions des vias borgnes sont correctes. Néanmoins, nous pouvons remarquer sur le tracé des constantes d'atténuation  $\alpha$  (Figure III-79 (d), (e) et (f)) que les pertes dans les guides d'ondes PAFSWSIW sont bien plus élevées que celles attendues en simulation. Pour les guides d'ondes de fréquences de coupure respectives de 8 GHz, 12 GHz et 18 GHz, le paramètre  $\alpha$  mesuré à  $1.5f_c$  est égal à 0.015 dB/mm, 0.021 dB/mm et 0.06 dB/mm, respectivement. En comparaison, la constante d'atténuation simulée à ces fréquences centrales est égale à 0.004 dB/mm, 0.007 dB/mm et 0.013 dB/mm, ce qui est plus de trois fois inférieur aux résultats de mesure. Notons que les performances obtenues en mesure des guides d'ondes PAFSWSIW sont comparables aux guides d'ondes SIW classique mesurés.

Les causes de ces pertes importantes sur les guides à air et à effet d'ondes lentes sont en cours d'investigation. Nous pensons qu'un mauvais contact électrique entre le capot supérieur du guide au dos du substrat 3 et la couche métallique sur le substrat 2 serait la cause de ces fortes pertes. Il est possible que le pressage des substrats par les rangées de vis et par les serre-joints ne soit pas suffisant pour assurer un bon contact électrique. Nous pensons qu'il est possible d'améliorer ce contact et les performances du guide d'ondes PAFSWSIW à l'aide d'un brasage à l'étain de ces couches de substrat ou à l'aide d'un dépôt de laque d'argent avant pressage. Toutefois, ces solutions n'ont pas encore été implémentées et ne seront pas présentées dans ce manuscrit.

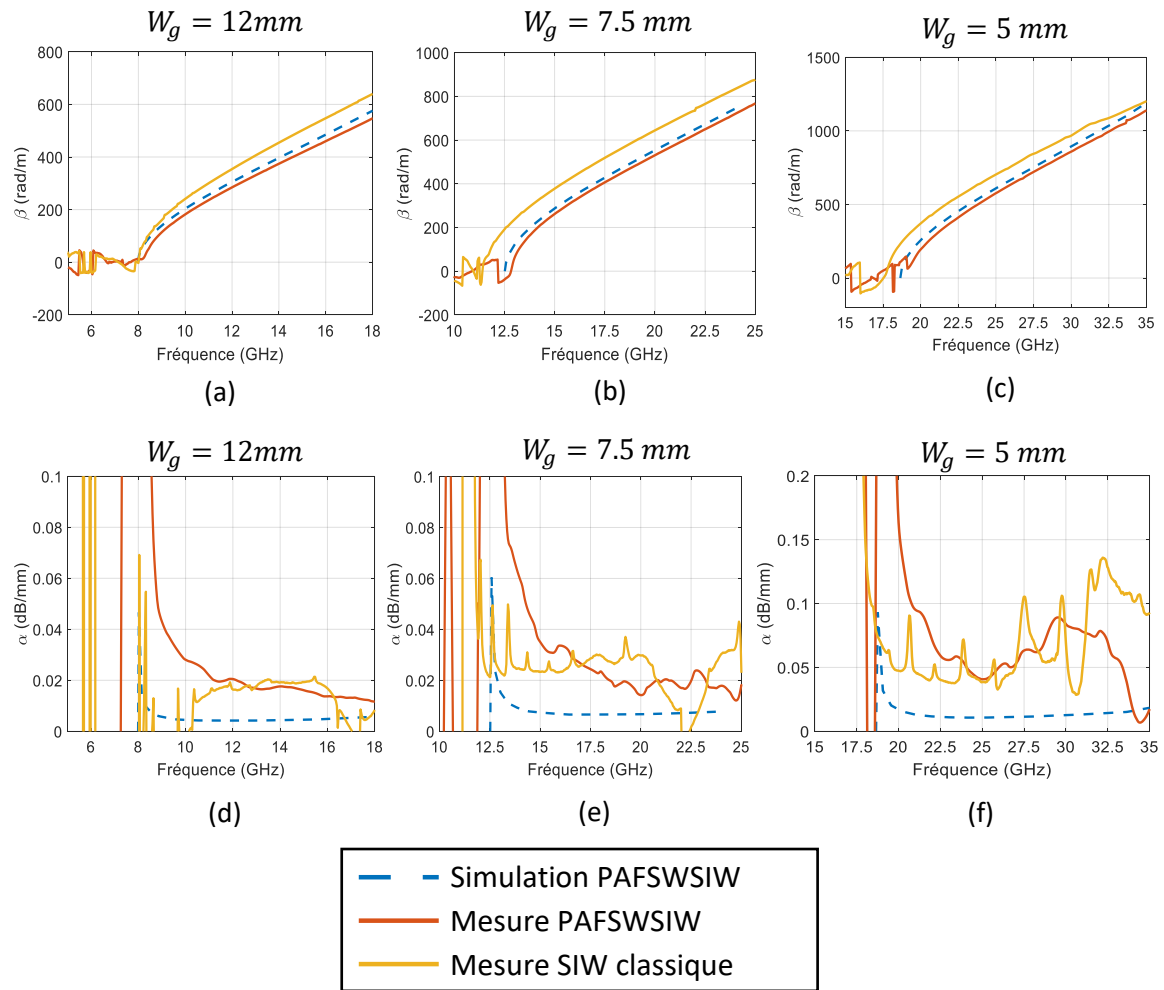


Figure III-79 : Paramètres de propagation extraits des mesures des trois guides d'ondes PAFSWSIW en comparaison de la simulation et la mesure de guides d'ondes SIW classiques. La constante de phases  $\beta$  est tracée sur les figures (a), (b) et (c), la constante d'atténuation  $\alpha$  sur les figures (d), (e), (f).

### 3.5. Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

Les parties suivantes présentent la conception de filtres à couplages en iris à base des guides SIW partiellement remplis d'air et à effet d'ondes lentes, filtres conçus aux fréquences centrales de 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz. La section suivante présente la méthode de synthèse du filtre puis la procédure d'optimisation. Enfin, les résultats de simulation sont comparés aux résultats de mesure.

#### 3.5.1. Présentation des filtres

Le filtre considéré ici est composé de 5 résonateurs et de 6 couplages en iris, comme illustré à la Figure III-80 (a). La vue agrandie d'un résonateur de la Figure III-80 (b) permet de noter qu'il est composé d'un nombre entier de vias  $N_r$ . Ainsi sa longueur  $L_r$  peut être calculée grâce à l'équation (III-117) :

$$L_r = S_r(1 + N_r) - d - 2dd \quad (\text{III-117})$$

La Figure III-80 (c) est une vue d'un couplage en iris de largeur  $W_c$  et de longueur égale à  $d + 2dd$ .

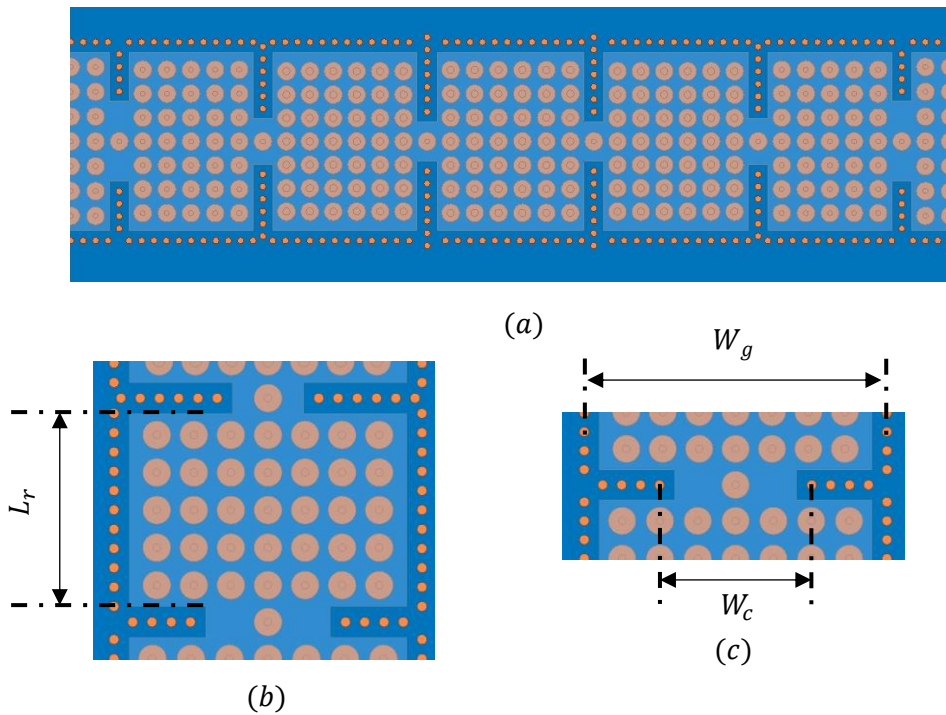


Figure III-80 : Vue du dessus en transparence du substrat 3 et du capot métallique supérieur : (a) le filtre à 5 résonateurs et 6 zones de couplage, (b) un résonateur de longueur  $L_r$  et (c) un couplage en iris de largeur  $W_c$ .

### 3.5.2. Méthode de synthèse

La difficulté pour la conception de ce filtre réside dans l'optimisation de la longueur électrique des résonateurs et du placement des vias bornes dans ceux-ci. La méthode utilisée est présentée dans les parties suivantes à travers la conception d'un filtre Tchebychev d'ordre 5 à 18 GHz, de bande passante relative égale à 10 % et d'ondulation résiduelle dans la bande passante égale à 0.05 dB.

#### a) Extraction de l'abaque des inverseurs d'impédances

Premièrement, et similairement aux filtres en technologie MnM du chapitre 2 partie 2.5.2, l'abaque des paramètres du couplage est extrait en fonction de la largeur des iris  $W_c$  (voir Figure III-80 (c)) pour les fréquences de fonctionnement des filtres, respectivement 12 GHz, 18 GHz, et 28 GHz. Cette extraction a été menée après un de-embedding des guides d'ondes d'accès comme illustré à la Figure III-81 (b). Le résultat est présenté à la Figure III-81 (a), avec sur l'ordonnée gauche l'impédance caractéristique normalisée  $K/Z_0$  de l'inverseur d'impédance, et sur l'ordonnée droite le déphasage  $\phi$  équivalent de l'iris.

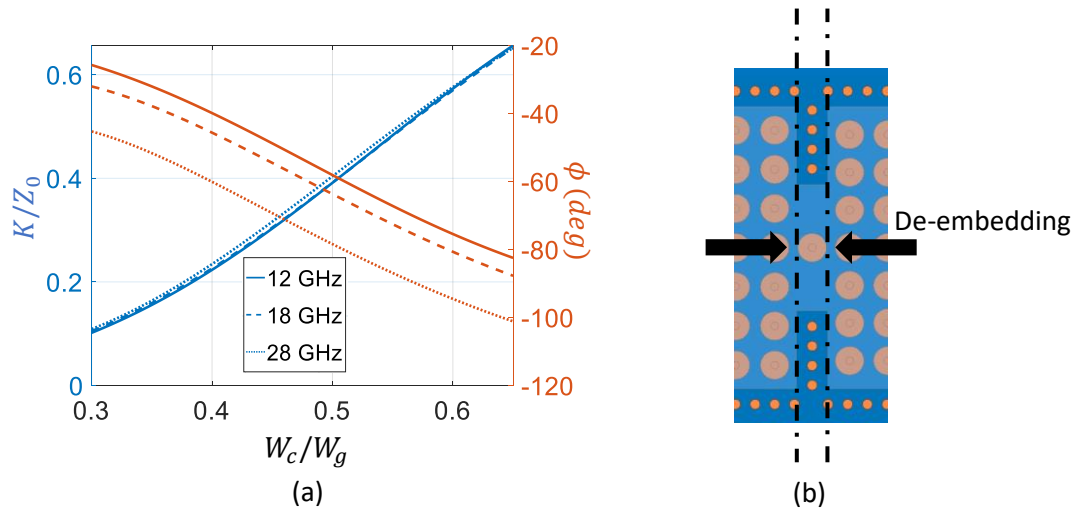


Figure III-81: (a) Abaque des coefficients  $K$  de couplage et du déphasage  $\phi$  des iris pour les fréquences de 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz, (b) modèle du couplage en iris utilisé pour l'extraction des paramètres  $K/Z_0$  et  $\phi$ . Les flèches noires et traits pointillés représentent les de-embedding effectués sur l'iris pour supprimer l'effet des guides d'accès sur les paramètres de couplage.

### b) Dimensionnement des résonateurs

L'expression (III-118) permet de calculer la longueur électrique requise des résonateurs pour obtenir une demi longueur d'onde après la prise en compte du déphasage engendré par les iris. L'expression (III-119) permet de remarquer que pour obtenir la longueur électrique requise  $\phi_{r_i}$ , il faut soit modifier le nombre de vias  $N_{r_i}$  du résonateur, soit son exposant de phase  $\beta_{r_i}$  à la fréquence centrale du filtre. Ce dernier paramètre est fonction de la période  $S_r$ , du diamètre des vias  $d_{v_r}$  et de la pastille  $d_{p_r}$ .

$$\phi_{r_i} = \pi + \frac{(\phi_i + \phi_{i+1})}{2} \quad (III-118)$$

$$\phi_{r_i} = \beta_{r_i} \cdot L_{r_i} = \beta_{r_i} \cdot (S_{r_i}(1 + N_{r_i}) - d - 2dd) \quad (III-119)$$

Premièrement, le diamètre  $d_{v_r}$  est choisi si possible identique pour les trois résonateurs et bien en dehors des limites de fabrication. En effet ce paramètre est sensible et il est moins précis que la période ou le diamètre de pastille. C'est pourquoi, après avoir fixé  $d_{v_r}$ , la longueur électrique des résonateurs est ajustée finement grâce à la méthode décrite dans le paragraphe suivant en utilisant la période  $S_{res}$  entre vias borgnes. Le diamètre de pastille n'a pas été modifié dans cette étape de conception pour limiter le nombre de paramètres. De plus,  $d_{p_r}$  partage les mêmes contraintes de fabrication avec la période ; ainsi une distance supérieure à 0.2mm doit être assurée entre chaque pastille. Il a alors été choisi égal à celui du guide d'ondes d'accès.

Pour choisir les paramètres  $S_r$  et  $d_{v_r}$ , des simulations électromagnétiques sont nécessaires afin de tracer des abaques de la constante de phase en fonction de la période et du diamètre des vias. Ces

abaques sont ensuite utilisés pour trouver les paires  $d_{v_r}$  et  $S_r$  permettant d'obtenir les longueurs électriques requises des résonateurs. Pour cela, nous avons besoin d'un pas fin sur les variations de ces paramètres pour les choisir précisément. Afin d'économiser du temps de simulation, des interpolations ont été effectuées en post-simulation sur MATLAB. La méthode pour construire ces abaques est la suivante :

- Premièrement, sur HFSS, des simulations en Eigen-mode d'un guide d'ondes sont effectuées avec 6 combinaisons de  $d_{v_r}$  et 6 combinaisons de  $S_r$  sur quelques points de fréquences autour de la fréquence centrale du filtre pour en extraire  $\beta_r$ .
- Deuxièmement, sur MATLAB, à partir des  $\beta_r$  issus des simulations Eigen-mode ci-dessus, une première interpolation est réalisée obtenir, à la fréquence centrale du filtre, un tableau de  $\{6 \times 6\}$  éléments contenant les valeurs de  $\beta_r$  pour chaque paire  $\{d_{v_r} ; S_r\}$ . Deux autres interpolations sont ensuite réalisées pour agrandir le tableau et réduire le pas sur la période et sur le diamètre.
- Enfin troisièmement, il reste à trouver les paires  $\{d_{v_r} ; S_r\}$  et le nombre de vias par résonateur satisfaisant  $\phi_{r_i}$ . Pour cela, le tableau de  $\beta_r$  est converti en tableau de longueurs électriques suivant l'expression (III-119) pour un nombre de vias donné, puis les valeurs requises  $\phi_{r_i}$  sont recherchées. Par la suite, soit les paires compatibles sont tracées sur une figure, soit le nombre de vias  $N_{res}$  est incrémenté si aucune solution n'a été trouvée.

Finalement, la Figure III-82 présente les combinaisons possibles de diamètre de vias  $d_{v_r}$  et de période  $S_r$  pour les trois résonateurs avec un nombre de vias  $N_r$  égal à 5 vias pour le résonateur 1, 5 vias pour le résonateur 2, et 6 vias pour le résonateur central.

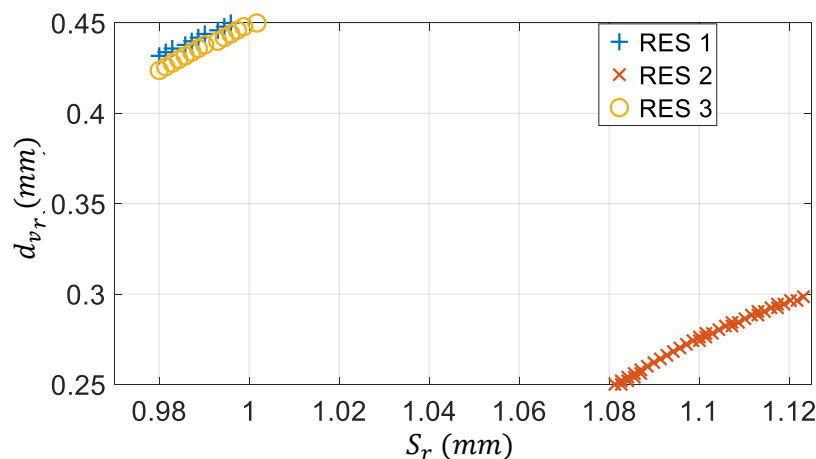


Figure III-82: Combinaisons possibles de  $d_{v_r}$  et  $S_r$  pour les trois résonateurs du filtre centré sur 18 GHz

### 3.5 : Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

D'après la Figure III-82 donnant les dimensions réalisables et afin de simplifier la réalisation des vias, un diamètre de vias  $d_{v_r}$  de 0.25 mm pour le deuxième résonateur et de 0.45 mm pour les deux autres a été considéré, les périodes correspondantes sont résumées dans le Tableau III-16.

Tableau III-16 : Résumé des dimensions du filtre à 18 GHz

	R1	R2	R3	R4	R5
$S_r$ (mm)	0.996	1.081	1.002	1.081	0.996
$d_{v_r}$ ( $\mu\text{m}$ )	450	250	450	250	450
$d_{p_r}$ ( $\mu\text{m}$ )	780	780	780	780	780
$N_r$	5	5	6	5	5

#### c) Résultats de simulation

Le résultat de la simulation est disponible à la Figure III-83.

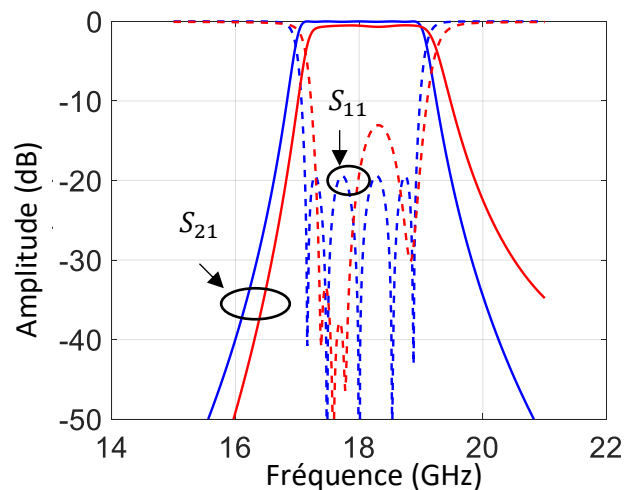


Figure III-83: Résultat de la simulation après utilisation de la méthode de conception, en bleu le filtre idéal et en rouge le filtre simulé.

La méthode de conception proposée permet d'aboutir rapidement à un premier résultat intermédiaire bien qu'une procédure d'optimisation doive être considérée. En effet, la réponse du filtre après simulation électromagnétique n'est pas centrée sur 18 GHz mais sur 18.2 GHz, et le niveau d'adaptation dans la bande passante (et donc l'ondulation résiduelle) est moins bon que celui attendu.

### 3.5.3. Procédure d'optimisation

#### a) Présentation

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour optimiser la réponse en fréquence des filtres après leur première synthèse. Le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansys HFSS comprend des



algorithmes pour optimiser de façon automatique des circuits suivant des objectifs et des paramètres donnés par l'utilisateur. Ces outils ont été utilisés avec succès dans des réalisations de cette thèse, mais plusieurs raisons ont conduit au développement d'autres moyens d'optimisation pour cette partie. Généralement ces algorithmes nécessitent un nombre relativement important de simulations successives avant de converger vers un résultat satisfaisant pour l'utilisateur. Ce constat est d'autant plus vrai lorsque de nombreux paramètres sont à optimiser et lorsque la première simulation après la synthèse du circuit est éloignée du résultat attendu. De plus, une simulation électromagnétique 3D d'un circuit complexe peut demander plusieurs heures ou journées suivant les ressources informatiques disponibles et la précision demandée sur le maillage. Par conséquent, en utilisant les outils du simulateur 3D, l'optimisation d'un circuit complexe avec de nombreux paramètres et avec des premiers résultats de simulation éloignés du cas optimal peut demander beaucoup de temps et de ressources informatiques. Les circuits présentés précédemment ont besoin de quelques heures de simulation avec les moyens du laboratoire et possèdent au moins 6 paramètres à optimiser. De plus, les résultats en sortie de synthèse peuvent être éloignés du gabarit. Ainsi, l'optimisation des filtres avec cette technique demande plusieurs jours par dispositif, soit plusieurs semaines pour l'ensemble des bandes et fréquences centrales.

Une méthode d'optimisation de filtre à ondes lentes a été développée dans une thèse précédente en utilisant l'environnement Matlab et des données de simulation Eigen-mode [153]. Celle-ci consiste à discrétiser le filtre en éléments simples et rapides à simuler, de le reconstituer sous l'environnement MATLAB puis à mener l'optimisation à l'aide des données de simulations paramétriques. Précisément, d'un côté est simulé le couplage pour différentes largeurs d'iris, et de l'autre la constante de phase et une impédance d'ondes pour différentes périodes et dimensions de vias. Cette technique a été présentée en détails dans une publication et son efficacité a été démontrée par la réalisation d'un filtre à base de SIW à ondes lentes centré sur 11 GHz [266].

Dans le cadre de cette thèse, une autre technique d'optimisation a été mise en place, basée sur l'identification des paramètres de couplages et des résonateurs depuis la réponse fréquentielle d'un filtre. Le principe est basé sur une méthode décrite dans le chapitre 19.2 du livre [256], elle consiste à retrouver la valeur des différents couplages et des dimensions des résonateurs permettant une correspondance avec les paramètres S du filtre non optimaux en sortie du simulateur 3D. Après cette étape, la correction du filtre peut être menée à l'aide de nouveaux abaques reflétant plus précisément les couplages réels et la longueur électrique des résonateurs. Notons néanmoins que plusieurs passes d'optimisation peuvent être nécessaires avant d'atteindre un résultat optimal. La difficulté est d'obtenir une identification la plus juste possible afin que les abaques permettent de corriger la

réponse du filtre et non de la dégrader. Cette technique ne demande pas d'autres simulations électromagnétiques que celles utilisées pour la synthèse du filtre et sa mise en place est relativement simple et rapide. De plus nous pouvons penser qu'elle n'est pas spécifique aux structures résonantes et périodiques comme le filtre à ondes lentes à base de vias borgnes. Elle pourrait être appliquée à d'autres circuits non résonants ou dans le cas de rétro-simulations sur des résultats de mesure pour identifier les paramètres divergeant de la conception initiale. Les parties suivantes décrivent cette méthode d'optimisation appliquée au filtre synthétisé dans la section 3.5.2.

## b) Méthode

La méthode est décrite en trois étapes : la première étape décrit le modèle analytique du filtre, la deuxième partie présente l'étape d'identification des paramètres et la dernière explique comment corriger le circuit à optimiser.

### i. Calcul matriciel du filtre sous Matlab

Le filtre considéré est un filtre à couplages directs d'ordre  $N$  à base de résonateurs demi-onde, son modèle est formé selon la Figure III-84 à l'aide de matrices ABCD cascadées. D'autres structures plus complexes peuvent aussi être considérées, par exemple à base de couplages croisés, à condition de formuler l'expression de la matrice ABCD du filtre.

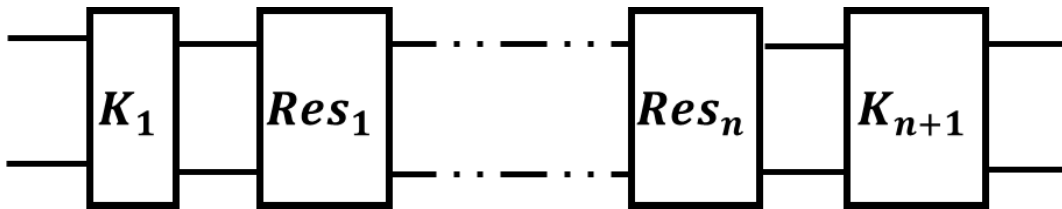


Figure III-84 : Schéma d'un filtre d'ordre  $N$  à résonateurs et couplages directs.

Dans notre cas, nous formons le filtre suivant le schéma de la Figure III-84 par une suite de résonateurs en série séparés par des couplages modélisés à l'aide d'inverseurs d'impédance. La matrice ABCD des couplages est exprimée par l'équation (III-120),  $\tilde{K}_l$  correspondant à l'impédance de l'inverseur normalisée par l'impédance du guide d'ondes  $Z_0$ .

$$ABCD_{K_i} = \begin{bmatrix} 0 & j\tilde{K}_l \\ j/\tilde{K}_l & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-120})$$

Quant à l'équation (III-121) utilisée pour modéliser les résonateurs, elle correspond à la matrice ABCD d'une ligne de propagation de constante de propagation  $\gamma$  et d'impédance normalisée par  $Z_0$  égale à 1. La notion d'impédance étant difficile à définir dans le cas d'un guide d'ondes non-TEM, le calcul du filtre complet s'effectue ainsi en impédance normalisée sans définition de  $Z_0$ .

$$ABCD_{r_i} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{r_i} & \sinh \gamma_{r_i} \\ \sinh \gamma_{r_i} & \cosh \gamma_{r_i} \end{bmatrix} \quad (\text{III-121})$$

La constante de propagation  $\gamma_{r_i}$  est définie par l'expression (III-122) avec  $L_{r_i}$ ,  $\alpha$  et  $\beta_{r_i}$  correspondant respectivement à la longueur, la constante d'atténuation et la constante de phase du résonateur  $i$ . Les coefficients  $k_{L_i}$  et  $\Delta\Phi_i$ , utilisés dans l'équation (III-122), sont utilisés durant la phase d'optimisation pour varier la longueur des résonateurs et le déphasage généré par les couplages. A l'initialisation, ces coefficients sont égaux à respectivement 1 et 0.

$$\gamma_i = L_{r_i} k_{L_i} (\alpha + j\beta_{r_i}) + j\Delta\Phi_i \quad (\text{III-122})$$

La longueur  $L_{r_i}$  est initialisée dans l'expression (III-123) pour que la longueur électrique du résonateur  $i$  soit égale à une demi longueur d'ondes à la fréquence centrale  $f_0$  du filtre.

$$L_{r_i} = \pi / \beta_{r_i} \quad (\text{III-123})$$

Le coefficient d'optimisation  $\Delta\Phi_i$  du résonateur  $i$  est défini dans l'équation (III-126). Le paramètre  $\phi_{i_{init}}$  correspond au déphasage engendré par le couplage  $i$  précédent le résonateur dont la valeur a été déterminée avant l'optimisation du filtre. Le déphasage  $\phi_i$  correspond à celui déterminé lors de la phase d'identification décrite dans la section suivante. Les paramètres  $\phi_{i+1_{init}}$  et  $\phi_{i+1}$  représentent ces mêmes déphasages mais pour le couplage  $i + 1$ . Les différences entre ces deux déphasages,  $\phi_{i_{init}}$  et  $\phi_i$  (III-124) ou  $\phi_{i+1_{init}}$  et  $\phi_{i+1}$  (III-125), sont représentées par les paramètres  $\delta_{\phi_i}$  et  $\delta_{\phi_{i+1}}$ . La modification de la longueur électrique du résonateur  $i$  est ensuite obtenue grâce au coefficient  $\Delta\Phi_i$  (III-126).

$$\delta_{\phi_i} = \phi_{i_{init}} - \phi_i \quad (\text{III-124})$$

$$\delta_{\phi_{i+1}} = \phi_{i+1_{init}} - \phi_{i+1} \quad (\text{III-125})$$

$$\Delta\Phi_i = (\delta_{\phi_i} + \delta_{\phi_{i+1}}) / 2 \quad (\text{III-126})$$

La matrice du filtre complet est formée dans l'expression (III-127) à l'aide des matrices  $ABCD_{K_i}$  et  $ABCD_{r_i}$  suivant la structure de la Figure III-84. En considérant le filtre symétrique, 3 résonateurs et 3 inverseurs d'impédance, doivent être utilisés et 3 coefficients  $k_{L_i}$ ,  $\Delta\Phi_i$  sont initialisés.

$$ABCD_{\text{filtre}} = ABCD_{K1} \cdot ABCD_{r_1} \cdot ABCD_{K2} \cdot ABCD_{r_2} \cdot ABCD_{K3} \cdot ABCD_{r_3} \cdot ABCD_{K3} \\ \cdot ABCD_{r_2} \cdot ABCD_{K2} \cdot ABCD_{r_1} \cdot ABCD_{K1} \quad (\text{III-127})$$

Après avoir appliqué la méthode de conception des filtres à base d'iris présentée précédemment pour calculer les coefficients de couplage, nous traçons à la Figure III-85 les paramètres S du modèle calculé à partir de l'équation (III-127) en comparaison de la théorie initiale (gabarit). Nous pouvons observer que les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  issus du modèle sont très proches de la théorie, ce qui valide l'équation (III-127) la conception du filtre. Ainsi, ce modèle pourra être considéré pour réaliser l'optimisation du filtre.

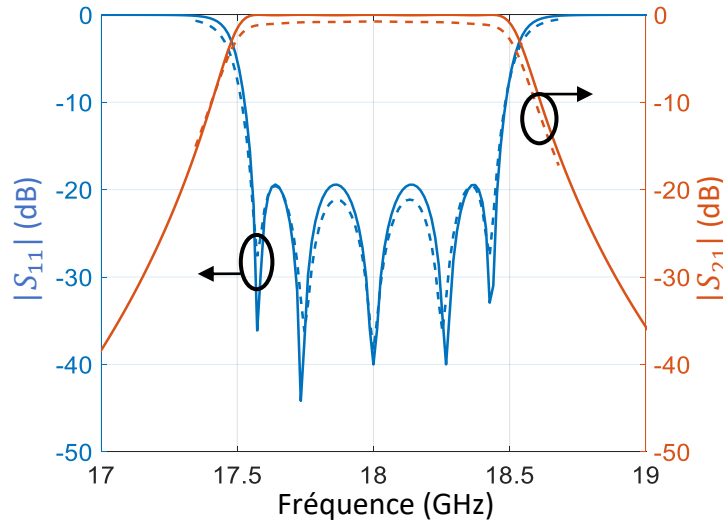


Figure III-85: Modèle (III-127) du filtre (traits pointillés) comparée au gabarit théorique du filtre (traits pleins)

## ii. Identification

La deuxième étape de cette méthode d'optimisation consiste à modifier les résonateurs et les couplages du modèle  $ABCD_{\text{filtre}}$  jusqu'à retrouver la réponse du filtre simulée par le logiciel de simulation électromagnétique 3D. Nous avons vu précédemment pour le filtre centré sur 18 GHz que la fréquence centrale est déplacée vers les hautes fréquences (voir Figure III-83), ce qui peut signifier que les longueurs électriques des résonateurs ont diminué et/ou que les déphasages causés par les couplages sont de plus faible valeur.

En pratique, les variables à modifier sont les coefficients  $k_{L_i}$  pour la longueur des résonateurs et l'impédance normalisée  $\tilde{K}_i$  des inverseurs d'impédance pour les couplages. Les coefficients  $k_{L_i}$  permettent de faire varier directement la longueur électrique des résonateurs grâce à l'expression (III-122). Concernant les inverseurs d'impédance, l'impédance normalisée  $\tilde{K}_i$  est liée à un déphasage  $\phi_i$  et ces deux paramètres dépendent de la largeur des iris  $W_c$ , comme cela a été présenté dans l'abaque de la Figure III-81 (a). Ainsi les impédances normalisées  $\tilde{K}_i$  sont modifiées par une variation de la largeur des iris  $W_{c_i}$  autour de la valeur initiale  $W_{c_i}^{\text{init}}$  donnée par la synthèse du filtre.

L'enjeu de cette partie est de trouver le jeu de coefficients  $\{k_{L_i}; W_{C_i}\}$  optimal afin que l'erreur entre les paramètres S du modèle identifié et la simulation électromagnétique 3D soit la plus faible possible. Cette erreur est exprimée dans l'équation (III-128) et elle est égale à la norme euclidienne du vecteur  $v$  (équation (III-129)) correspondant à la différence entre la norme en dB du paramètre  $S_{11}$  du modèle et du paramètre  $S_{11}$  simulé. Par la suite, le minimum d'erreur est obtenu grâce à une fonction de recherche non linéaire et multi-variables intégrée à l'environnement MATLAB. Cet algorithme renvoie le lot de coefficient  $k_{L_i}$  et  $W_{C_i}$  permettant de minimiser l'erreur  $\|v\|$ .

$$\|v\| = \sqrt{\sum_{k=1}^N |v_k|^2} \quad (III-128)$$

$$v_k = |S_{11_{Identifié}}|_{dB} - |S_{11_{Simulé}}|_{dB} \quad (III-129)$$

Si l'on applique cette méthode sur le filtre traité en exemple dans cette partie, nous trouvons le lot de paramètres donnés dans le Tableau III-17 menant aux paramètres S de la Figure III-86. Pour obtenir ce résultat, une tolérance de 0.2 sur l'erreur normée  $\|v\|$  a été considérée, ce qui graphiquement correspond à une bonne correspondance. De plus, les paramètres  $k_{L_i}$  et  $W_{C_i}$  ont été bornés afin que l'identification se réalise sur un domaine physiquement cohérent quant aux dimensions du filtre. Ces limites sont placées à +/- 10 % des valeurs initiales des longueurs  $L_i$  et des largeurs de couplage  $W_{C_i}^{init}$ . Les résultats de cette étape d'identification indiquent que les résonateurs du filtre en simulation sont trop courts ( $k_{L_i} < 1$ ) et que les largeurs d'iris sont vues plus larges que dans le cas initial ( $W_{C_i} / W_{C_i}^{init} > 1$ ). Par conséquent pour corriger cette réponse il faut allonger les résonateurs et réduire les largeurs d'iris.

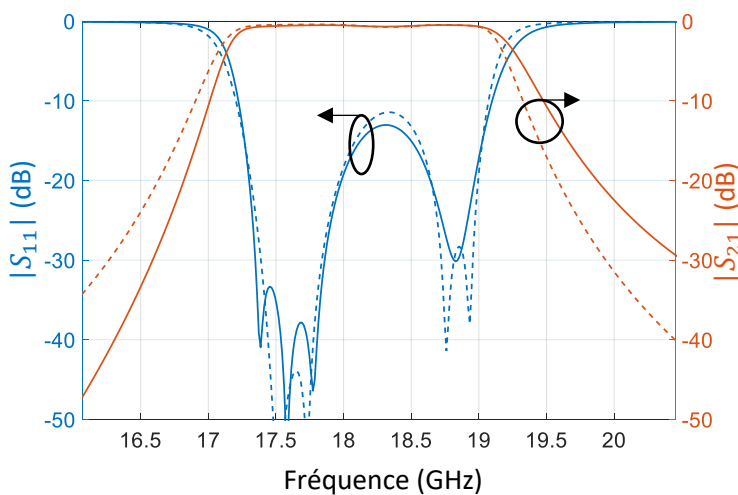


Tableau III-17: Jeu de paramètres identifiés

	$k_{L_i}$	$W_{C_i} / W_{C_i}^{init}$
$i = 1$	0.996	1.002
$i = 2$	0.982	1.006
$i = 3$	0.994	1.006

Figure III-86 : Comparaison entre les paramètres S du modèle après identification des paramètres (en traits pointillés) et la simulation électromagnétique (en traits pleins).

## iii. Correction

La dernière étape est la correction de la réponse du filtre. Pour cela, la longueur des résonateurs doit être modifiée, de même que la largeur des iris de couplages. L'équation (III-130) exprime la correction sur la longueur à appliquer sur chaque résonateur en fonction du paramètre identifié  $k_{L_i}$ , l'expression (III-131) permet de calculer les nouvelles périodes dans le cas de guides d'ondes à ondes lentes à base de vias borgnes. Pour un filtre SIW classique, la première équation est suffisante pour corriger la longueur des résonateurs.

$$\Delta L_{r_i} = L_{r_i}(1 - k_{L_i}) \quad (\text{III-130})$$

$$S_{r_i} = S_{r_i}^{init} + \frac{\Delta L_{r_i}}{N_{r_i}} \quad (\text{III-131})$$

Quant aux iris, la correction est basée sur le tracé d'un nouvel abaque des coefficients de couplage et du déphasage  $[\tilde{K}, \phi] = fct(W_c)$  en utilisant les largeurs  $W_{c_i}$  identifiées dans l'étape précédente. Il est vrai que cet abaque a déjà été tracé dans l'étape de synthèse mais ces paramètres sont sensibles aux tailles de pastilles, aux périodes et aux diamètres des vias borgnes adjacents. Extraire l'abaque des couplages pour toute ces variations de vias demanderait beaucoup de temps de simulation et d'analyse. Ainsi cette méthode permet de tracer uniquement l'abaque correspondant à l'environnement actuel du filtre. Nous avons vu dans l'étape précédente que les couplages ont été dégradés et que, pour retrouver la réponse du filtre, les largeurs d'iris  $W_c$  ont dû être augmentées. Ceci signifie que les coefficients de couplage dans le filtre simulé sont supérieurs aux coefficients de couplage initiaux, c'est-à-dire dans le cas où les dimensions de vias restent inchangées par rapport à la synthèse. Le Tableau III-18 résume les valeurs de  $\tilde{K}_i$  et  $\phi_i$  initiales et identifiées pour les différentes largeurs  $W_{c_i}$ .

Tableau III-18 : Valeurs des impédances et des déphasages des inverseurs d'impédance dans le cas initial et après identification.

	$\tilde{K}_i$ initial	$\tilde{K}_i$ identifié	$\phi_i$ initial	$\phi_i$ identifié
$W_{c_1}$	0.555	0.557	-79.34	-79.52
$W_{c_2}$	0.263	0.267	-49.87	-50.33
$W_{c_3}$	0.194	0.199	-41.87	-42.25

Le nouvel abaque  $[\tilde{K}, \phi] = fct(W_c)$  peut ensuite être tracé à l'aide des colonnes des paramètres identifiés, comme représenté en pointillé à la Figure III-87. Après une interpolation, il permet de déduire les nouvelles largeurs d'iris  $W'_{c_i}$  requises pour obtenir les couplages donnés par la synthèse initiale en considérant l'environnement actuel du filtre.

### 3.5 : Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

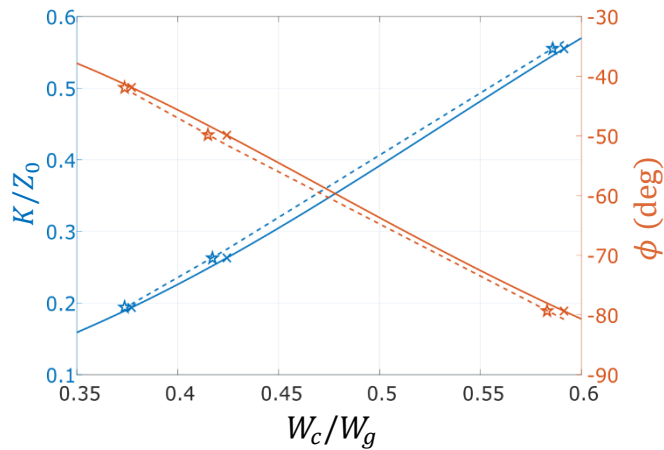


Figure III-87 : Abaque des coefficients de couplage et du déphasage en fonction de la largeur des iris  $W_c$  normalisée par la largeur du guide d'ondes  $W$ . En trait plein les courbes initiales utilisées pour la première synthèse du filtre et en pointillés les nouvelles courbes identifiées. Les marqueurs en croix sont les solutions initiales et les marqueurs en étoiles représentent les nouvelles solutions.

Les corrections apportées sur les périodes des vias borgnes des résonateurs et sur les largeurs d'iris des couplages sont données dans le Tableau III-19.

Tableau III-19 : Résumé des corrections apportées

	$S_{r_i}/S_{r_i}^{init}$	$W'_{c_i}/W_{c_i}^{init}$
$i = 1$	1.0073	0.9983
$i = 2$	1.0334	0.9938
$i = 3$	1.0106	0.9931

Les résultats de cette optimisation sont présentés à la Figure III-88 (b) en comparaison du gabarit idéal du filtre et des résultats avant optimisation Figure III-88 (a).

#### iv. Validation

Nous pouvons remarquer qu'il est nécessaire de renouveler l'opération pour améliorer une nouvelle fois la réponse du filtre. En effet l'adaptation dans la bande passante reste à être améliorée et la bande passante est toujours légèrement décalée vers les hautes fréquences après la première phase d'optimisation. Pour cela, l'étape d'identification (ii) et l'étape de correction (iii) sont effectuées une seconde fois afin d'atteindre les paramètres S de la Figure III-88 (c). Pour l'identification des couplages, l'abaque considéré est celui de l'optimisation précédente et non celui initial. L'optimisation de ce filtre a demandé seulement 3 simulations électromagnétiques et 2 phases de calcul analytique (identification et correction). Le processus peut être effectué en quelques heures ce qui sera souvent nettement inférieur au temps d'optimisation automatique proposé par les logiciels de simulation électromagnétique 3D dans le cas de structures complexes.

### 3.5 : Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

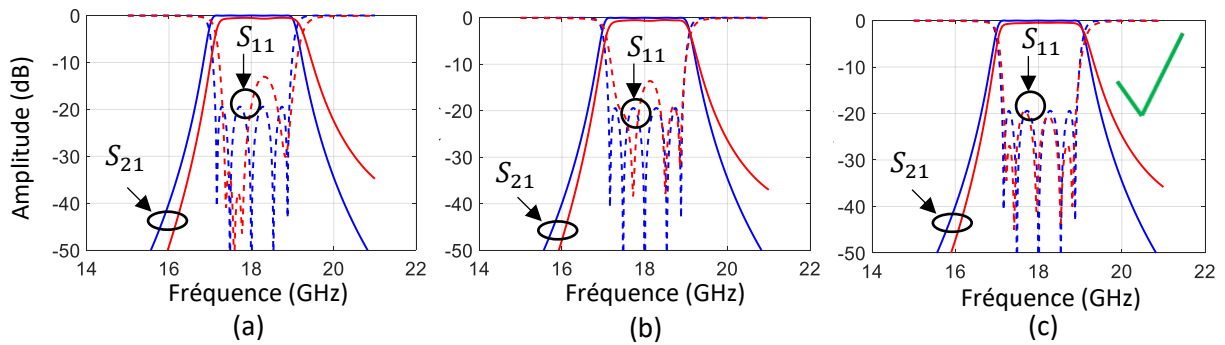


Figure III-88 : Paramètres  $S$  du filtre en fonction de la fréquence après (a) l'étape de conception, (b) la 1<sup>ère</sup> et (c) la 2<sup>ème</sup> passe d'optimisation. Les paramètres  $S_{21}$  sont tracés en traits pleins et  $S_{11}$  en traits pointillés. Les courbes en bleu représentent la réponse idéale sans pertes du filtre et en rouge les simulations électromagnétiques.

#### v. Résumé

Cette méthode d'optimisation peut être résumée par le diagramme présenté à la Figure III-89. Premièrement, les dimensions du filtre souhaité sont initialisées par une méthode de conception analytique. Après une première simulation électromagnétique, les résultats sont comparés au gabarit afin de juger s'ils sont satisfaisants. Si ce n'est pas le cas, une étape d'identification des couplages et des résonateurs est effectuée ainsi qu'une étape de correction. Une répétition est opérée sur ces trois derniers points jusqu'à ce que les résultats correspondent au cahier des charges du filtre.

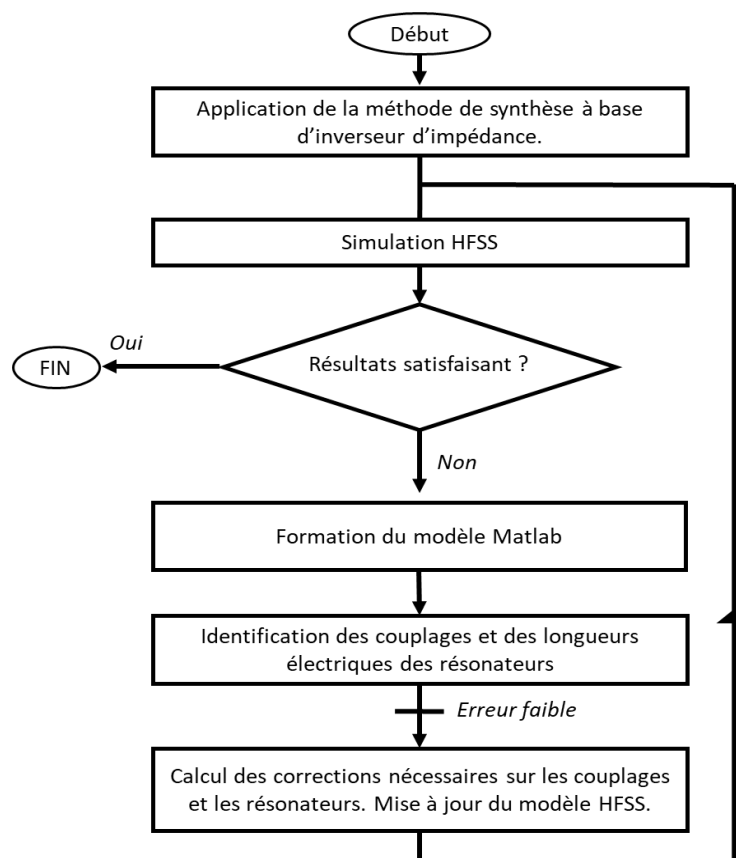


Figure III-89 : Diagramme de la méthode d'optimisation



Cette méthode d'optimisation a été implémentée sous l'environnement MATLAB pour les étapes d'identification et de correction. La récupération des résultats et le lancement des simulations sur HFSS pourraient être effectués via l'utilisation de scripts en Virtual Basic et exécutables par Windows. Ceci permettrait d'automatiser le processus d'optimisation et ainsi de gagner en efficacité. Le logiciel HFSS ne serait alors utilisé qu'avant l'optimisation pour créer la géométrie et les autres éléments graphiques, le logiciel MATLAB gérant alors les simulations électromagnétiques sous HFSS.

### c) Limitations et perspectives

Les performances de cette méthode d'optimisation sont limitées par la qualité de la correspondance obtenue lors de l'étape d'identification, si l'erreur  $||v||$  reste importante à la fin de cette phase alors il est probable que la correction dégradera la réponse du filtre. De plus, la difficulté de cette étape risque d'augmenter rapidement avec l'ordre du filtre ou pour des structures plus complexes où la symétrie ne peut pas être utilisée pour réduire le nombre de variables à optimiser. Enfin notons que cette méthode n'est pas réservée à l'optimisation de filtres mais peut aussi servir de base pour l'optimisation d'autres structures telles que diviseurs de puissance ou coupleurs, ou encore pour trouver les paramètres divergeant lors de retro-simulations sur des résultats de mesure.

#### 3.5.4. Résultats de simulation après optimisation

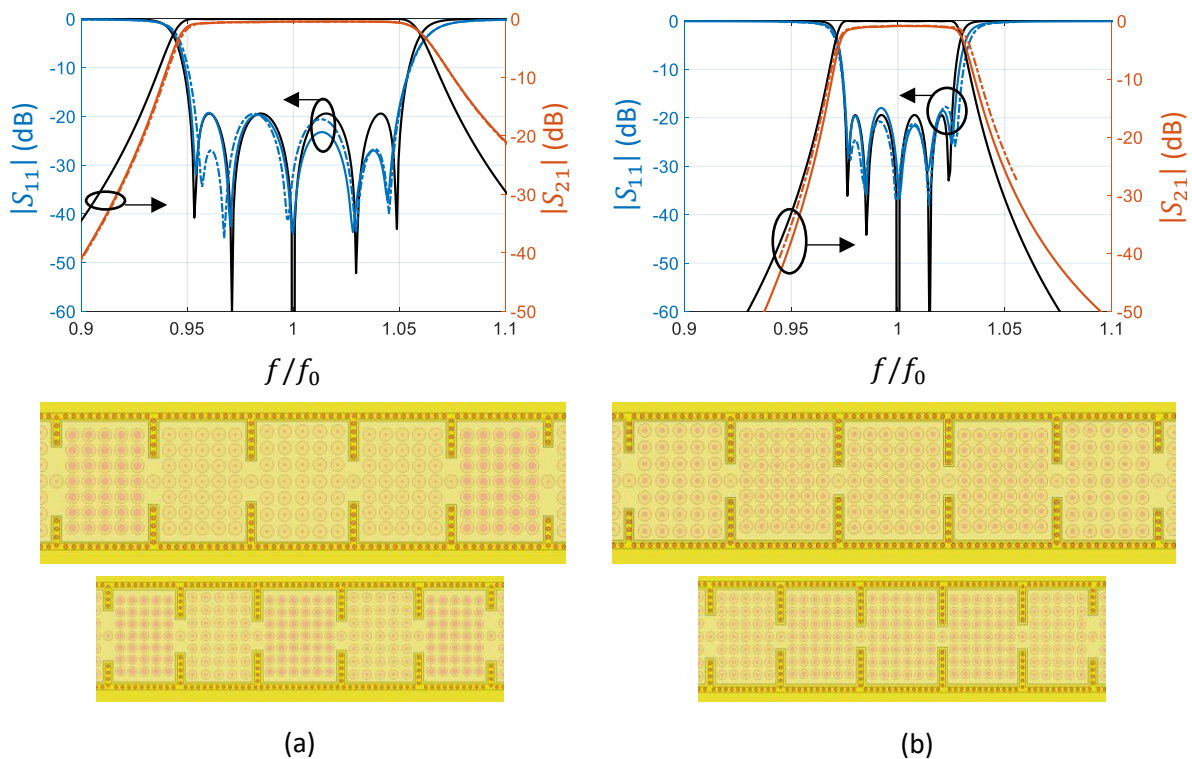


Figure III-90 : Réponse normalisée après la phase d'optimisation des filtres pour une fréquence centrale  $f_0$  de 12 GHz et 18 GHz et une bande passante relative de (a) 10 % et (b) 5 % (avec  $h_{air} = 403 \mu m$ ). Les traits noirs correspondent aux réponses idéales sans pertes, les courbes rouges et bleues correspondent respectivement aux paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  des filtres simulés. Des vues de dessus des filtres sont représentées sous les figures, les plus grands circuits correspondent aux filtres centrés sur 12 GHz.

La Figure III-90 présente les paramètres S obtenus à l'aide de simulations électromagnétiques des filtres de fréquence centrale 12 GHz et 18 GHz pour 10 % et 5 % de bande passante relative. Ces résultats sont accompagnés de vues de dessus de ces circuits en transparence du substrat 3. Ces résultats sont affichés en fonction de la fréquence normalisée  $f/f_0$  afin de comparer la réponse des filtres sur une même figure avec celle idéale sans pertes en traits noirs. Rappelons que pour optimiser ces circuits, seulement 3 simulations électromagnétiques ont été nécessaires.

Pour le filtre à 28 GHz, seule une bande passante de 8.4 % a été considérée en raison de la difficulté à trouver des couples  $d_{v_r}$  et  $S_r$  à la Figure III-82 pour la longueur des résonateurs en respectant les limites de fabrication. Les paramètres S après deux passes d'optimisation et une vue de dessus de ce circuit sont présentés à la Figure III-91. Il peut être remarqué que les résonateurs ne contiennent plus que trois vias borgnes dans la longueur, ce qui signifie que la période entre ces derniers n'est plus petite devant la longueur d'ondes dans le guide. Ainsi, il sera difficile d'augmenter la fréquence de fonctionnement du filtre au-delà de 28 GHz à moins de diminuer les dimensions et espacements de ces vias, paramètres dépendant des contraintes de fabrication.

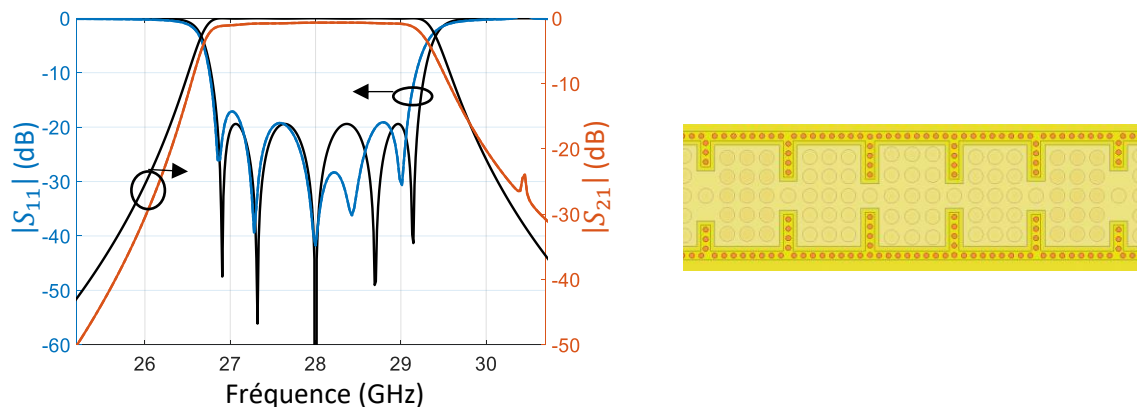


Figure III-91 : Réponse après la phase d'optimisation du filtre centré sur 28 GHz avec une bande passante relative de 8.4 % (avec  $h_{air} = 403 \mu m$ ). Les traits noirs correspondent aux réponses idéales sans pertes, les courbes rouges et bleues correspondent respectivement aux paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du filtre simulé. Une vue de dessus du filtre est représentée à droite de la figure.

Les pertes d'insertion et les facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  [52] de ces filtres aux fréquences centrales  $f_0$  sont renseignés dans le Tableau III-20. Notons que le  $Q_u$  est moins élevé pour le filtre à 28 GHz en raison de la période  $S$  entre vias borgnes proche de la limite  $\lambda_g/10$  à la fréquence centrale du filtre et ainsi ne respectant pas l'expression (III-112) de la partie 3.3.3d).

Tableau III-20 : Résumé des performances simulées des filtres optimisés

Largeur de Bande passante (%)	$f_0$ (GHz)	IL (dB)	$Q_u$
5	12	0.98	671
	18	0.84	782
10	12	0.48	665
	18	0.48	665
8.4	28	0.71	560

### 3.5.5. Résultats de mesure et comparaison à l'état de l'art

Cette partie présente les résultats de mesure des filtres à base de guides d'ondes PAFSWSIW après de-embedding des lignes d'accès [261]. Seuls les résultats des filtres centrés sur 12 GHz et 18 GHz sont disponibles en raison de problèmes technologiques pour le filtre à 28 GHz et, pour des raisons similaires, seuls les filtres avec 10 % de bande passante relative sont présentés. De plus, les zones de couplage de ces filtres ont été remplies de diélectrique pour faciliter leur fabrication, ce qui est pris en considération dans les comparaisons suivantes. Notons également que l'épaisseur d'air de ces prochaines réalisations est de 284  $\mu\text{m}$ . Enfin, comme expliqué à la partie 3.2.2 de ce chapitre, ces dispositifs ont été assemblés à l'aide de rangées de vis et des serres joints ont été utilisés pour renforcer le pressage des différentes couches de substrat. Ces résultats de mesure sont des résultats préliminaires et des travaux sont en cours de réalisation pour améliorer les contacts électriques.

#### a) Comparaison avec la simulation

La Figure III-92 et la Figure III-93 présentent les résultats de mesure des filtres centrés respectivement sur 12 GHz et 18 GHz en comparaison des résultats de simulations. Des photographies des dispositifs assemblés sont également disponibles sur ces figures.

Le filtre de la Figure III-92 est centré sur 12.4 GHz (soit un décalage de 3.3% vers les hautes fréquences par rapport aux simulations initiales) avec une bande passante relative de 10.2% (contre 10% en simulation). Les pertes d'insertion sont de 2 dB (contre 0.75 dB) à sa fréquence avec une adaptation meilleure que -10 dB dans la bande passante, ce qui permet de démontrer la faisabilité de la solution, bien que les performances soient moindres par rapport aux simulations. Le filtre de la Figure III-93 est centré sur 18.8 GHz (décalage de 4.4% vers les hautes fréquences par rapport aux simulations initiales) et il présente une bande passante de 9.1 %. Ses pertes d'insertion sont de 2.2 dB (contre 0.8 dB en simulation) de à sa fréquence centrale, l'adaptation étant seulement meilleure de -8.7 dB dans la bande passante. Les écarts entre mesure et simulation en termes de bandes passantes et d'adaptation peuvent notamment s'expliquer par des couplages entre résonateurs plus faibles pour les dispositifs fabriqués.

### 3.5 : Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

Ces résultats et ceux obtenus en simulation sont résumés dans le Tableau III-21 et le Tableau III-22. Remarquons que les pertes d'insertion mesurées sont 2 à 3 fois plus importantes que celles obtenues en simulation. Les facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  [52] mesurés des filtres de la Figure III-92 et de la Figure III-93 sont égaux respectivement à 180 et 190 contre 450 et 506 en simulation. Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus pour les guides PAFSWSIW de la partie 3.4.3, la cause de ces fortes pertes étant en cours d'investigation ; l'hypothèse d'un mauvais contact électrique entre couches métalliques assemblées par vissage semble la principale raison, et des solutions en cours de développement.

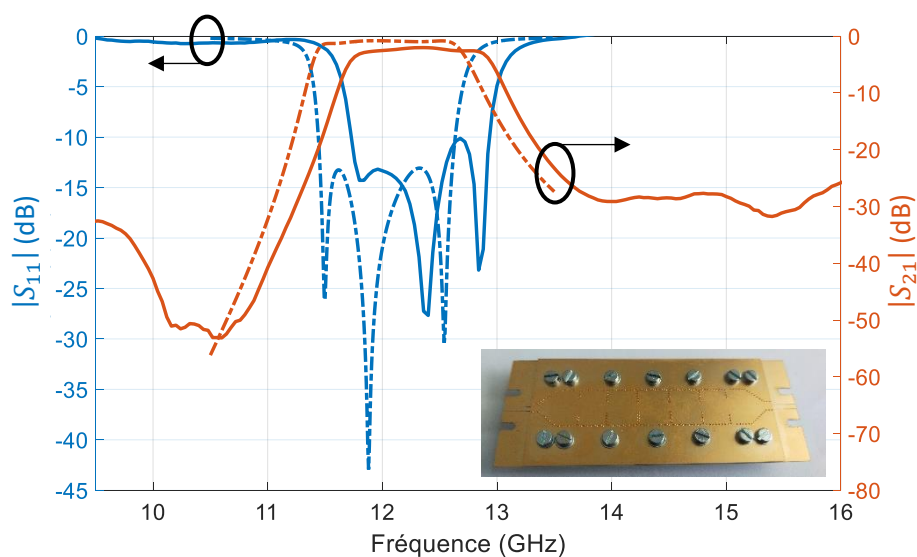


Figure III-92 : Résultats de mesure (en traits pleins) du filtre centré à 12 GHz à base de guide d'ondes PAFSWSIW en comparaison des résultats de simulation (en traits pointillés).

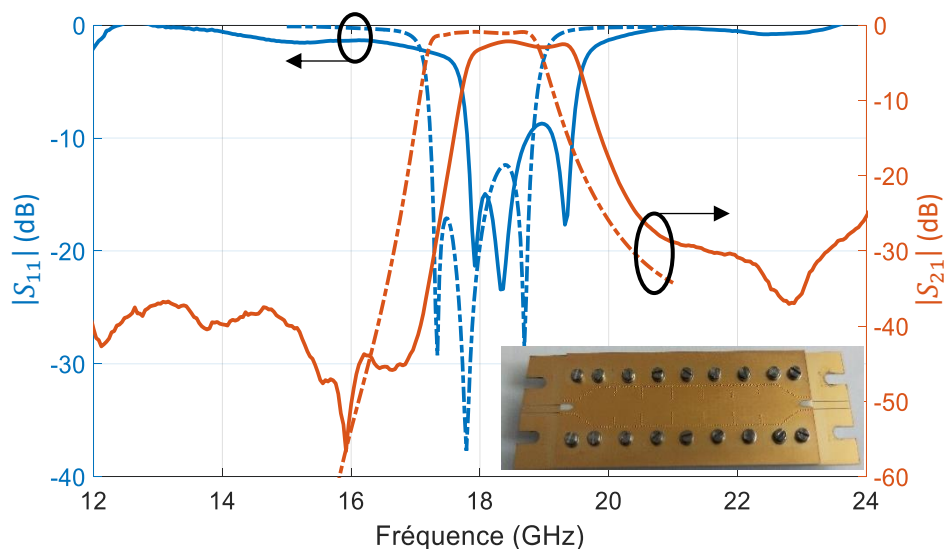


Figure III-93 : Résultats de mesure (en traits pleins) du filtre centré à 18 GHz à base de guide d'ondes PAFSWSIW en comparaison des résultats de simulation (en traits pointillés).

Tableau III-21 : Résumé de performances du filtre centré sur 12 GHz

	HFSS	Mesure
$f_0$ (GHz)	12	12.4
IL (dB) à $f_0$	0.75	2
FBW (%)	10.9	10.2
$Q_u$	450	180

Tableau III-22 : Résumé de performances du filtre centré sur 18 GHz

	HFSS	Mesure
$f_0$ (GHz)	18	18.8
IL (dB) à $f_0$	0.8	2.2
FBW (%)	9	9.1
$Q_u$	506	190

### b) Comparaison avec l'état de l'art

Le Tableau III-23 présente une comparaison de filtres en topologie SIW classique, SIW rempli d'air (ESIW et AFSIW) ou SIW à ondes lentes (SWSIW). Les résultats de simulation des filtres en topologie PAFSWSIW présentés à la partie 3.5.4 ont été ajoutés dans le Tableau III-23. Les résultats de mesure de la partie précédente ont également été ajoutés dans ce tableau comparatif, bien que la partie 3.5.5 ait montré que les performances expérimentales des filtres développés dans cette thèse sont bien plus faibles qu'attendu. Il a aussi été ajouté des résultats de mesure de filtres en topologie SIW classique qui ont été conçus dans le cadre de cette thèse à des fins de comparaison avec la topologie de guide d'ondes PAFSWSIW.

Il apparaît clairement que les filtres à base de SIW à air ont les facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  les plus élevés, égaux à 1196 [187], 1106 [187] et 2151 [267] à respectivement 11 GHz, 15 GHz et 19.5 GHz pour la topologie ESIW et 706 à 31.65 GHz pour la topologie AFSIW [189]. Le substrat bien plus épais pour la topologie ESIW (1524  $\mu\text{m}$ ) que pour la topologie AFSIW (508  $\mu\text{m}$ ) peut expliquer cet écart. Néanmoins, ces dispositifs occupent une surface 3 à 4 fois plus importante que les filtres en topologie SIW classique [189],[268],[269],[270], la surface étant normalisée par le nombre de pôles et par le carré de la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  à la fréquence centrale du filtre.

Les filtres les plus compacts dans cet état de l'art sont ceux en topologie replié FSIW [109], à ondes lentes SWSIW [266] et à ondes lentes en mode partiel [153] avec respectivement seulement 0.08, 0.04 et 0.02 de surface normalisée, soit une surface deux à huit fois inférieure à un filtre SIW classique [189]. Leur facteur de qualité  $Q_u$  est cependant comparable à ce dernier [189] sauf pour la topologie à demi-mode qui présente plus de pertes.

### 3.5 : Conception, optimisation et mesure de filtres à iris

Tableau III-23 : Comparaison des performances entre les filtres proposés dans cette thèse et d'autres réalisations aux mêmes fréquences.

Ref.	Topologie, Techn.	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_0$ (GHz)	FBW (%)	$Q_u$	IL ; RL (dB)	Pôles	$\tan \delta$	$\frac{\text{Surface}}{\text{Pôles } \lambda_0^2}$
[268]	SIW, TLY-5	508	28	3.6	329*	2.2;16	3	0.0009	0.106
[269]	SIW, Quartz	400	28	7.2	366*	1.2;12	4	0.0002	0.163
[270]	SIW, Silicon-HR	400	30.9	6.5	341*	0.5;10	5	0.005	0.057
[189]	SIW, Duroid 6002	508	31.8	15.8	157	0.8;16	3	0.0012	0.15
[109]	FSIW, Duroid 6002	1524	7	5.71	216	2.0;17	5	0.0012	0.08
[187]		1524	19.5	2.6	1106	1.3;12	5	0	0.506
[187]	ESIW	1524	11	2.7	1196	0.9;15	4	0	0.477
[267]		1524	15	6.67	2151	0.35;20	8	0	0.49
[265]	SWESIW	1524	11.2	7.6	408*	0.95;19	4	0.0037	0.313
[189]	AFSIW	508	31.65	15	706	0.18;20	3	0.0012	0.432
[221]	SAFSIW, Dur. 6002	508	30	6.02	218	1;16	3	0.0012	0.395
[266]	SWSIW, RO4003	1118	11	9.1	182	1.9;16	5	0.0022	0.04
[153]	SWHMSIW,RO4003	1118	11.5	10.6	112	2.2;18	3	0.0022	0.02
Dans cette thèse <sup>+</sup>		911	12	5	671*	0.98;20	5	0.0027	0.21
		911	12	10	665*	0.48;20	5	0.0027	0.2
	<b>PAFSWSIW (Simulations)</b>	911	18	5	782*	0.84;20	5	0.0027	0.23
		911	18	10	665*	0.48;20	5	0.0027	0.22
		911	28	8.4	560*	0.71;20	5	0.0027	0.21
Dans cette thèse	<b>PAFSWSIW (Mesures)</b>	792	12.4	10.2	180*	2;10	5	0.0027	0.19
		792	18.8	9.1	190*	2.2;9	5	0.0027	0.17
Dans cette thèse <sup>o</sup>		775	12	11.2	174*	1.9;15	5	0.0027	0.13
	SIW RO4003 (Mesures)	775	18	11.4	190*	1.7;18	5	0.0027	0.15
		775	28	11.3	134*	2.5;13	5	0.0027	0.14

\*Valeurs estimées avec l'équation (I-10) [52]

<sup>o</sup>Dispositifs non présentés dans ce document

\*Résultats de simulation

Concernant les topologies de guides à air miniaturisés, il faut considérer les structures SWESIW [265], SAFSIW [221], et celle présentée dans cette thèse PAF-SW-SIW. Comme attendu, ces topologies permettent une miniaturisation mais au prix de pertes plus élevées et donc d'un facteur de qualité  $Q_u$  plus faible. Par exemple, la topologie SAFSIW [221] a montré une légère miniaturisation de 9 % par rapport au filtre en topologie AFSIW [189] mais avec un  $Q_u$  trois fois inférieur à ce dernier. La topologie

SW-ESIW proposée récemment dans [265] est similaire à la topologie PAF-SW-SIW présentée dans ce chapitre de thèse, bien que les murs latéraux ne soient pas réalisés de la même manière (des rangées de vias étant considérées dans notre cas alors que des murs pleins sont considérés dans [265]). Notre facteur de qualité  $Q_u$  simulé (de l'ordre de 450 à 500) est similaire à celui mesuré ( $Q_u = 408$ ) dans [265], avec une miniaturisation de la surface du filtre de 37% dans [265] pour 60 % dans notre cas.

Notons que la topologie de guide d'ondes à onde lentes et rempli d'air nommée SWESIW [265] a démontré une miniaturisation de la surface du filtre de 37 % 11.2 GHz mais au prix d'un  $Q_u$  diminué de 65 % par rapport au filtre SIW à air [187].

Finalement, il apparaît clairement les facteurs de qualité les plus élevés ( $Q_u > 1000$  dans [187],[267]) sont obtenus pour les filtres à base de guides à air, au détriment d'une surface occupée importante. Les filtres à ondes lentes et à air ou partiellement à air permettent d'obtenir un compromis entre les structures SIW dans l'air et celles dans un substrat diélectrique : leur facteur de qualité non chargé  $Q_u$  est compris entre celui de guides à air et celui de guides SIW classiques ( $150 < Q_u < 400$ ) [189],[268],[269],[270], et il est possible d'obtenir des dimensions équivalentes à celles de guides SIW classiques. Quant à la surface normalisée des filtres en guides PAFSWSIW, elle est reportée dans cette thèse égale à 0.2 en moyenne soit plus de deux fois inférieure à celle des filtres en guides à air ESIW [187] et se rapprochant de celle des filtres en guides d'ondes classiques. Le facteur de qualité non chargés  $Q_u$  mesuré des filtres PAFSWSIW est comparable avec celui mesuré des filtres en topologie SIW classique réalisé dans cette thèse pour une épaisseur de substrat similaire. Ceci indique une nouvelle fois un problème de pertes sur les dispositifs expérimentaux et que des travaux doivent être menées pour améliorer ces résultats de mesure.

### 3.6. Discussion

Les parties 3.4.3 et 3.5.4 ont présenté les performances de la topologie PAFSWSIW en utilisant un substrat à faibles pertes Rogers 4003 ( $\epsilon_r = 3.55$ ,  $\tan \delta = 0.0027$  à 10 GHz). Notons que la fabrication de cette topologie de guides d'ondes peut représenter un coût de fabrication élevé en raison de la complexité de la structure et du coût de ce substrat de haute qualité. Toutefois, Cette topologie de guide d'ondes peut également être réalisée sur un substrat bas coût de type FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\tan \delta = 0.02$  à 2 GHz), avec des performances se rapprochant de celles du SIW en Rogers 4003 [264]. Le substrat FR4 a été perforé dans cette étude pour diminuer son impact sur le facteur de qualité.

La Figure III-94 compare la taille (représenté par la permittivité relative effective  $\epsilon_{r_{eff}}$ ) et les performances (représenté par le facteur de qualité  $Q_u$  [51]) à 18 GHz de différentes topologies de SIW en substrat FR4 ou en Rogers 4003 pour une même fréquence de coupure de 12 GHz. Ces résultats ont

été obtenus à l'aide de simulations électromagnétiques de type Eigen-mode. Ce graphique montre que la topologie PAFSWSIW en substrat bas coût FR4 possède un facteur de qualité  $Q_u$  supérieur à celui d'un guide d'ondes SIW en substrat RO4003 pour une surface légèrement supérieure mais comparable. Les performances du guide en substrat FR4 peuvent être améliorées de l'ordre de 20 % en perforant le diélectrique comme cela a déjà été montré dans [264], ce qui n'est pas considéré ici. Notons que le facteur de qualité  $Q_u$  du guide PAFSWSIW en substrat RO4003 est deux fois plus élevé que celui obtenu avec le substrat FR4.

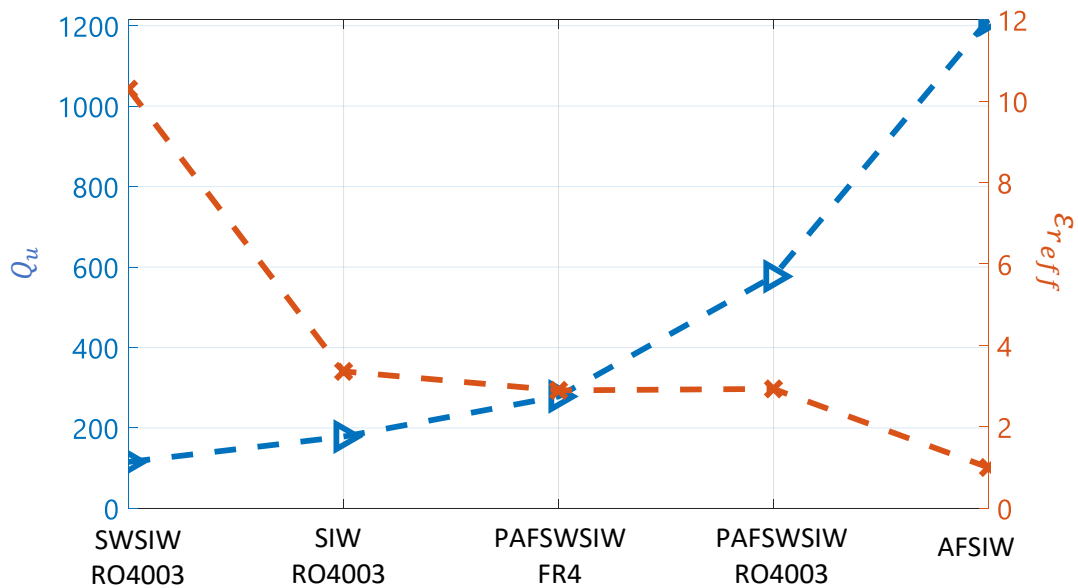


Figure III-94 : Comparaison de la permittivité relative effective  $\epsilon_{reff}$  et du facteur de qualité non chargé  $Q_u$  à 18 GHz pour plusieurs topologies de SIW et pour une même fréquence de coupure égale à 12 GHz.

La Figure III-95 présente la réponse de filtres à 5 % de bande passante relative autour de 12 GHz en topologie SIW classique ou PAFSWSIW en utilisant un substrat FR4 ou un substrat RO4003. Les pertes d'insertion sont égales à 15.3 dB, 3.6 dB pour respectivement les filtres SIW en FR4 ou en RO4003, et égales à 1.9 dB et 1 dB pour respectivement les filtres PAFSWSIW en FR4 ou en RO4003. Ceci correspond à des facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  respectifs de 69, 195, 331 et 630 d'après l'équation (I-10) [52]. Ces résultats montrent que les pertes d'insertion sur un substrat FR4 ont été diminuées par 8 en utilisant la topologie présentée dans cette thèse en comparaison d'une topologie de guide d'onde classique. Par conséquent, le facteur de qualité non chargé  $Q_u$  est amélioré par ce même facteur. De plus, les pertes d'insertion du filtre PAFSWSIW en FR4 sont deux fois plus faibles que pour le filtre SIW en substrat RO4003.



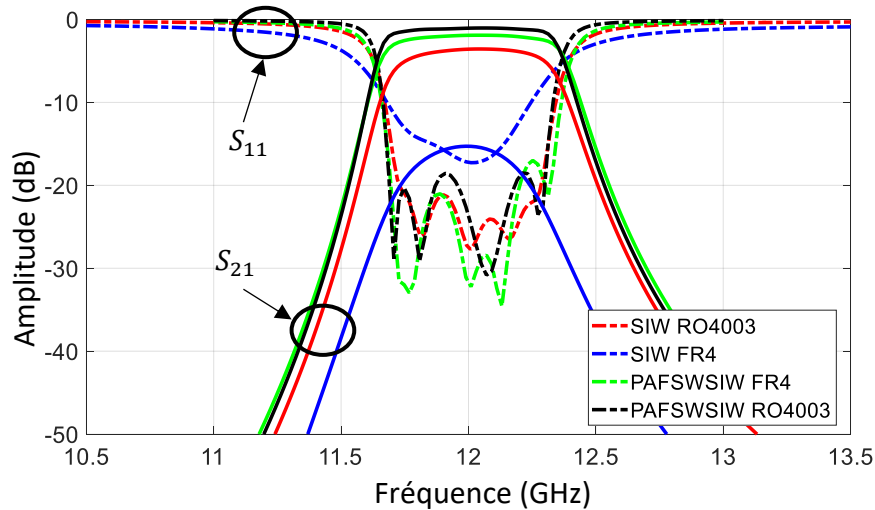


Figure III-95 : Filtres avec 5 % de bande passante relative en topologies de guides d'ondes SIW classique ou PAFSWSIW sur deux substrats différents (FR4 ou RO4003).

Ainsi, bien que les guides d'ondes PAFSWSIW aient été développés dans cette thèse sur un substrat de haute qualité et coûteux, cette topologie s'avère particulièrement intéressante pour réaliser des dispositifs RF performants sur des substrats économiques.

### 3.7.Conclusion

Dans ce chapitre, une topologie de guide d'ondes intégré au substrat à ondes lentes et partiellement rempli d'air a été présentée en technologie PCB multicouche. Une méthode pour le dimensionnement de ce guide d'ondes et plus particulièrement des vias borgnes a été présentée. Celle-ci permet le choix du diamètre de vias, du diamètre de pastille et de la période en fonction du facteur de qualité et de la miniaturisation souhaités. Les dimensions pour trois fréquences de coupure différentes, 8 GHz, 12 GHz et 18 GHz ont été présentés.

Puis, la conception d'une transition entre des lignes coplanaires  $50 \Omega$  et le guide PAFSWSIW a été présentée pour les trois fréquences de coupure considérées. Les résultats de mesure de ces guides d'ondes ont permis de pouvoir réaliser l'extraction des paramètres de propagation mesurés : les fréquences de coupure et constantes de phase proches des résultats de simulation ont permis de valider l'étude proposée. Néanmoins, les guides d'ondes PAFSWSIW présentent une constante d'atténuation plus de trois fois supérieures aux résultats attendus en simulation, ce qui devra être étudié par la suite.

Enfin, la conception de filtres en topologie PAFSWSIW a été présentée. Une méthode d'optimisation utilisant le logiciel de simulation électromagnétique 3D Ansys HFSS et l'environnement MATLAB a été

### 3.7 : Conclusion

décrite et utilisée pour 3 filtres centrés sur 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz. La mesure de filtres en topologie PAFSWSIW a montré également des pertes d'insertion supérieures par rapport aux simulations électromagnétiques.

Par la suite, nous pensons est possible d'améliorer les performances mesurées des guides d'ondes développés dans ce chapitre en assurant un meilleur contact électrique entre les différentes couches métalliques du guide d'ondes. Pour cela, de nouvelles mesures seront réalisées après une brasure à l'étain des couches du guide ou après l'application d'une laque d'argent sur les murs latéraux. Notons que la réalisation de guides d'ondes PAFSWSIW entièrement assemblés par collage n'a pas permis pour l'instant d'obtenir des résultats corrects en mesure. Ainsi, des travaux restent à être menés pour rendre cette topologie industrialisable.

# Chapitre IV : Guides d'ondes intégrés au substrat en technologie BCB

Les travaux présentés dans ce chapitre ont été réalisés dans le cadre du projet ANR TERAPACIPODE en partenariat avec le Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (CNN) de l'Université Paris-Saclay à Palaiseau en France où la technologie à base de polymère BenzoCycloButene (BCB) est développée.

## 4.1.Introduction

La technologie BCB est intéressante pour la conception de circuits passifs à hautes fréquences en raison notamment de ses bonnes performances électriques dans le cadre de la réalisation de systèmes de télécommunications en bande millimétrique. De plus, l'intégration de circuits passifs réalisés dans la couche de BCB déposée sur un wafer de silicium permet une interconnexion aisée avec des circuits actifs développés au sein du wafer silicium des technologies intégrées du type CMOS/BiCMOS.

Les performances de cette technologie ont déjà pu être démontrées en bande millimétrique par la réalisation de filtres DBR (*Dual Behavior Resonator*) à base de lignes de transmissions planaires à 94 GHz [271], à 133 GHz [272] ou encore de filtres à base de résonateurs carrés en boucle ouverte à 140 GHz [273]. Quant aux SIW, les résultats d'un filtre large bande (20 %) d'ordre 4 en topologie quart de mode avaient été publiés à 60.2 GHz [71]. Dans le cadre du projet ANR TERAPACIPODE, des guides SIW avaient été réalisées en bande WR10 [56], démontrant une atténuation linéique de 0.39 dB/mm et un facteur  $\beta/2\alpha$  de 24 à la fréquence de 90 GHz.

Ainsi le travail effectué dans le cadre de cette thèse sur les SIW en BenzoCycloButene a pour but d'enrichir les données disponibles pour caractériser cette technologie et de démontrer ses possibilités pour la conception de circuits et notamment de filtres à base de SIW dans le domaine sub-THz (dans les bandes F (90-140 GHz), WR05 (140-220 GHz) et WR03 (220-330 GHz)). Pour cela, plusieurs circuits et topologies ont été considérés dans ce travail dont une structure à ondes lentes pour la réalisation de filtres à large bande passante mais aussi des filtres à couplage en iris à base de SIW classiques.

Le chapitre 4 est composé premièrement d'une présentation des SIW et de la technologie BCB sur silicium. L'étude paramétrique de guides d'ondes à ondes lentes est ensuite proposée, puis validée par la conception et la mesure de démonstrateurs. La troisième partie de ce chapitre concerne la conception, la mesure et l'analyse des performances de filtres à bande étroite à base de SIW classique.

Enfin, la dernière partie présente les retro-simulations menées pour expliquer les écarts observés entre les mesures et les simulations électromagnétiques.

## 4.2. Présentation de la technologie BCB sur silicium

Une vue en coupe d'un SIW en technologie BCB-Si est disponible à la Figure IV-96, où sont annotées les dimensions des matériaux de la technologie. Il peut être noté que les murs latéraux du guide sont réalisés à l'aide de vias métallisés traversant le substrat BCB, et que les métallisations permettant d'obtenir les capots supérieurs et inférieurs du guide ont une épaisseur de 400 nm. Les principales caractéristiques de cette technologie considérées dans ces travaux sont rappelées ci-dessous :

- Diélectrique BenzoCycloButene (BCB) :
  - Permittivité relative  $\epsilon_r = 2.676$
  - $\tan \delta = 0.007$
- Métallisations :
  - Métal supérieur/inférieur : Or de conductivité égale à 34 MS/m
  - Vias : Or de conductivité égale à 1 MS/m et de diamètre égal à 20  $\mu\text{m}$
  - Distance centre-à-centre entre vias de 35  $\mu\text{m}$

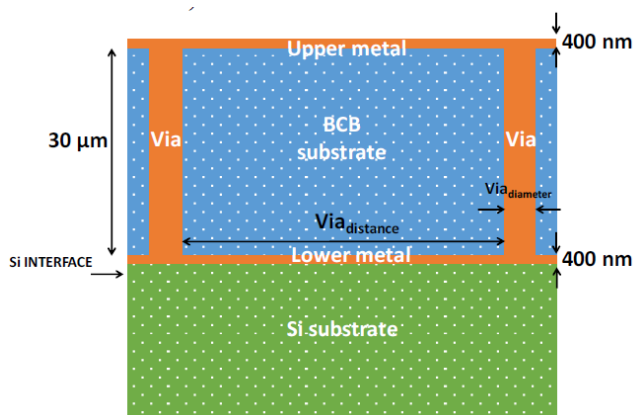


Figure IV-96 : Vue en coupe de face d'un SIW en technologie BenzoCycloButene sur silicium

## 4.3. Mode de propagation SSPP

### 4.3.1. Présentation

Le mode de propagation appelé *Spoof Surface Plamon Polariton* (ou SSPP) a fait son apparition récemment dans la littérature et, comme illustré par le diagramme de la Figure IV-97, le nombre de publications portant ce mot clé est en net augmentation depuis 2012, ce qui montre son attractivité.

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

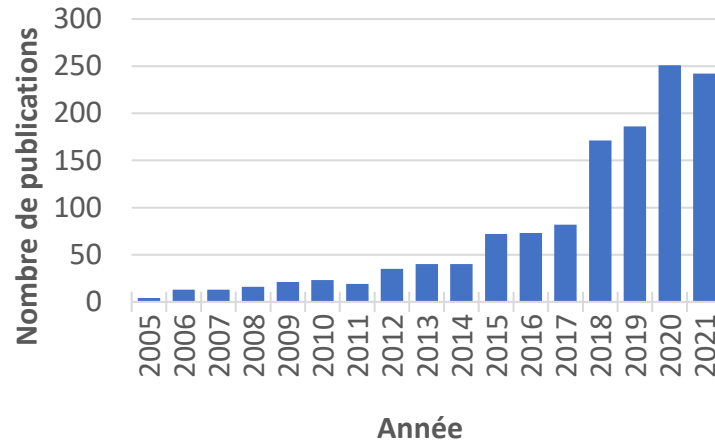


Figure IV-97 : Nouvelles publications portant le mot clé « Spoof Surface Plasmon Polariton » [274]

L'appellation SSPP fait référence au mode SPP (*Surface Plasmon Polariton*) qui est un mode TM longitudinal se propageant à l'interface entre un diélectrique et un conducteur, dans une direction donnée, la direction  $y$  en considérant le schéma de la Figure IV-98. Le comportement de ce mode de propagation est défini dans [1] pour le domaine de l'optique en fonction de la permittivité complexe du diélectrique et du conducteur.

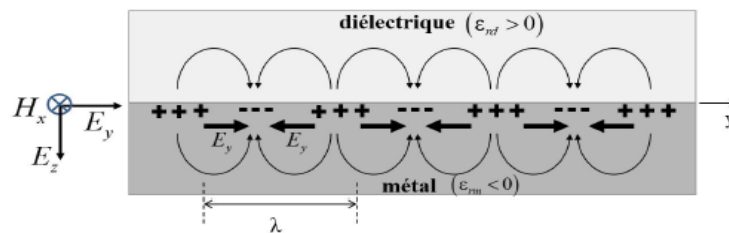


Figure IV-98 : Géométrie de l'interface [1]

Comme le rappellent les auteurs dans [1], la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs est fortement atténuée en raison d'une partie imaginaire de la permittivité très grande et tendant vers l'infini. L'onde électromagnétique se propageant dans le conducteur est alors uniquement présente dans l'épaisseur de peau. Néanmoins au-delà d'une certaine pulsation plasma nommée  $\omega_p$ , ce conducteur peut devenir transparent aux fréquences optiques, et donc devenir un canal de propagation pour l'onde. La pulsation plasma correspond à la pulsation à partir de laquelle la permittivité du conducteur commence à devenir majoritairement réelle. Ainsi, pour qu'un mode de surface SPP existe et reste localisé à l'interface entre le diélectrique et le conducteur, la pulsation  $\omega$  de l'onde doit être inférieure à  $\omega_p$  et plus précisément inférieure à la pulsation de coupure  $\omega_{cps}$  qui est fonction de la permittivité complexe du diélectrique  $\epsilon_{rd}$  (IV-132) [1]. La partie réelle du nombre d'onde  $k'_y$  du mode SPP, définie par l'équation (IV-133) en fonction de  $\epsilon_{rd}$  et de la partie réelle de la permittivité du métal  $\epsilon'_{rm}$  est présentée à la Figure IV-99 en fonction de  $\omega$ . Comme cela est également

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

précisé dans [1], le champ électromagnétique autour de la ligne n'est présent que sur une épaisseur très inférieure à la longueur d'onde.

$$\omega_{cps} = \frac{\omega_p}{\sqrt{1 + \epsilon_{rd}}} \quad (\text{IV-132}) \quad k'_y \cong k_0 \left[ \frac{\epsilon'_{rm} \epsilon_{rd}}{\epsilon'_{rm} + \epsilon_{rd}} \right]^{1/2} \quad (\text{IV-133})$$

Ce diagramme de dispersion illustre d'une part le caractère passe-bas (de fréquence de coupure  $\omega_{cps}$ ) du mode SPP (plasmon de surface) et d'autre part l'effet d'onde lente obtenu, le nombre d'onde étant supérieur à celui dans le diélectrique.

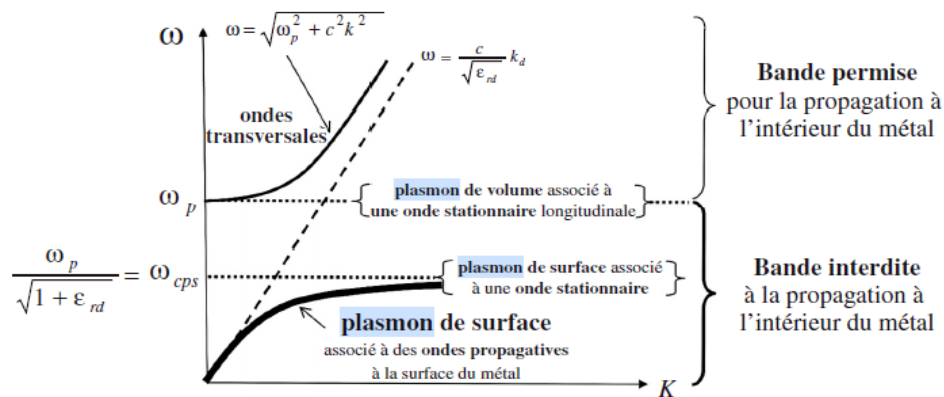


Figure IV-99: Diagramme de dispersion du mode SPP [1]

Comme indiqué précédemment, les fréquences mises en jeu dans les équations précédentes pour définir le mode SPP correspondent à des fréquences optiques bien plus élevées que les radiofréquences. Toutefois, un mode de propagation, appelé SSPP, présentant les mêmes types de caractéristiques peut être excité à l'aide de formes périodiques sur les couches métalliques de la ligne de transmission plane ou de guides d'ondes, comme cela a été présenté dans le chapitre 1.

Dans le cas de lignes de transmission planes, notons que ce type de structure de propagation SSPP peut permettre d'obtenir entre 3 GHz et 10.5 GHz une puissance transmise 2.5 fois plus importante que celle de lignes microrubans [275]. L'effet d'ondes lentes de ce type de structure peut être renforcé dans le cadre de la conception de lignes compactes avec une forme de fentes en « arête de poisson » [276] ou en « zigzag » [277]. De plus, sa capacité à confiner le champ électromagnétique peut permettre la réalisation de sondes dans le domaine sub-THz à haute sensibilité [278] comme illustré à la Figure IV-100 (a). Ce mode peut également être utilisé pour diminuer les pertes par rayonnement causées par des coudes en ligne micro ruban en ajoutant selon la Figure IV-100 (c) une portion de lignes SSPP [279] ou diminuer la diaphonie entre lignes proches [280]. Il a également été montré que le mode SSPP autorise la propagation d'ondes sur des supports atypiques ultra fins [281] et flexibles [282] comme pour la ligne présentée à la Figure IV-100 (b). Des performances similaires, voire

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

meilleures qu'avec des lignes planaires classiques, ont été démontrées, comme par exemple dans le cas de diviseurs de puissance à deux [283] et quatre voix [284] (voir Figure IV-100 (d)), de filtres large bande de type rubans couplés en technologie PCB autour de 9 GHz [285],[286], ou encore dans un système de télécommunications sans fils autour de 10 GHz (voir Figure IV-100 (e)) [287]. Notons également que des travaux ont été menés pour développer ces lignes sur substrats multicouches [288]. Enfin, des transitions entre structures SSPP et lignes planaires à mode TEM ont été développées : en ajustant par exemple progressivement la hauteur des fentes périodiques [289],[290] ou en supprimant progressivement les plans de masses latéraux [291] dans le cas des lignes coplanaires.

Comme cela avait déjà été indiqué au chapitre 1, plusieurs types de guides SIW plasmoniques [171],[172],[173] et de filtres large bande [170],[177],[178] à base de ces structures ont également été démontrés aux radiofréquences.

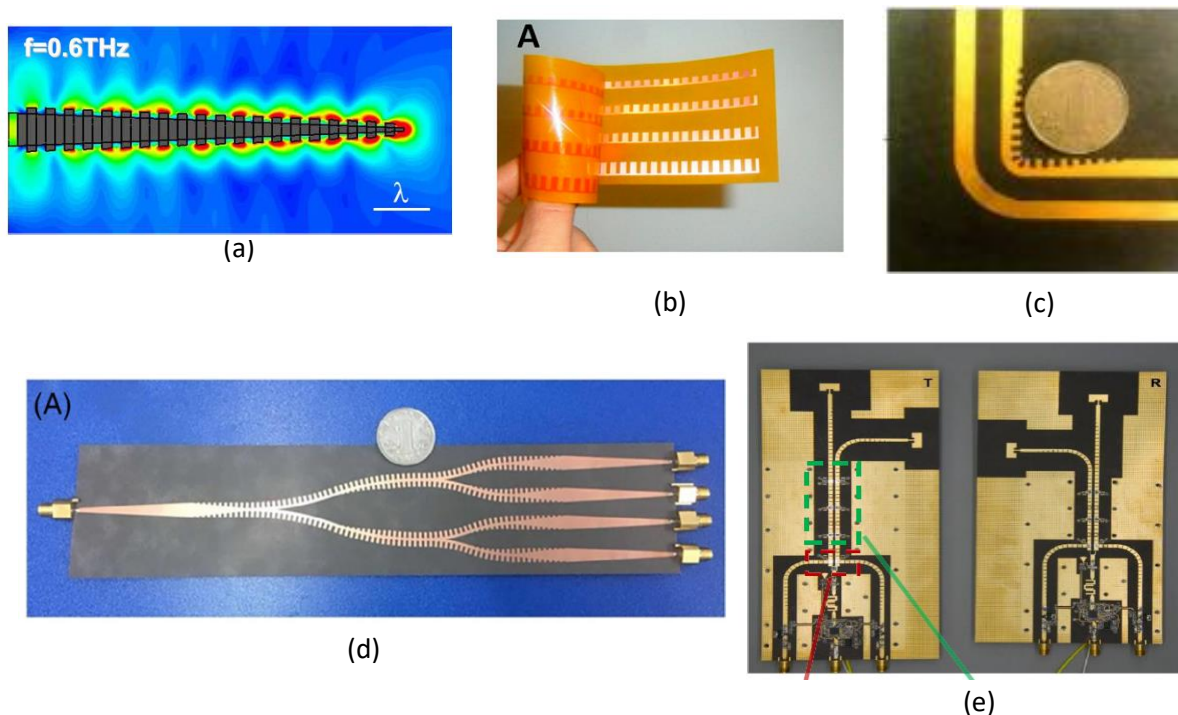


Figure IV-100 : Lignes à mode SSPP : (a) cône métallique ondulé [278], (b) sur support flexible et ultra fin [282], (c) sur un coude à 90° d'une ligne micro ruban [279], (d) dans un diviseur 4 voix [284] et (e) dans un système de communication sans fils [287].

Les réalisations à mode SSPP sont plus rares à plus petites longueurs d'ondes, que ce soit dans le domaine des ondes millimétriques ou celui des fréquences sub-THz. Néanmoins, quelques réalisations ont montré des résultats prometteurs. En technologie BiCMOS 0.13  $\mu\text{m}$ , une ligne SSPP présente une constante d'atténuation moyenne  $\alpha = 1.54$  dB/mm entre 140 et 325 GHz, inférieure à celle de lignes microrubans ou coplanaires simulées [292]. C'est en utilisant une technologie AsGa (Gallium Arsenic) que des guides d'ondes à demi-mode et intégrés au substrat ont été réalisés en comprenant des fentes

périodiques dans le capot supérieur pour l'excitation du mode SSPP dans le cadre de la conception de filtres à large bande passante autour de 65 GHz [293],[174].

C'est dans ce cadre que des guides d'ondes ont été développés en technologie BCB-Si en bande millimétrique et sub-THz afin d'apporter une miniaturisation longitudinale et de montrer les possibilités à ces fréquences du mode SSPP.

#### 4.3.2. Guide plasmonique intégré au substrat

Une présentation de la topologie du SIW à mode SSPP (appelé GPIS en français pour guide plasmonique intégré au substrat ou SIPW en anglais pour *substrate integrated plasmonic waveguide*) est tout d'abord effectuée. Cette structure est similaire à celle utilisée dans [170]. Le principe de fonctionnement de cette structure est expliqué. Outre la gamme de fréquences bien plus élevée que celle présentée dans [170], les travaux présentés ici visent à détailler le dimensionnement de ces structures à partir d'une étude paramétrique. Cela permettra, par la suite, la conception de circuits RF en SIPW.

##### a) Présentation de la topologie

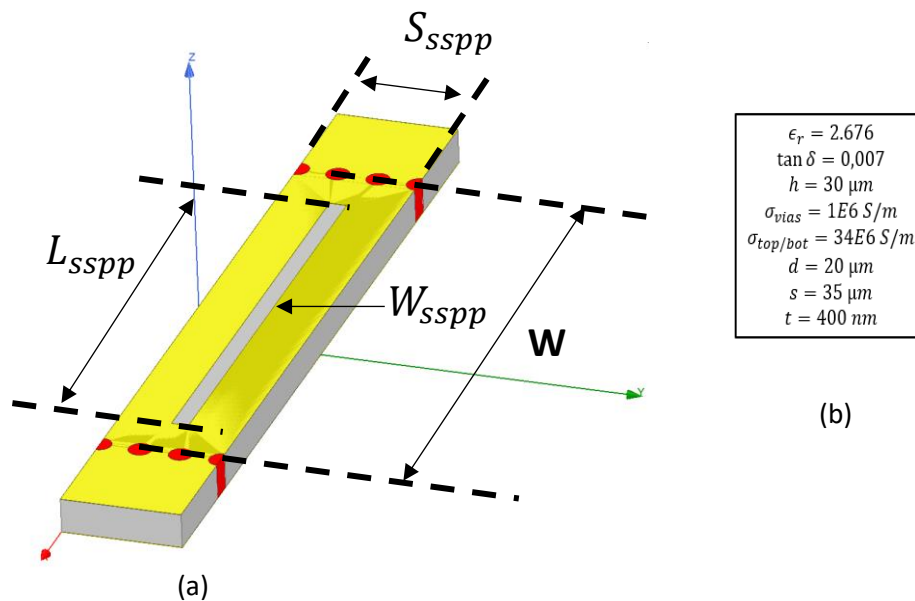


Figure IV-101 : (a) Vue 3D d'une section de SIPW en technologie BCB-Si pour une propagation de l'onde selon l'axe  $y$ , avec ci-contre (b) les dimensions du guide et les paramètres électriques du substrat.

Une section du SIPW est illustrée à la Figure IV-101 (a), il est composé de deux couches de métal supérieur et inférieur, de deux rangées latérales de vias pour former les murs latéraux, et de fentes réalisées dans le métal supérieur pour exciter le mode SSPP. Les différentes dimensions et propriétés du substrat sont rappelées dans l'encadré de la Figure IV-101 (b) où  $d$ ,  $s$ ,  $t$ , et  $h$  correspondent



respectivement au diamètre des vias, à l'espacement centre-à-centre des vias, à l'épaisseur des métallisations et à celle du substrat. La largeur et la longueur de la fente sont nommées  $W_{SSPP}$  et  $L_{SSPP}$ , et la période entre fentes est nommée  $S_{SSPP}$ .

### b) Principe de fonctionnement

Supposons un guide d'ondes propageant une onde suivant un mode  $TE_{10}$  avec un vecteur d'ondes  $k$  dans lequel sont ajoutées des fentes suivant une période  $S_{SSPP}$  comme illustré sur les Figure IV-102. Prenons deux cas différents, soit une longueur d'onde grande devant  $S_{SSPP}$  (Figure IV-102 (a)) ou soit similaire à cette dernière (Figure IV-102 (b)). Dans ces deux cas de figure, l'orientation du champ électrique est tracée de manière schématique de part et d'autre des fentes à l'aide de l'amplitude de l'onde dans le guide. On remarque que la polarité du champ électrique au niveau des fentes varie suivant la position de l'onde  $TE_{10}$  dans le guide, et que le champ électrique est regroupé par paquet de fentes de même polarité pour une grande longueur d'onde. Lorsque la fréquence augmente, la taille des paquets diminue, la polarité du champ électrique varie maintenant entre chaque fente. De manière intuitive, lorsque la fréquence de l'onde est telle que la variation de polarité du champ électrique devient plus petite que la période, cela doit aboutir à une augmentation rapide de l'atténuation. Notons une nouvelle fois que le mode SSPP est composé d'un champ électrique dans le sens de propagation, le champ magnétique non représenté ici est perpendiculaire à la direction de propagation et au champ électrique.

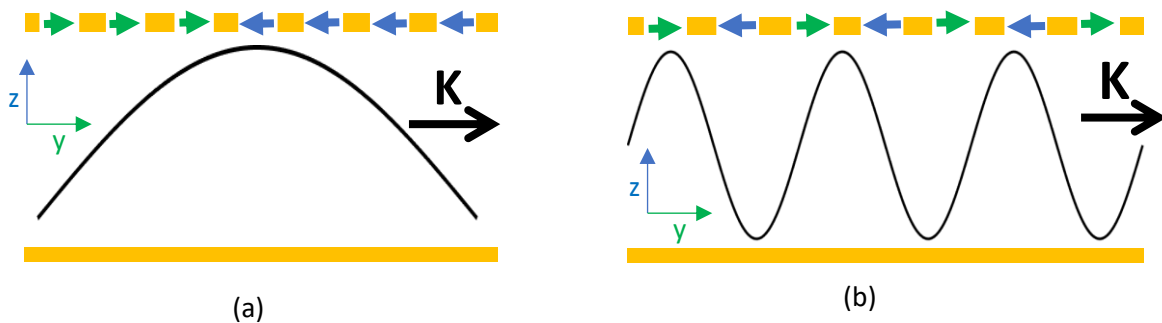


Figure IV-102 : Vue de côté du champ électrique dans un SIW à fentes périodiques pour une (a) grande ou (b) courte longueur d'onde par rapport à la période  $S_{SSPP}$ . Le vecteur  $k$  (direction de propagation) se fait selon l'axe- $y$  défini à la Figure IV-101.

La Figure IV-103 présente le diagramme de dispersion d'un guide d'ondes intégré au substrat à fentes périodiques pour différentes largeurs  $W$  et différentes longueurs de fente  $L_{SSPP}$ . Pour chaque courbe, deux fréquences de coupure peuvent être identifiées. La première dans les basses fréquences lorsque  $(k \cdot S_{SSPP})/\pi = 0$  correspond à la coupure du mode  $TE_{10}$  et la deuxième à plus haute fréquence lorsque  $(k \cdot S_{SSPP})/\pi = 1$  correspond à la coupure du mode SSPP. De plus, notons que la fréquence de coupure basse est seulement fonction de la largeur  $W$  du guide d'ondes et que la fréquence de

coupure haute est seulement modifiée par la longueur de fente  $L_{SSPP}$ . Ainsi, le SIW à fentes périodique autorise la propagation d'ondes uniquement entre ces deux fréquences de coupure, celles-ci pouvant être indépendamment modifiées.

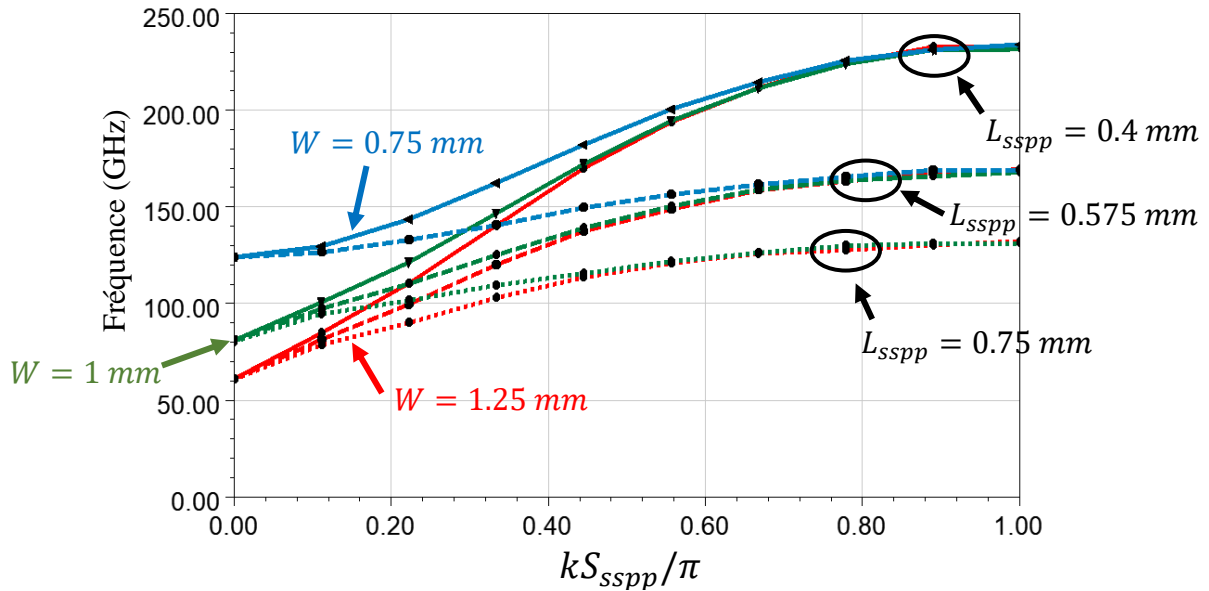


Figure IV-103 : Diagramme de dispersion du guide intégré au substrat à fentes périodiques pour plusieurs longueurs de fente  $L_{SSPP}$  (0.75 mm, 0.575 mm et 0.4 mm) et plusieurs largeurs de guide d'ondes  $W$  (1.25 mm, 1 mm et 0.75 mm). La période entre fentes  $S_{SSPP}$  est fixé à 0.21 mm et la largeur fente  $W_{SSPP} = 15 \mu\text{m}$ .

### c) Etude paramétrique

L'étude paramétrique du SIPW est réalisée en deux étapes : la première analyse le comportement d'une fente seule à l'aide de sa matrice ABCD, la deuxième l'étudie dans le cadre d'une répétition périodique de cette dernière et observe les paramètres de propagation du nouveau guide.

#### i. Comportement de l'impédance d'une fente seule

La matrice ABCD d'une fente est extraite à l'aide d'une méthode similaire à celle utilisée pour extraire les paramètres S d'un couplage en iris à la partie 2.5.2.a) du chapitre 2. La structure de la Figure IV-104 (a) est dans un premier temps simulée sous le logiciel Ansys HFSS en fréquentiel « modal » puis deux dispositifs de de-embedding sont construits avec un écart de longueurs électrique de  $90^\circ$  à la fréquence centrale (Figure IV-104 (b) et (c)). La méthode utilisée pour supprimer l'effet des guides d'accès sur la structure de la Figure IV-104 (a) est un algorithme de de-embedding TL [261].

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

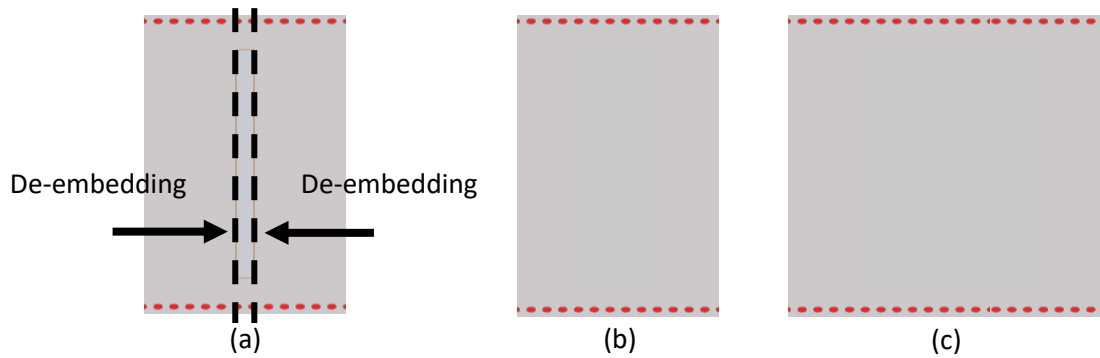


Figure IV-104 : (a) Modèle pour l'extraction de la matrice ABCD d'une fente, (b) guide court et (c) et long pour l'algorithme de de-embedding.

Les composantes de la matrice ABCD obtenue pour un guide d'ondes de 1.3 mm de large sont représentées à la Figure IV-105 (a) en fonction de la fréquence et pour différentes longueurs de fentes  $L_{sspp}$ . Il peut être noté que les paramètres A, C et D sont des nombres purement réels et égaux à 1. Ainsi, l'on peut reconnaître la correspondance avec la matrice ABCD d'une impédance série tel que celle de la Figure IV-105 (b). Concernant la nature de cette impédance, nous pouvons remarquer que le paramètre B de cette matrice a une partie imaginaire positif en basse fréquence et qu'elle devient négative à partir d'une fréquence de résonance variable suivant la longueur de fente. Quant à la partie réelle, elle est positive en basse fréquence et devient très grande à la résonance. Par conséquent, nous pouvons réduire cette impédance série au schéma de la Figure IV-105 (c), soit à un résonateur constitué d'une inductance L et une capacité C en parallèle.

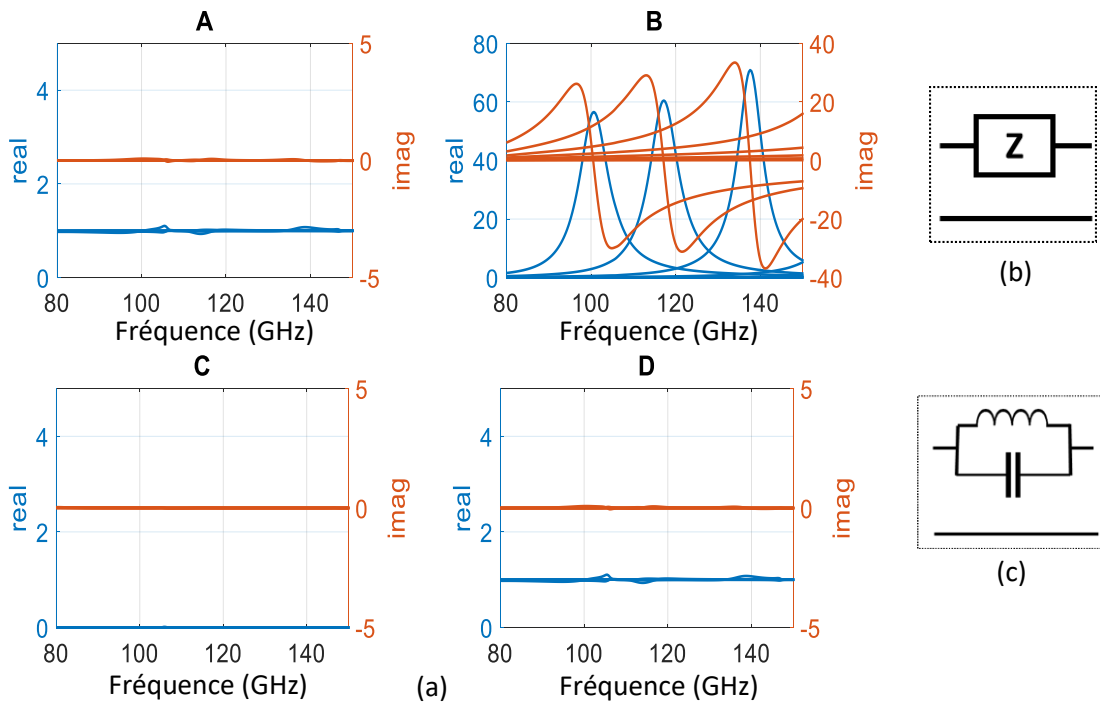


Figure IV-105 : (a) Partie imaginaire et réelle des composantes de la matrice ABCD d'une fente en fonction de la fréquence pour différente longueur  $L_{sspp}$ , (b) impédance série et (c) résonateur LC parallèle en série équivalente à la matrice ABCD de la fente.

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

L'évolution de la partie imaginaire et réelle de l'impédance série  $Z_s$  en fonction de la longueur de fente est donnée à la Figure IV-106 (a) et (b) pour différentes largeurs  $W_{sspp}$  et à une fréquence égale à 1.5 fois la fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$ , soit 106.8 GHz. Il peut être remarqué que la largeur de la fente  $W_{sspp}$  a peu d'effet sur la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance série  $Z_s$ . Notons toutefois une légère diminution de la partie imaginaire et une augmentation de la partie réelle à partir de  $\tilde{L}_{sspp} = L_{sspp}/W = 0.5$  pour la plus petite largeur de fente  $W_{sspp} = 6 \mu\text{m}$ .

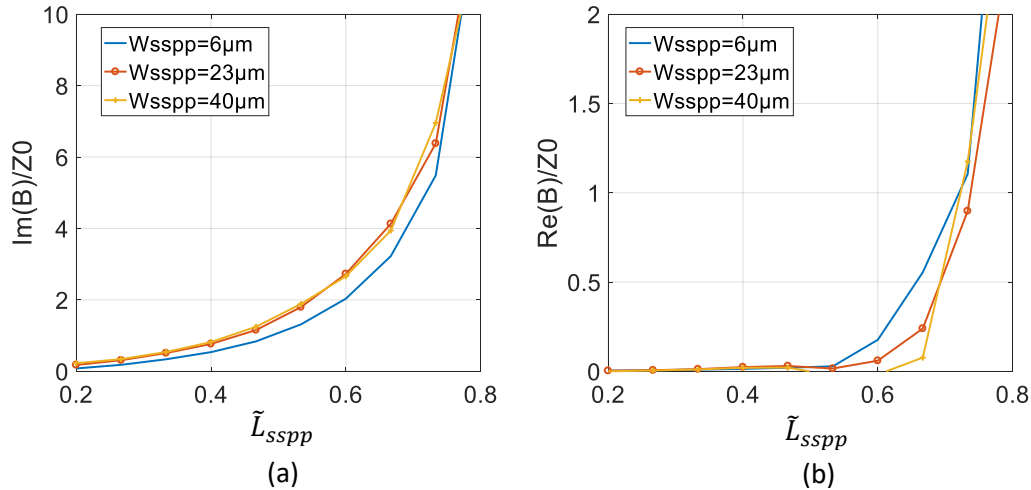


Figure IV-106 : Evolution des partie (a) imaginaire et (b) réelle de  $Z_s$  en milieu de bande du mode  $TE_{10}$ , soit à  $1.5f_{c10}$ , en fonction de la longueur  $L_{sspp}$  et pour différentes largeur  $W_{sspp}$ .

Enfin, les courbes de tendance de la partie imaginaire et réelle de cette impédance série (IV-134) sont calculées grâce aux outils de l'environnement MATLAB en fonction de la variable  $x$  représentant la fréquence normalisée  $f/f_{c10}$  (IV-135). Des fonctions rationnelles ont été choisies avec un ordre 2 pour le polynôme du numérateur et un ordre 4 pour celui du dénominateur de la partie imaginaire (IV-136) et un ordre 1 et 2 pour ceux de la partie réelle (IV-137). Ce calcul a été répété pour les différentes longueurs de fentes si bien qu'il permet de calculer par interpolation  $Z_s$  pour toute fréquence normalisée  $f/f_{c10}$  et toute valeur de  $\tilde{L}_{sspp}$  entre 0.2 et 1. Les équations (IV-136) et (IV-137) seront utilisées dans la section suivante pour l'étude de la structure SSPP à fentes périodiques afin de réduire les temps de simulation et d'obtenir des abaques de conception.

$$\frac{Z_s(x)}{Z_0} = Re\left(\frac{Z_s(x)}{Z_0}\right) + i Im\left(\frac{Z_s(x)}{Z_0}\right) \quad (IV-134) \quad x = f/f_{c10} \quad (IV-135)$$

$$Im(Z_s(x)) = \frac{p_1 x^2 + p_2 x + p_3}{x^4 + q_1 x^3 + q_2 x^2 + q_3 x + q_4} \quad (IV-136) \quad Re(Z_s(x)) = \frac{p_1 x + p_2}{x^2 + q_1 x + q_2} \quad (IV-137)$$

## ii. Etude de fentes périodiques

Le nouveau guide d'ondes à fentes périodiques est formé à l'aide de la matrice  $ABCD_{GIS}$  du SIW simple (IV-138) et celle  $ABCD_{Z_s}$  de l'impédance série représentant la fente (IV-141). La partie réelle et la partie imaginaire de  $Z_s/Z_0$  (IV-142) sont déduites pour toute valeur de  $\tilde{L}_{sspp}$  grâce à la courbe de tendance des résultats précédents. La matrice  $ABCD_{GPIS}$  du nouveau guide est formée en multipliant les dernières matrices selon l'expression (IV-140) ci-dessous.

$$ABCD_{GIS} = \begin{bmatrix} \cosh\left(\gamma \frac{S_{sspp}}{2}\right) & \sinh\left(\gamma \frac{S_{sspp}}{2}\right) \\ \sinh\left(\gamma \frac{S_{sspp}}{2}\right) & \cosh\left(\gamma \frac{S_{sspp}}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (IV-138) \quad \gamma = \alpha_{GIS} + i\beta_{GIS} \quad (IV-139)$$

$$ABCD_{GPIS} = ABCD_{GIS} \cdot ABCD_{Z_s} \cdot ABCD_{GIS} \quad (IV-140) \quad ABCD_{Z_s} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s/Z_0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV-141)$$

$$\frac{Z_s}{Z_0} = \frac{Re_{Z_s}}{Z_0} + i \frac{Im_{Z_s}}{Z_0} \quad (IV-142)$$

La structure étant symétrique, l'impédance caractéristique de l'onde dans le SIPW est calculée à l'aide de l'impédance de Bloch [2] par les expressions (IV-143) ou (IV-144), selon que la composante  $A_{GPIS}^2$  est respectivement supérieure ou inférieure à 1.

$$\frac{Z_B}{Z_0} = \frac{B_{GPIS}}{\sqrt{A_{GPIS}^2 - 1}} \quad (IV-143)$$

$$\frac{Z_B}{Z_0} = \frac{-B_{GPIS}}{i\sqrt{1 - A_{GPIS}^2}} \quad (IV-144)$$

Similairement à l'impédance d'onde d'un guide rectangulaire,  $Z_B$  est un nombre réel dans la bande passante de la structure, c'est-à-dire pour un mode propagatif, et elle est un nombre imaginaire pour un mode évanescent dans le guide.

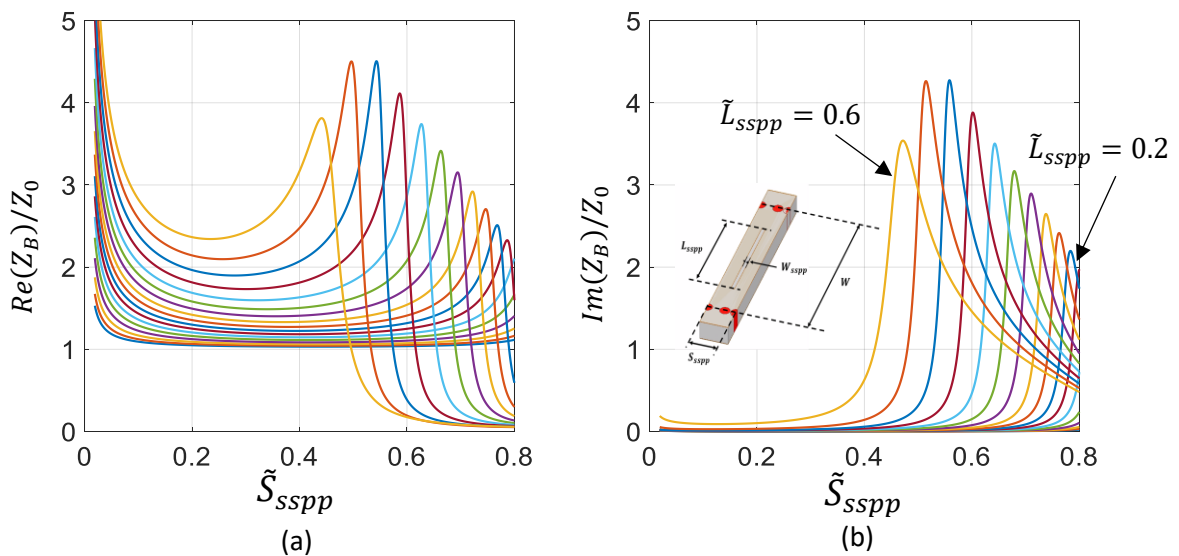


Figure IV-107 : (a) Partie réelle et (b) imaginaire de l'impédance de Bloch  $Z_B$  en fonction de la période normalisée  $S_{sspp}/W$  et pour différentes longueurs de fentes normalisées  $L_{sspp}/W$  comprises entre 0.6 et 0.2.

#### 4.3 : Mode de propagation SSPP

La Figure IV-107 illustre l'évolution de cette impédance en fonction de la période  $\tilde{S}_{SSPP} = S_{SSPP}/W$  et de la longueur de fente  $\tilde{L}_{SSPP}$  normalisée par la largeur du guide d'onde. Ces résultats sont affichés pour une fréquence donnée de  $1.5f_{c_{10}}$  soit à 132 GHz pour une fréquence de coupure du mode  $TE_{10}$  de 88 GHz. Ainsi, pour de faibles valeurs de  $\tilde{S}_{SSPP}$  (par exemple  $\tilde{S}_{SSPP} = 0.2$ ), quelles que soient la longueur des fentes  $\tilde{L}_{SSPP}$ , la propagation existe à la fréquence de  $1.5f_{c_{10}}$ .

Les résonances observées sur la partie imaginaire de l'impédance  $Z_B$  correspondent à la condition pour laquelle la fréquence d'observation  $1.5f_{c_{10}}$  est égale à la fréquence de coupure du mode SSPP nommée  $f_h$ . Ainsi, par exemple, les couples  $\{\tilde{L}_{SSPP}=0.6 ; \tilde{S}_{SSPP}=0.45\}$  (correspondant à une grande longueur de fente et une relativement petite période entre fente) et  $\{\tilde{L}_{SSPP}=0.2 ; \tilde{S}_{SSPP}=0.78\}$  (correspondant à une plus petite longueur de fente et une grande période entre fente) conduisent à une fréquence de coupure  $f_h = 1.5f_{c_{10}}$ .

La partie réelle quant à elle devient nulle pour une période n'autorisant qu'une onde évanescente, et augmente avec la longueur  $\tilde{L}_{SSPP}$  dans la bande passante. La Figure IV-107 permet de tracer l'abaque suivant de la Figure IV-108 qui résume la correspondance entre la fréquence de coupure  $f_h$  et les dimensions de fentes normalisées  $\tilde{S}_{SSPP}$ ,  $\tilde{L}_{SSPP}$ . Ainsi pour une longueur donnée,  $f_h$  diminue avec une augmentation de la période et inversement.

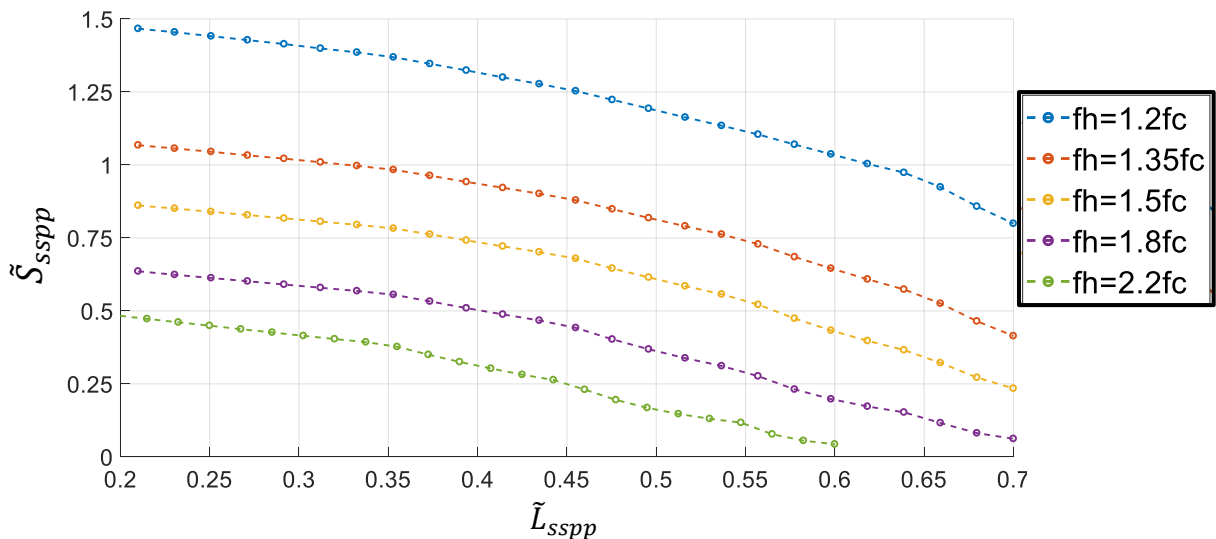


Figure IV-108 : Abaque de la fréquence de coupure haute  $f_h$  en fonction de la périodicité  $S_{SSPP}$  et de la longueur de fente  $L_{SSPP}$ , tous deux normalisés par la largeur du guide d'ondes  $W$ .

Par la suite et à l'aide du calcul (IV-140) de la matrice  $ABCD_{GPIS}$  du guide à fentes périodiques, la nouvelle constante de phase  $\beta_{GPIS}$  et l'atténuation  $\alpha_{GPIS}$  pour chaque point de la Figure IV-108 peuvent être calculées selon les expressions (IV-145) et (IV-146) :

$$\beta_{GPIS} = Im \left( \frac{\text{acosh } A_{GPIS}}{S_{SSPP}} \right) \quad (IV-145)$$

$$\alpha_{GPIS} = Re \left( \frac{\text{acosh } A_{GPIS}}{S_{SSPP}} \right) \quad (IV-146)$$

$$f_0 = \sqrt{f_h f_{c10}} \quad (IV-147)$$

Comme il est peu intéressant d'observer ces paramètres à la fréquence de coupure haute  $f_h$ , les courbes sont tracées à une fréquence de fonctionnement nommée  $f_0$  définie selon l'équation (IV-147) comme étant la fréquence centrale géométrique entre les deux fréquences de coupure du guide d'ondes à fentes périodiques. Pour valider les résultats des équations précédentes, des simulations électromagnétiques ont été menées. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure IV-109 en fonction des dimensions de fentes et pour différentes fréquences de coupure  $f_h$ . Seule la constante de phase calculée avec (IV-145) a été reportée sur ces figures car l'atténuation s'est avérée bien plus importante par le calcul qu'en simulation. Ainsi, des travaux supplémentaires restent à mener pour expliquer cette différence.

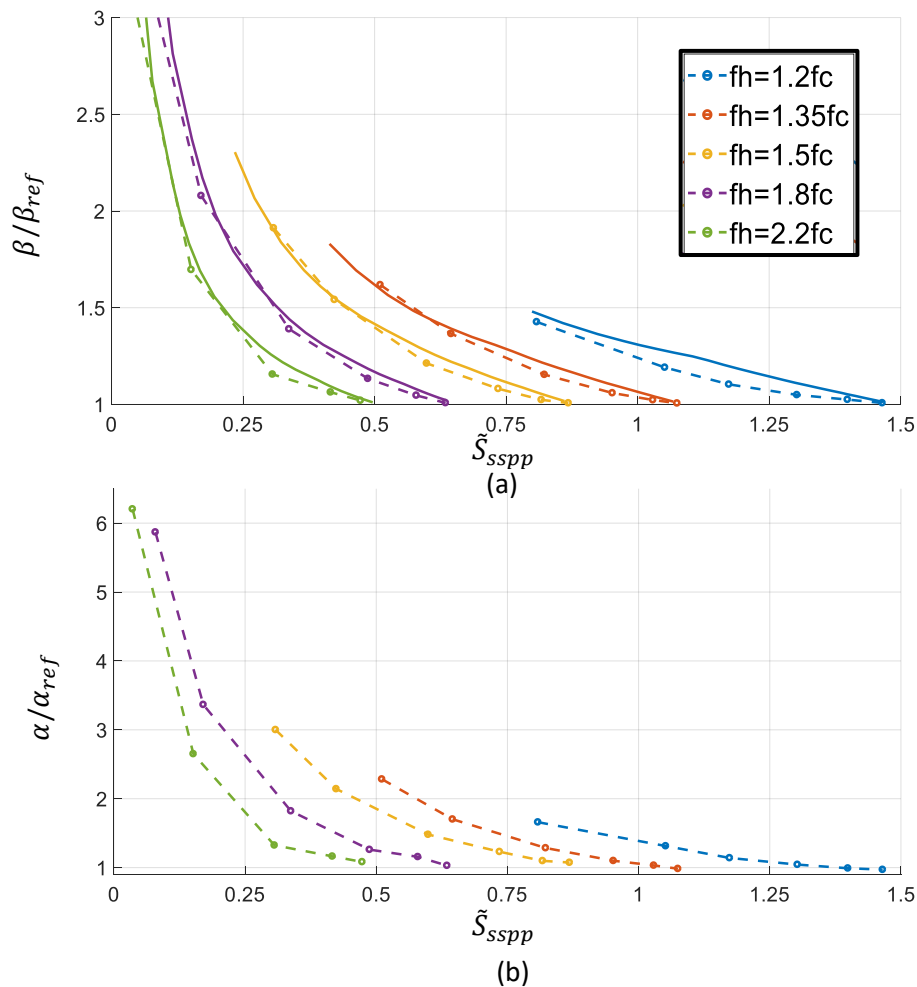


Figure IV-109 : (a) Constante de phase et (b) constante d'atténuation normalisée du SIPW par ceux du SIW classique à la fréquence centrale  $f_0$  en fonction de la période  $\tilde{S}_{SSPP}$  pour différentes fréquences de coupure  $f_h$ . Les traits pleins correspondent au modèle et les traits pointillés aux simulation électromagnétiques.

Néanmoins, il peut être observé sur la Figure IV-109 (a) que la constante de phase calculée avec (IV-145) est en très bonne correspondance avec la simulation et qu'elle augmente avec une diminution de  $\tilde{S}_{SSPP}$  et une augmentation de  $f_h$ , soit pour de plus grandes longueurs de fentes. Ce facteur peut atteindre des valeurs égales à 3 pour des grandes fentes très rapprochées les unes des autres, ce qui correspond à une miniaturisation longitudinale importante. Concernant la constante d'atténuation normalisée illustrée à la Figure IV-109 (b), une même variation peut être remarquée avec pour chaque courbe une zone à faibles pertes pour les plus grandes périodes et une zone à constante de phase élevée pour des périodes plus petites. Ainsi, la constante de phase est d'autant plus élevée que la période entre fentes est petite, ce qui a également comme incidence une augmentation de la constante d'atténuation.

Ainsi, ces figures nous montrent que plusieurs combinaisons de  $\tilde{S}_{SSPP}$  et  $\tilde{L}_{SSPP}$  pour une même fréquence de coupure haute  $f_h$  peuvent être choisies, mais que toutes ne possèdent pas la même constante de phase ni la même atténuation. Certaines auront un effet d'ondes lentes important mais avec une constante d'atténuation plus élevée, et d'autres à l'inverse auront un faible effet d'ondes lentes mais une constante d'atténuation proches du SIW de référence. Un compromis apparaît donc entre miniaturisation et performances.

#### d) Dimensionnement de guides SIPW à fentes périodiques

Pour la miniaturisation longitudinale de SIW à l'aide de fentes périodiques, on souhaite que  $f_h/f_{c_{10}} \geq 2$  afin de ne pas diminuer la largeur de bande du mode  $TE_{10}$ , ainsi on choisira par exemple un couple  $\tilde{L}_{SSPP}$  et  $\tilde{S}_{SSPP}$  sur la courbe verte de la Figure IV-108. Or d'après les abaques de la Figure IV-109 (c), il faudrait choisir une période plus grande que  $0.3 \cdot W$  pour éviter la zone à fortes pertes. Néanmoins une telle période ne permet pas d'obtenir un  $SWF$  élevé. Ainsi, le dimensionnement final est un compromis entre taux de pertes et miniaturisation, comme énoncé précédemment.

### 4.3.3. Conception de filtres large bande à base de SIW plasmonique

Dans le cadre de cette thèse, ces structures à fentes périodiques SSPP ont été principalement étudiées pour la conception de filtres compacts à large bande ( $BP/f_0 > 20\%$ ). Ainsi, nous allons à présent détailler comment choisir les dimensions des fentes périodiques afin d'obtenir un filtre large bande grâce au caractère passe haut du mode  $TE_{10}$  et celui passe-bas des fentes périodiques engendrant le mode SSPP.



## a) Dimension des fentes

Considérons un filtre à large bande passante, de fréquence centrale  $f_0$ , le ratio  $f_h/f_{c_{10}}$  étant inférieur à 2. Ces fréquences dépendent de la largeur de bande passante relative nommée FBW suivant les expressions (IV-148) et (IV-149) :

$$f_{c_{10}} = f_0 \left(1 - \frac{FBW}{2}\right) \quad (IV-148)$$

$$f_h = f_0 \left(1 + \frac{FBW}{2}\right) \quad (IV-149)$$

Afin d'obtenir une surface du circuit compacte, une solution consisterait à choisir une faible période entre fentes  $\tilde{S}_{sspp}$  pour placer  $f_h$  à la fréquence souhaitée. Néanmoins nous avons vu qu'une faible période  $\tilde{S}_{sspp}$  est associée avec une constante d'atténuation élevée (voir Figure IV-109), ce qui engendrerait des pertes d'insertion importantes à la fréquence centrale du filtre. De plus, ceci implique une grande longueur de fente  $\tilde{L}_{sspp}$  et donc une adaptation difficile à réaliser en raison d'une partie réelle de l'impédance de Bloch  $Z_B$  bien supérieure à celle du SIW classique (Figure IV-107 (a)). Dans le cas contraire, un filtre avec une longue période aurait peu de pertes mais occuperait une grande surface.

Pour illustrer ces propos, trois filtres ont été conçus notamment à partir de l'abaque de la Figure IV-108 pour  $f_h = 1.5 \cdot f_{c_{10}}$  (c'est-à-dire pour chercher à obtenir une bande passante relative de 40 %). Une comparaison des paramètres S de ces trois filtres est présentée à la Figure IV-110 pour trois différents couples  $\tilde{L}_{sspp}$  et  $\tilde{S}_{sspp}$  dont les valeurs normalisées par la largeur du guide sont résumées dans le Tableau IV-24. Le nombre de fentes a été ajusté afin de comparer ces filtres pour une même longueur électrique, ici de  $1000^\circ$  degré. L'impédance du port sur HFSS a aussi été ajustée afin de se placer dans un cas à faibles pertes par réflexion.

Tableau IV-24 : Résumé des dimensions des filtres comparés à la Figure IV-110

	$\tilde{L}_{sspp}$	$\tilde{S}_{sspp}$	Nombre de fentes	Impédance du port	Longueur Totale
Filtre N° 1	0.5	0.624	11	480 $\Omega$	7.25 mm
Filtre N° 2	0.6	0.446	13	600 $\Omega$	6.12 mm
Filtre N° 3	0.7	0.237	15	1050 $\Omega$	3.6 mm

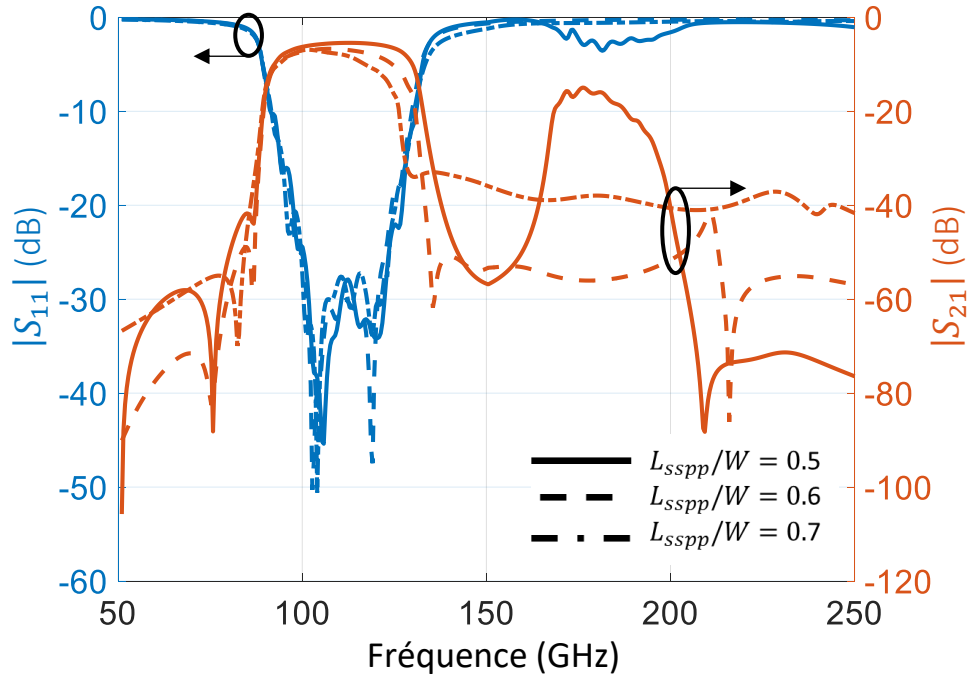


Figure IV-110 : Comparaison de filtres à base de fentes périodiques

En calculant la bande passante relative simulée pour les trois filtres conçus, on peut remarquer qu'elle est égale à 38 % pour le filtre N°1, et respectivement à 36.9 % et à 34.5 % pour les filtres N°2 et N°3. Les bandes passantes relatives de ces filtres n'étant pas identiques, il s'avère difficile d'en comparer les performances en termes de pertes d'insertion dans la bande passante. Néanmoins, les résultats montrent une dégradation des pertes d'insertion en haut de bande passante pour des longueurs de  $\tilde{L}_{sspp}$  plus grandes. Ainsi, le filtre N°1 présente une réponse plus plate dans la bande passante par rapport aux deux autres filtres, mais au prix d'une plus étroite largeur de bande atténuée. En effet, le deuxième mode  $TE_{20}$  dans le guide d'ondes ne semble pas être assez atténué par la fente de longueur normalisée égale à 0.5, ainsi une longueur  $\tilde{L}_{sspp}$  de 0.6 où l'atténuation est située autour de 25 dB de 140 GHz à 250 GHz semble un bon compromis entre performances dans la bande passante et hors bande passante. Concernant le filtre le plus compact, le filtre N°3, ses pertes d'insertion sont égales à 7.8 dB contre respectivement 6.8 dB et 5.4 dB pour les deux autres combinaisons et sa plus haute impédance de port montrent l'impact d'une faible période  $\tilde{S}_{sspp}$  et d'une longue fente  $\tilde{L}_{sspp}$  sur les performances électriques et la difficulté d'adaptation. Notons néanmoins que ce filtre est bien plus court que les filtres N°2 et N°1 et cela pour une même longueur électrique.

Enfin, des simulations ont été menées afin de vérifier le rayonnement électromagnétique en champ lointain de telles structures. Les résultats obtenus ont montré un maximum de gain réalisé à  $f_0$  égale à respectivement -6.7, -9.6 et -8.2 dBi pour les filtres N°1, N°2 et N°3. Ceci est plutôt conforme aux

analyses du mode SSPP dans [1] où il est relevé que le caractère radiatif de ce mode de propagation diminue avec une augmentation de la constante de phase.

### b) Nombre de fentes

Concernant le nombre de fentes sur un filtre à dimensions de fentes données, les résultats de simulation de la Figure IV-111 montrent l'influence des paramètres sur les pentes de réjection du filtre ainsi que sur les pertes d'insertion. Plus précisément pour deux filtres à 4 ou 10 fentes, les pentes basse et haute sont égales respectivement à 223 dB/dec à 439 dB/dec et  $-1471$  dB/dec,  $-1593$  dB/dec. Concernant les pertes d'insertion, elles sont égales à 2.25 dB et 5.25 dB pour 4 et 10 fentes soit de l'ordre de 0.53 dB/fente. Ainsi, le nombre de fentes est, de manière attendue, un compromis entre pertes d'insertion et pentes des droites de réjection supérieures.

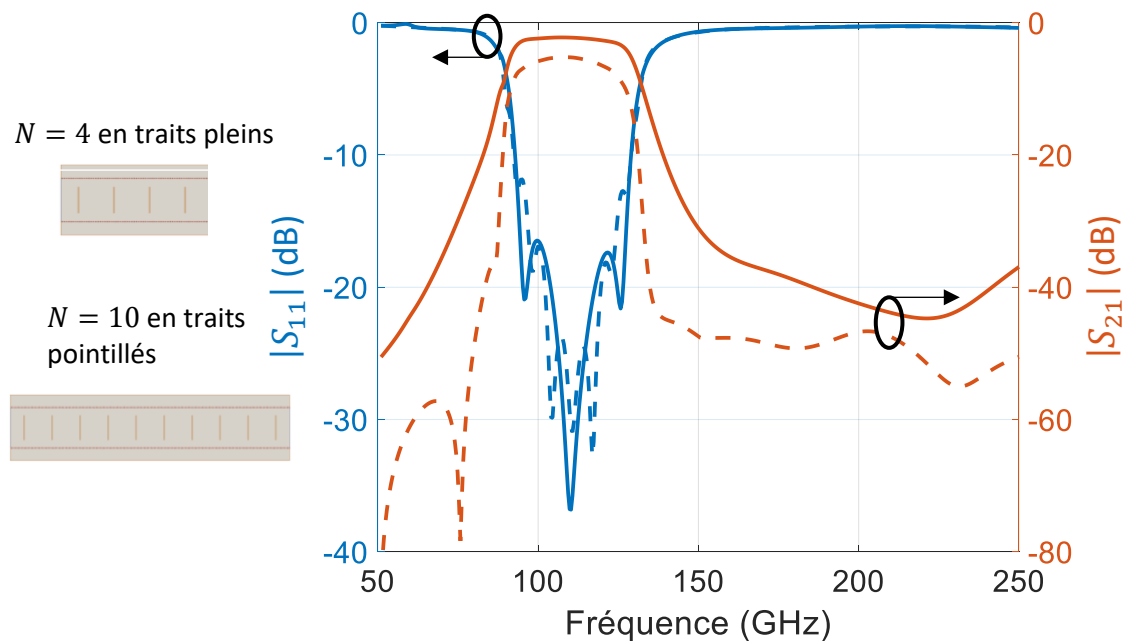


Figure IV-111 : Comparaison du filtre N°2 pour deux nombres de fentes différents : 4 fentes en traits pleins et 10 fentes en traits discontinus.

### c) Transitions entre SIPW, SIW classique et lignes de transmissions planaires

La Figure IV-112 est une vue de dessus du filtre conçu en bande F (90-140 GHz) avec deux zones de transition, une première pour l'adaptation entre SIW avec fentes et SIW classique et une deuxième pour l'adaptation entre les sections de SIW classique et les lignes d'accès coplanaires 50  $\Omega$ . Le filtre est composé de 11 fentes mais les longueurs des 4 premières de part et d'autre de la fente du milieu ont été progressivement diminuées pour réaliser une adaptation large bande avec le SIW classique. Ces longueurs nommées  $L_i$  suivent une progression en sinus suivant l'expression (IV-150) où  $L_{SSPP}$  est la longueur de la (les) fente(s) du milieu et  $N_{tr}$  le nombre de fentes dans la transition.

$$L_i = L_{sspp} \sin\left(\frac{i\pi}{2(N_{tr}+1)}\right) \text{ pour } i = \{1, 2, \dots, N_{tr}\} \quad (\text{IV-150})$$

Les dimensions des filtres conçus dans les bandes de fréquence F, WR05 et WR03 sont indiquées dans le Tableau IV-25 en considérant une longueur de fente  $\tilde{L}_{sspp}$  autour de 0.6 pour faciliter l'adaptation et obtenir un niveau de pertes modéré. Le Tableau IV-26 résume les dimensions des transitions entre les lignes d'accès GCPW et le SIW.

Tableau IV-25 : Résumé des dimensions des résonateurs et des couplages des filtres à fentes périodiques

Bande de fréquence	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_{sspp}$ ( $\mu\text{m}$ )	$S_{sspp}$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_3$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_4$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{sspp}$ ( $\mu\text{m}$ )
F	1054	6	400	163	316	447	547	632
WR05	648	6	250	109	320	298	365	421
WR03	428	6	190	66	128	181	222	256

Tableau IV-26 : Résumé des dimensions des transitions et accès pour les filtres à fentes périodiques

Bande de fréquence	$W_s$ ( $\mu\text{m}$ )	Gap ( $\mu\text{m}$ )	$W_t$ ( $\mu\text{m}$ )	$G_t$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_t$ ( $\mu\text{m}$ )
F	60	10	268.5	210.4	446
WR5	60	10	210.1	124	230
WR3	60	10	197.3	64	134

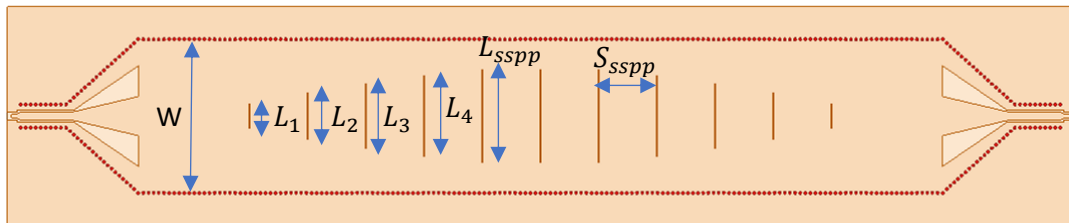


Figure IV-112 : Vue de dessus du filtre à fentes périodiques en bande F avec ses transitions et lignes d'accès coplanaires à plan de masse.

#### 4.3.4. Mesures des filtres large bande à base de SIW plasmoniques

Les premières mesures de ces filtres larges bandes à fentes périodiques ont été réalisées au CIME-Nanotech à Grenoble pour la bande F sur un analyseur 2 ports ANRITSU MS4647B 145 GHz avec un calibrage LRRM, et à l'IEMN à Lille pour les bandes WR5 à WR2 sur un analyseur 2 ports Rohde & Schwarz ZVA 24 avec deux types de calibrage (LRRM sur Alumine ou TRL sur Si-HR) selon la bande considérée.

Les effets des lignes d'accès GCPW et des transitions sur la réponse du filtre ont pu être corrigés grâce à un algorithme de de-embedding de type TL [261] utilisant deux guides d'ondes de référence d'une différence de longueur électrique égale à  $90^\circ$  à  $f_0$ .

## a) Comparaison avec la simulation

Les paramètres S mesurés des filtres après de-embedding sont présentés à la Figure IV-113 en comparaison des résultats obtenus en simulation. Un résumé des performances est disponible dans le Tableau IV-27. Premièrement, notons un décalage de la fréquence de coupure basse des filtres mesurés de 9 GHz et de 5GHz vers les plus basses fréquences respectivement pour les filtres en bande F et en bande WR05. Ce décalage pourrait être causé par une largeur du guide d'ondes fabriqué différente ou une variation de la constante diélectrique du BCB, ou encore par une déformation non homogène du substrat. Les deux premières solutions n'ont pas été retenues car les largeurs des guides d'ondes ont été mesurées conformes à celles attendues et car une trop grande variation de permittivité était nécessaire pour retrouver les résultats (+40 %). Le troisième point, la déformation du substrat de BCB, sera détaillé à l'aide de mesures physiques et de retro-simulations à la partie 4.5 de ce chapitre.

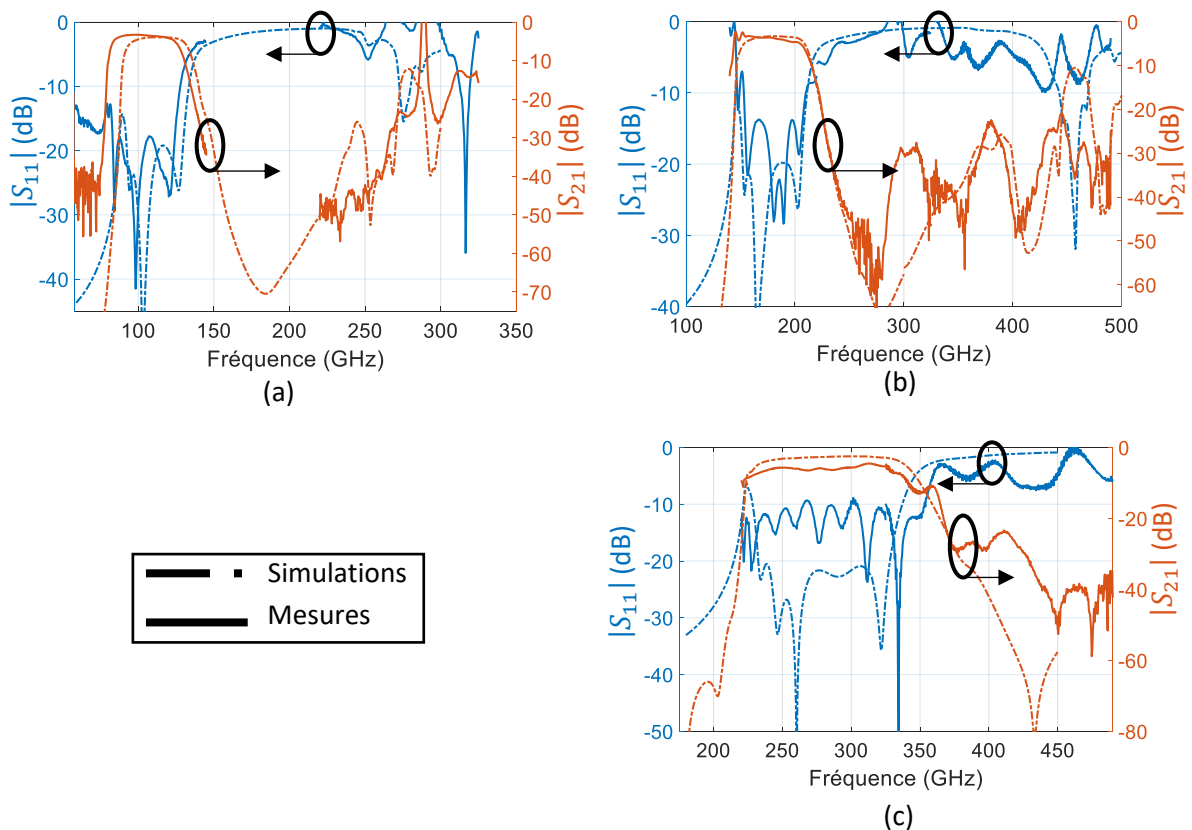


Figure IV-113 : Comparaison des paramètres S des filtres à fente mesurés (après de-embedding des accès) et des simulations dans les bandes de fréquences suivantes : (a) bande F, (b) bande WR05 et (c) la bande WR03. Les simulations sont tracées en pointillés et les mesures en traits pleins. Les paramètres  $S_{21}$  et paramètres  $S_{11}$  sont représentés respectivement par les courbes rouges et bleus.

Tableau IV-27 : Résumé des performances des filtres à fentes en mesure et en simulation

	Bande F		WR05		WR03	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
$IL$ (dB)	3.94	3.45	3.8	3.76	2.67	6.16
$f_0$ (GHz)	110.6	101.5	180	180.5	290	290
$RL$ (dB)	19.22	17.82	20	14	21	10
$BPR$ (%)	36.7	43.1	33.8	36.9	38	41

Les pertes d'insertion mesurées sont respectivement égales à 3.45 dB, 3.76 dB et 6.16 dB aux fréquences centrales respectives de 101.5 GHz, 180.5 GHz et 275 GHz. Pour le filtre en bande F, les pertes d'insertion mesurées sont plus faibles qu'attendu d'environ 0.5 dB, ce qui est principalement dû à la différence de largeur de bande passante obtenue en mesure par rapport à la simulation, ce qui sera détaillé dans la partie 4.5 de ce chapitre. Dans la bande WR5, les mesures et les simulations sont en bon accord en termes de pertes d'insertion, bande passante et fréquence centrale. Cependant, il faut noter un comportement du filtre mesuré non conforme à ce qui était attendu à la fréquence de coupure basse (avec des ondulations autour de cette fréquence). De même dans la bande atténuée du filtre, autour de 290 GHz, il faut noter que le paramètre  $S_{11}$  (en dB) devient positif, ce qui peut être dû à un problème de mesure. Des mesures complémentaires devront donc être réalisées pour comprendre les phénomènes observés. Le troisième filtre en bande WR03 montre des pertes plus importantes plus de deux fois supérieures à celles simulées. Le paramètre  $S_{11}$  est dégradé par rapport à celui attendu, ce qui participe à l'augmentation des pertes d'insertion et peut indiquer également un calibrage ou de-embedding de moindre qualité mais difficile à obtenir dans cette bande de fréquences. Enfin, les grandes largeurs de bandes atténuées ont été conservées en mesure, avec un paramètre  $S_{21}$  inférieur à -20 dB jusqu'à 2.5, 2.8 et 1.8 fois  $f_0$ , respectivement pour ces trois filtres en bandes F, WR05 et WR03.

#### b) Comparaison à l'état de l'art

Les filtres à large bande proposés dans cette thèse sont comparés dans le Tableau IV-28 avec d'autres filtres millimétriques réalisés dans différentes technologies et à base de topologies variées pour une bande passante relative (FBW) supérieure à 30 %. Les filtres ont tous été réalisés à l'aide de SIW sauf pour celui dans la référence [294] à base de lignes microrubans en technologie CMOS. Notons ici que les filtres de l'état de l'art qui sont présentés ici fonctionnent certes en bande millimétrique, mais à des fréquences bien inférieures à celles étudiées dans le cadre de cette thèse. Ainsi, ces comparaisons doivent être considérées avec précaution, les fréquences et technologies étant très différentes.

Tableau IV-28 : Etat de l'art des filtres large bandes à base de SIW en bande millimétrique.

Technologie	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_0$ (GHz)	FBW (%)	IL ; RL (dB)	Atténuation dans la bande de rejection basse	Atténuation dans la bande de rejection haute
AsGa, SIW Demi-mode [174]	75	67.5	35	1.7;15	50 dB à $0.3f_0$	> 30 dB jusqu'à $1.6f_0$
PCB (TSM-DS3), SIW [295]	127	60	33	4.1;14.5	70 dB à $0.66f_0$	> 33 dB jusqu'à $1.8f_0$
LTCC, SIW [296]	193	50	30	0.8;13	42 dB à $0.6f_0$	> 35 dB jusqu'à $1.2f_0$
AsGa, SIW Demi-mode [293]	75	65	51	2;11	40 dB à $0.4f_0$	> 50 dB jusqu'à $1.4f_0$
0.18 $\mu\text{m}$ CMOS, TL [294]	12.6	64	43	3.1;16	25 dB à $0.15f_0$	> 22 dB jusqu'à $1.7f_0$
Dans cette thèse BCB, SIW	30	101	43.1	3.5;17.8	40 dB à $0.67f_0$	> 50 dB jusqu'à $2f_0$
	30	180	36.9	3.8;14	65 dB à $0.7f_0$	> 30 dB jusqu'à $2f_0$
	30	290	41	6.2;10	70 dB à $0.66f_0$	> 40 dB jusqu'à $1.6f_0$

De la même manière que pour les structures de cette thèse, les filtres [293],[174] et [295] sont conçus à partir de figures périodiques gravées dans le capot supérieur du guide. La réalisation en technologie LTCC [296] à base de cavités résonantes et de vias inductifs est celle qui présente le moins de pertes, notamment grâce aux bonnes propriétés du diélectrique utilisé et à une épaisseur de substrat élevée de 193  $\mu\text{m}$ . Néanmoins, l'atténuation dans la bande de réjection haute pour cette réalisation est limitée en comparaison avec les autres filtres, car bien qu'elle soit meilleure que 35 dB à partir de  $1.2f_0$ , elle devient inférieure à 10 dB à  $1.4f_0$ . La réjection au-delà de la bande passante est supérieure pour les structures périodiques comme le montrent les réalisations [293],[174],[295] avec une atténuation meilleure que 30 dB jusqu'à plus de  $1.8f_0$  pour le filtre en PCB. Comme le montrent les résultats de la Figure IV-113, les filtres développés dans cette thèse présentent une réjection après la fréquence de coupure haute similaire, voire supérieure à celle du filtre PCB [295]. Elle est supérieure à 50 dB pour le filtre en bande F jusqu'à  $2f_0$  et supérieure à 30 dB et 40 dB jusqu'à  $1.6f_0$  pour les filtres en bande WR05 et WR03.

Concernant l'atténuation dans la bande atténuée basse, les résultats obtenus dans cette thèse sont comparables à ce qui a été obtenu pour des structures à base de SIW [293],[174],[295],[296], comme présenté dans le Tableau IV-28. Bien que la réalisation en technologie CMOS [294] présente des pertes d'insertion similaires ou inférieures à celles des filtres en SIW pour une faible surface ( $0.130 \times 0.1 \lambda_g^2$ ), la réjection dans les bandes atténuée basse et haute n'est pas aussi importante.

Quant aux pertes d'insertion, les filtres en BCB présentent des pertes supérieures à celles des filtres en technologie AsGa, LTCC ou CMOS. Toutefois, notons que la fréquence de fonctionnement des guides présentés dans cette thèse est de 1.5 à 4 fois plus élevée que celle des autres filtres et que l'épaisseur du substrat est inférieure à celle des autres filtres à base de SIW.

#### 4.4. Filtres à couplage en iris

Des filtres à couplage en iris ont également été réalisés à base de SIW classiques en technologie BCB-Si pour les trois bandes de fréquences F, WR05 et WR03. La topologie est donc similaire à celle utilisée à la partie 2.5.2.a) du chapitre 2, mis à part qu'ici des SIW classiques sont considérés pour évaluer la technologie BCB-Si alors que des SIW à ondes lentes étaient considérés au chapitre 2. Après avoir présenté ces filtres et les performances attendues, les résultats de mesures obtenus sont comparés aux simulations.

##### 4.4.1. Présentation

Une vue du filtre à couplage en iris en bande F est disponible à la Figure IV-114 où l'on peut remarquer les 5 résonateurs ainsi que les 6 zones de couplage et les deux transitions similaires à celles utilisées pour la technologie MnM (chapitre 2). Les filtres ont été conçus avec une bande passante relative de 10 % et une réponse de type Tchebychev pour une ondulation résiduelle dans la bande de 0.05 dB. Une première phase d'optimisation a été menée sur le logiciel de simulation électromagnétique Ansys HFSS pour ajuster les dimensions des résonateurs et des couplages avant d'obtenir les paramètres S de la Figure IV-115. Par la suite, une deuxième phase d'optimisation a été effectuée pour concevoir les transitions vers les lignes GCPW dans les différentes bandes de fréquence choisies. Les dimensions des résonateurs et des couplages des filtres sont résumées dans le Tableau IV-29, celles des lignes d'accès et des transitions dans le Tableau IV-30

Tableau IV-29 : Résumé des dimensions des résonateurs et des couplages des filtres à iris

Bande de fréquence	$W$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_0$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$W_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_0$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_3$ ( $\mu\text{m}$ )
F	1250	703.7	505.8	451.4	830	894.7	1003	1032
WR5	797	451.7	327.6	298.9	480	533.6	597.8	611.8
WR3	530	281.8	202.9	184	275	303	343.8	349

Tableau IV-30 : Résumé des dimensions des transitions et lignes d'accès des filtres à fentes à iris

Bande de fréquence	$W_s$ ( $\mu\text{m}$ )	Gap ( $\mu\text{m}$ )	$W_t$ ( $\mu\text{m}$ )	$G_t$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_t$ ( $\mu\text{m}$ )
F	60	10	275.6	255.6	546
WR5	60	10	216.6	149.4	326
WR3	60	10	188.8	93.9	188



#### 4.4 : Filtrés à couplage en iris

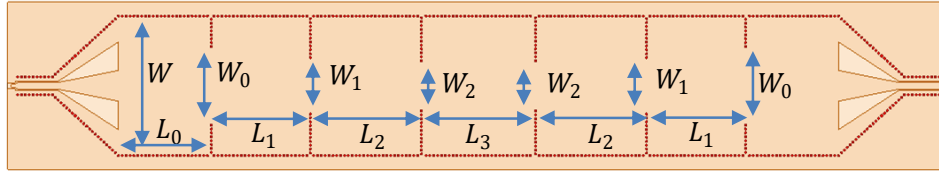


Figure IV-114 : Vue du dessus du filtre passe bande Tchebychev du 5<sup>ème</sup> ordre à couplage direct en iris pour la bande F avec lignes d'accès GCPW et transitions.

Les pertes d'insertion à la fréquence centrale des filtres sans les transitions sont égales à 6.36 dB, 4.4 dB et 4 dB pour respectivement les bandes F, WR05 et WR03. Cela correspond à un facteur de qualité non chargé  $Q_u$  respectivement de 68.8, 84.6 et 93.1 d'après l'équation (I-10) [52]. L'amélioration des performances à plus haute fréquence est due à une diminution des pertes conductrices dans le guide d'ondes pour une augmentation du ratio hauteur sur largeur  $h/W$  (voir les équations (I-17) et (I-22) de la partie 1.4.5 du chapitre 1).

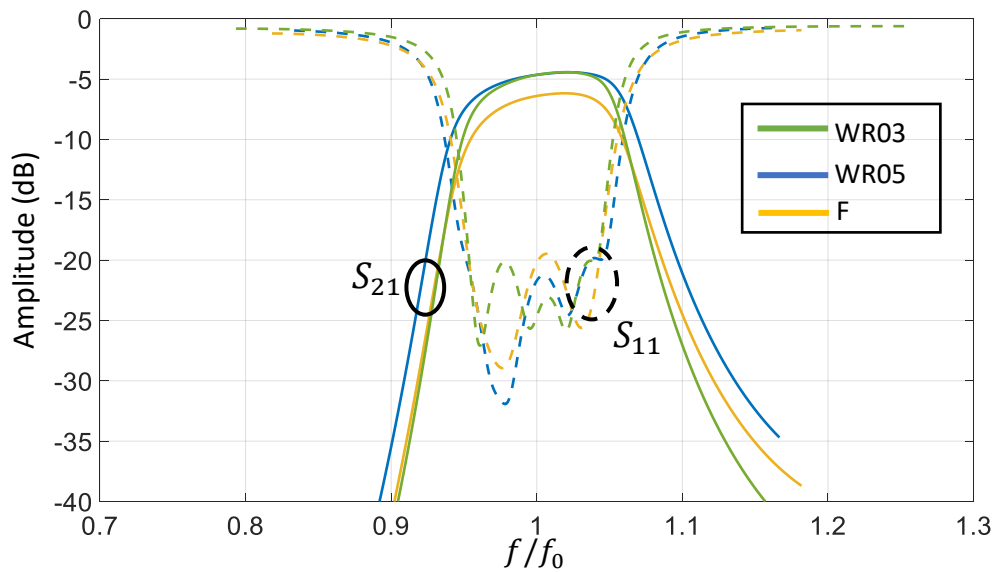


Figure IV-115 : Paramètres-S des filtres conçus en bande F, WR05 et WR03 en fonction de la fréquence normalisée par leur fréquence centrale respective de 110 GHz, 180 GHz et 302 GHz.

#### 4.4.2. Mesures

De la même manière que pour les filtres à large bande passante étudiés précédemment, les mesures sous pointes GSG de ces filtres à couplage en iris ont été réalisées jusqu'à 145 GHz au CIME-Nanotech puis entre 145 GHz et 490 GHz à l'IEMN. Les résultats de mesure après de-embedding de type « TL » [261] sont comparés avec ceux obtenus en simulation dans la partie suivante.

a) Comparaison avec la simulation

Les paramètres S mesurés (après de-embedding des lignes d'accès et des transitions) des trois filtres sont présentés à la Figure IV-116 et comparés à ceux issus de la simulation. Les caractéristiques mesurées et simulées de ces trois filtres sont résumées dans le Tableau IV-31.

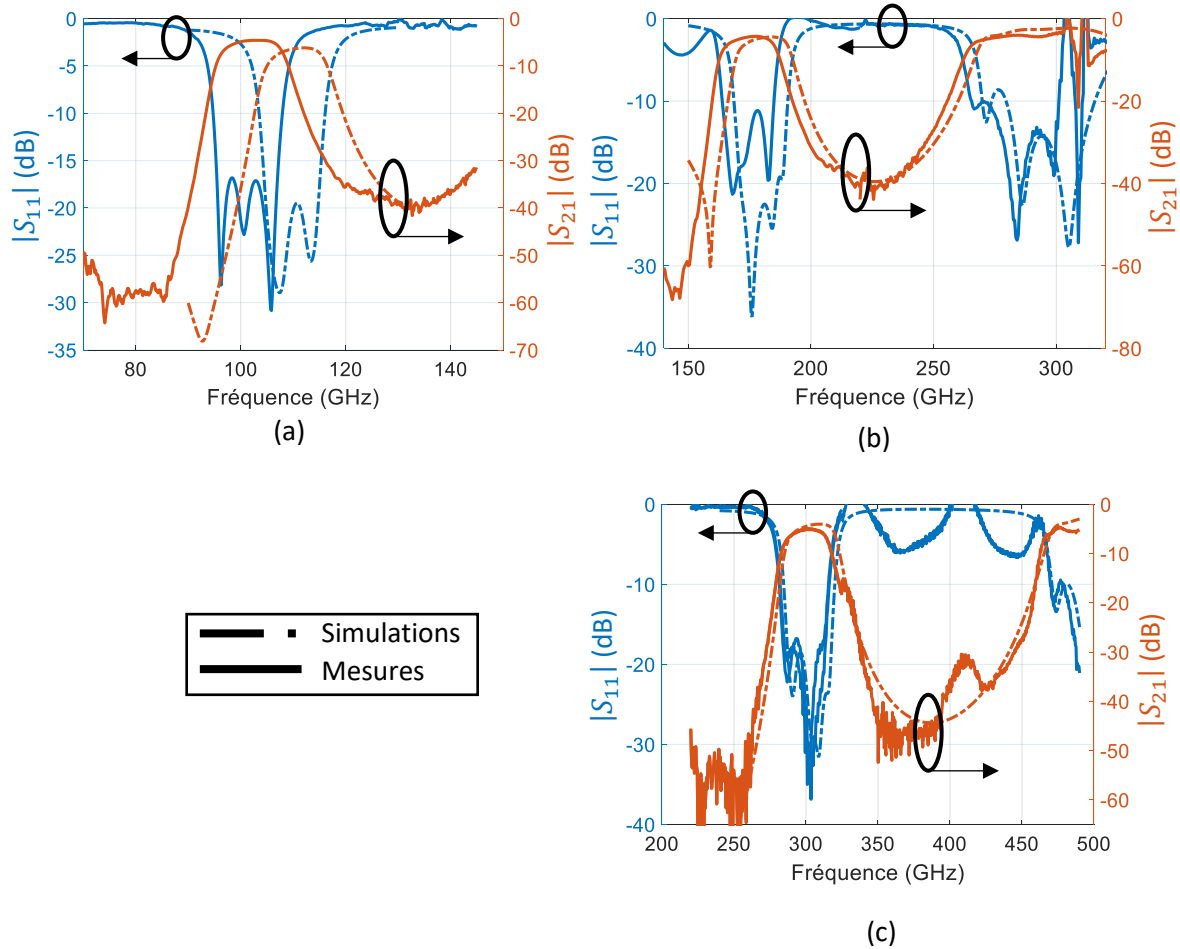


Figure IV-116 : Comparaison des paramètres S des filtres à iris mesurés (après de-embedding des accès) et des simulations dans les bandes de fréquences suivantes : (a) bande F, (b) bande WR05 et (c) la bande WR03. Les simulations sont tracées en pointillés et les mesures en traits pleins. Les paramètres  $S_{21}$  et paramètres  $S_{11}$  sont représentés respectivement par les courbes rouges et bleus.

Notons tout d'abord que les paramètres  $S_{11}$  mesurés sont supérieurs à 0 dB autour de 190 GHz pour le filtre WR05 et autour de 330 GHz et 410 GHz pour le filtre WR03. Cela est certainement causé par des défauts de mesures des filtres ou des lignes de de-embedding. Bien que des mesures complémentaires doivent être réalisées afin de comprendre l'origine de ces défauts et d'améliorer l'extraction des performances de ces filtres, plusieurs conclusions peuvent être énoncées. Pour le filtre centré à 110 GHz, notons un décalage de la bande passante de 9 GHz (soit 8.2 %) vers les plus basses fréquences de manière similaire au filtre large bande en bande F de la section 4.3.4. Ce décalage est plus faible pour les structures en bande WR05 (5 GHz, soit 2 %) et WR03 (2 GHz, soit 0.6 %). Ce

phénomène sera étudié plus en détail dans la partie 4.5: retro-simulations. Comme indiqué dans le Tableau IV-31, les pertes d'insertion mesurées sont différentes de celles initialement attendues en simulation. Ceci est majoritairement dû à la différence de bande passante obtenue en mesure par rapport à celle initialement attendue en simulation. Ici encore, les rétro-simulations de la section 4.5 permettront d'expliquer ce phénomène. Ces résultats sont cependant cohérents avec les mesures effectuées sur les filtres à fentes progressives (partie 4.3.4) où les mêmes ordres de grandeurs d'écart de pertes d'insertion sont reportés.

Les facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  (I-10) mesurés égaux à 68.75, 70.5 et 72.1 se rapprochant de la simulation indiquent une bonne qualité des propriétés électriques du BCB/des conducteurs et une modélisation électromagnétique correcte du guide d'ondes. Cependant, en comparant les facteurs de qualité non chargés  $Q_u$  dans chacune des trois bandes de fréquences, il peut être remarqué que la modélisation électromagnétique semble maximiser les pertes dans la bande F et minimiser ces pertes dans la bande WR03 par rapport aux résultats de mesure.

Tableau IV-31 : Résumé des performances des filtres en mesure et en simulation

	Bande F		WR05		WR03	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
$IL$ (dB)	6.36	4.59	4.66	4.4	3.86	4.92
$f_0$ (GHz)	110.4	101.5	180	175	302	300
$RL$ (dB)	19.48	17.36	22	11.7	18	17.6
$BPR$ (%)	9.8	11.8	11.3	12	11.1	10.35
$Q_u$	59.74	68.75	71.6	70.5	86.9	72.1

#### b) Comparaison avec l'état de l'art

Les performances des filtres mesurés précédemment sont comparées dans le Tableau IV-32 avec celles d'autres filtres à base de SIW dans différentes technologies et topologies en bande millimétrique. Notons premièrement la réalisation d'un filtre utilisant le même substrat BCB mais fonctionnant à une fréquence plus faible, autour de 60.5 GHz, et avec une autre topologie dite de résonateur SIW à quart de mode [71]. Les pertes d'insertion plus faibles pour ce filtre par rapport aux filtres étudiés dans le cadre de cette thèse s'expliquent notamment par une plus grande largeur de bande passante. En effet, en calculant le facteur de qualité non chargé des résonateurs constituant ce filtre à partir de [52] et en le comparant avec celui du filtre conçu en bande F, il peut être noté que celui du filtre de l'article [71] est plus faible, à cause probablement d'une épaisseur de substrat plus fine (20  $\mu\text{m}$ ), et d'une fréquence de fonctionnement plus faible engendrant des pertes conductrices plus élevées, dues à un ratio  $h/W$

moins favorable. Le circuit présentant le  $Q_u$  le plus élevé (égal à 191.2) est celui réalisé en technologie PCB grâce notamment à un substrat épais en comparaison des autres réalisations [73]. D'autres filtres ont montré de meilleurs  $Q_u$  (égaux à 89, 104.5 et 130) que ceux que nous avons développés dans cette étude grâce à l'utilisation de substrat à faibles pertes diélectriques (silicium haute résistivité (HR-Si) [297], LTCC [298] et AsGa [35]). Par ailleurs, les filtres en technologie en HR-Si [297] et LTCC [298] sont centrés sur une plus haute fréquence et ont un substrat plus épais, ce qui permet de réaliser un ratio  $h/W$  plus élevé, et ce qui engendre par conséquent moins de pertes conductrices. Le Tableau IV-32 résume également la surface occupée de ces filtres, normalisée par le nombre de pôles et par le carré de la longueur d'onde dans le substrat. Il peut être remarqué que la taille des filtres proposés dans cette thèse est comparable voir inférieure à celle des autres réalisations. Notons que le filtre en BCB [71] est bien plus compact grâce à sa topologie à quart de mode, mais avec l'inconvénient d'avoir des résonateurs ouverts et non hermétiquement clos comme pour les autres réalisations. Les filtres en AsGa [35] et PCB [73] occupent quant à eux une plus large surface en raison d'une topologie particulière visant à générer des zéros de transmission.

Ces résultats mettent en évidence l'importance du ratio  $h/w$  dans les performances d'un filtre à base de SIW pour obtenir des résultats compétitifs comme l'indique les meilleurs  $Q_u$  des filtres en bande WR05 et WR03 par rapport au filtre en bande F.

Tableau IV-32 : Etat de l'art des filtres à base de SIW en bande millimétrique

Technologie	$h$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_0$ (GHz)	FBW (%)	$Q_u$	IL ; RL (dB)	Pôles	Zéros	Size $\frac{\text{Pôles } \lambda_g^2}{\text{Pôles } \lambda_g^2}$
LTCC – SIW [298]	193	140	13	104.5*	1.91;11	3	0	0.406
BCB – QMSIW [71]	21	60.5	20	62.8*	2.5;15	4	0	0.042
Thick film– SIW [57]	60	94	7.3	129.1*	3.33;15	4	0	0.441
AsGa – SIW [35]	70	92.7	3.45	130	4.3;13.5	4	2	2.845
PCB – SIW [73]	508	80	2.5	191.2	3.89;13	5	1	0.502
HR Si - SIW [297]	70	140	10	89	3.9;18	4	0	0.796
	30	101.5	11.8	68.8*	4.59;15	5	0	0.415
<b>Dans cette thèse</b>	30	175	12	70.5*	4.4;12	5	0	0.441
	30	300	10.35	72.1*	4.92;17	5	0	0.406

\*valeurs estimées avec l'équation (I-10) [52]

## 4.5.Retro-simulations

Les simulations suivantes ont été menées afin d'expliquer les écarts obtenus entre simulations et mesures des guides et des filtres, notamment le décalage vers les basses fréquences du filtre en bande F. Pour cela, la déformation de la face supérieure du polymère BCB a tout d'abord été mesurée grâce

à un profilomètre optique. Ensuite, une modélisation simplifiée de cette surface a été implémentée sur les modèles 3D, et les résultats de simulations électromagnétiques de ces structures prenant en compte ces déformations ont été comparés avec les mesures des guides d'ondes et des filtres.

#### 4.5.1. Mesures au profilomètre optique

Les Figure IV-117 (a), (b) présentent les résultats de mesure au profilomètre optique du premier et du troisième résonateur pour le filtre à couplage en iris en bande F, les zones observées ont été représentées dans la vue de dessus du filtre à la Figure IV-117 (c). Les traits rouges verticaux sur ces figures permettent de situer les vues en coupe de la Figure IV-118. Il peut être remarqué sur la Figure IV-117 (a) et (b) que les zones au centre des résonateurs (soit au niveau des coupes 2) sont placées à une élévation plus basse que sur les côtés du guide d'ondes aux abords des vias (lorsque  $Y \cong 250 \mu\text{m}$  et  $1500 \mu\text{m}$ ) avec une différence de niveau supérieure à  $10 \mu\text{m}$ . Nous pouvons observer également que cette différence semble se réduire au niveau des iris des résonateurs (soit au niveau des coupes 1 et 3) dû au rapprochement des vias dans ces zones.

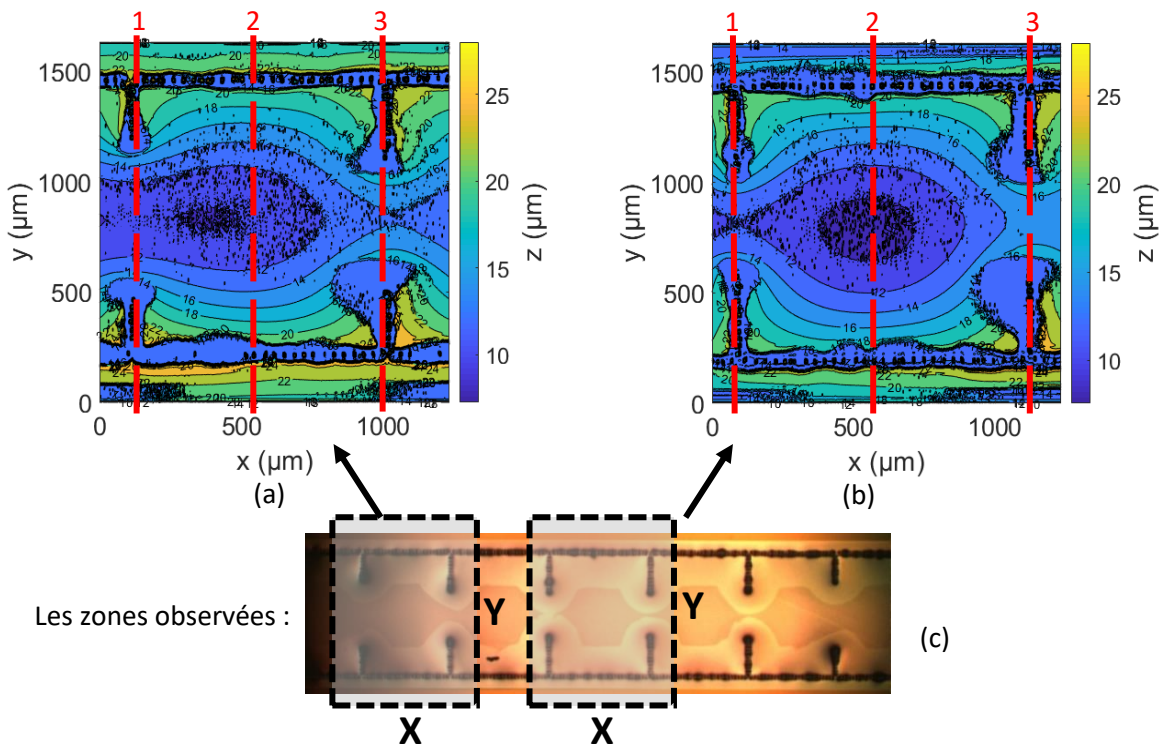


Figure IV-117 : Résultats de mesure au profilomètre optique de la surface (a) du premier et (b) du troisième résonateur du filtre en bande F à couplage inductif. Les zones observées sont représentées sur la photographie du filtre en vue de dessus (c). Les traits rouges représentent les coupes effectuées pour tracer les Figure IV-119.

Les 6 coupes verticales de ces profils ont été reportées sur la Figure IV-118 où sont aussi annotées la largeur  $W$  du guide d'ondes et les largeurs d'iris  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  conformément à la Figure IV-114. Les

trois premières courbes (a), (b) et (c) de la Figure IV-118 correspondent respectivement aux coupes 1, 2 et 3 du résonateur de la Figure IV-117 (a) et les trois dernières (d), (e) et (f) concernent de la même manière celles du résonateur de la Figure IV-117 (b). La hauteur de déformation, nommée  $\Delta Z$ , représente la différence entre l'élévation au centre de la structure mesurée et au niveau d'un des vias latéraux. Ainsi pour la Figure IV-118 (b), ce paramètre est égal à  $11\ \mu\text{m}$  d'après la différence entre l'élévation lorsque  $X = 800\ \mu\text{m}$  et  $X = 1400\ \mu\text{m}$ . De manière similaire, cette hauteur de déformation est estimée égale à  $7\ \mu\text{m}$  et  $4\ \mu\text{m}$  au milieu des deux couplages du premier résonateur et à  $3\ \mu\text{m}$  pour les couplages de ce deuxième résonateur. Ceci confirme le fait que la déformation du substrat BCB se réduit lorsque la distance entre les vias diminue. Par la suite, mais non représenté dans ce document, cette même méthode a été employée pour déterminer la hauteur de déformation des autres circuits à base de SIW en technologie BCB.

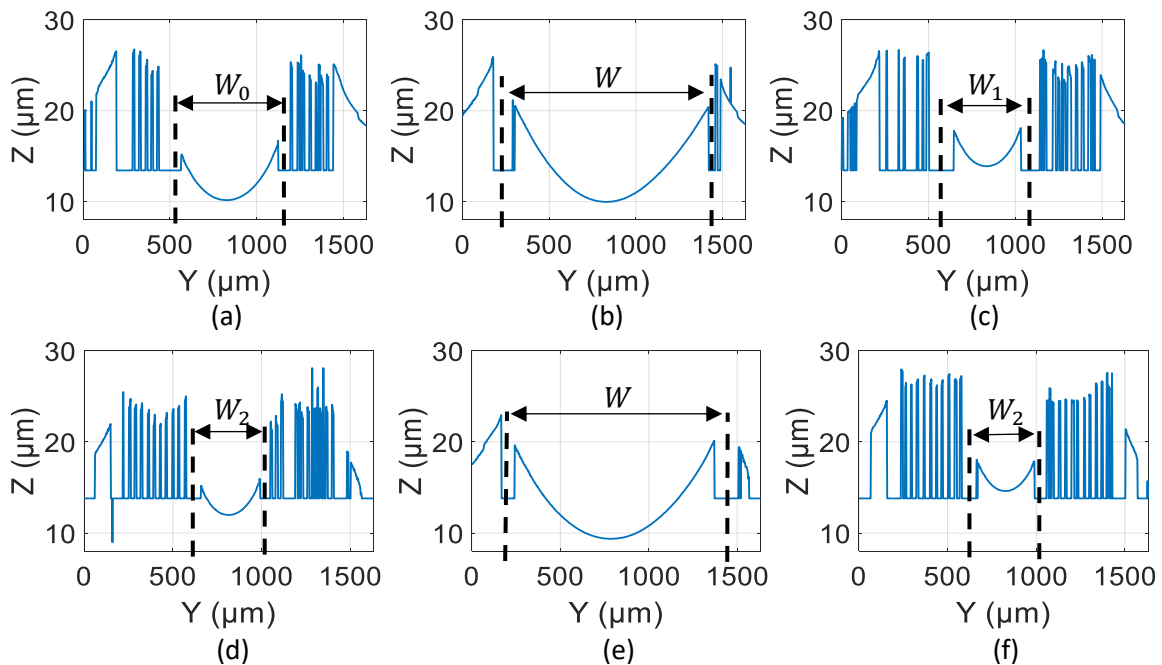


Figure IV-118 : Vues en coupe de face du profil de déformation mesuré au profilomètre pour deux résonateurs du filtre en bande F. Les courbes (a), (b) et (c) concernent le résonateur de la Figure IV-117 (a) et les courbes (d), (e) et (f) concernent le résonateur de la Figure IV-117 (b).

#### 4.5.2. Modélisation de la déformation

Cette déformation du substrat BCB a été modélisée sur le simulateur électromagnétique 3D Ansys HFSS. Une comparaison en vue de face du SIW en bande F avec la mesure au profilomètre au centre du premier résonateur est disponible à la Figure IV-119. La hauteur au centre du guide d'ondes par rapport aux bords est réduite d'une hauteur égale à  $\Delta Z$  grâce à une forme en ellipse métallique qui a été ajoutée au-dessous du capot supérieur et permettant de modéliser un affaissement du guide. La largeur de l'ellipse a été fixée égale à 75 % de la largeur du guide d'ondes pour que sa forme suive avec

#### 4.5 : Retro-simulations

une approximation correcte la mesure effectuée au profilomètre. Pour les couplages en iris du filtre à couplage inductif et pour les autres circuits à base de SIW, une même structure a été appliquée en modifiant uniquement la hauteur  $\Delta Z$ .

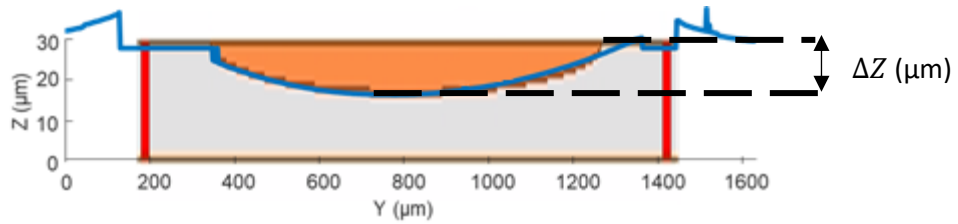


Figure IV-119 : Vue en coupe de la déformation du SIW en bande F modélisée sur HFSS en comparaison du profil mesuré au profilomètre optique au centre du premier résonateur (courbe bleue).

#### 4.5.3. Résultats des retro-simulations

##### a) Filtres à fentes périodiques

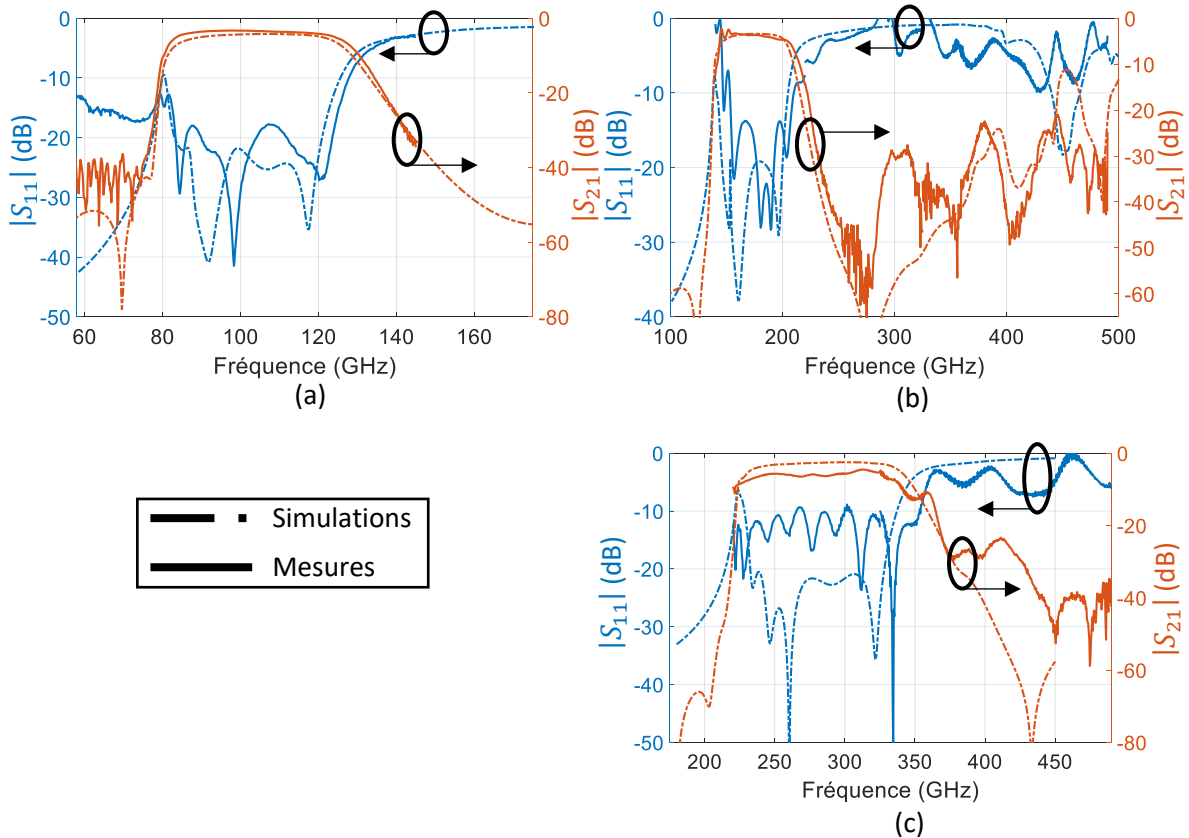


Figure IV-120 : Retro-simulations (en traits pointillés) sur les filtres à fentes périodiques après avoir modélisé la déformation du substrat BCB en comparaison du filtre mesuré (en traits pleins) pour (a) la bande F, (b) la bande WR05 et (c) la bande WR03. En rouge et en bleu sont représentés respectivement les modules en dB des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$ .

Les résultats des retro-simulations pour les filtres à fentes périodiques sont présentés à la Figure IV-120 en comparaison des mesures. Une déformation similaire à la Figure IV-119 a été considérée avec

des hauteurs de déformation de 10  $\mu\text{m}$ , 4  $\mu\text{m}$  et 2  $\mu\text{m}$  pour respectivement les filtres en bandes F, WR05 et WR03. Les résultats présentés à la Figure IV-120 montrent que le décalage sur les fréquences de coupures haute et basse du filtre autour de 110 GHz a été corrigé, conduisant à des simulations en bon accord avec les mesures. La fréquence de coupure basse du filtre en bande WR05 a également été retrouvée par l'ajout de cette déformation avec toutefois une légère différence sur la fréquence de coupure haute. Quant au filtre en bande WR03, la faible déformation de 2  $\mu\text{m}$  n'a pas eu d'impact visible sur les paramètres S. Notons par ailleurs que les adaptations sont restées autour de -20 dB même après avoir appliqué ces déformations sur le polymère de BCB. Enfin, la réponse mesurée en large bande de ces filtres est similaire aux rétro-simulations, ce qui permet de valider cette étude.

### b) Filtres à couplages inductifs

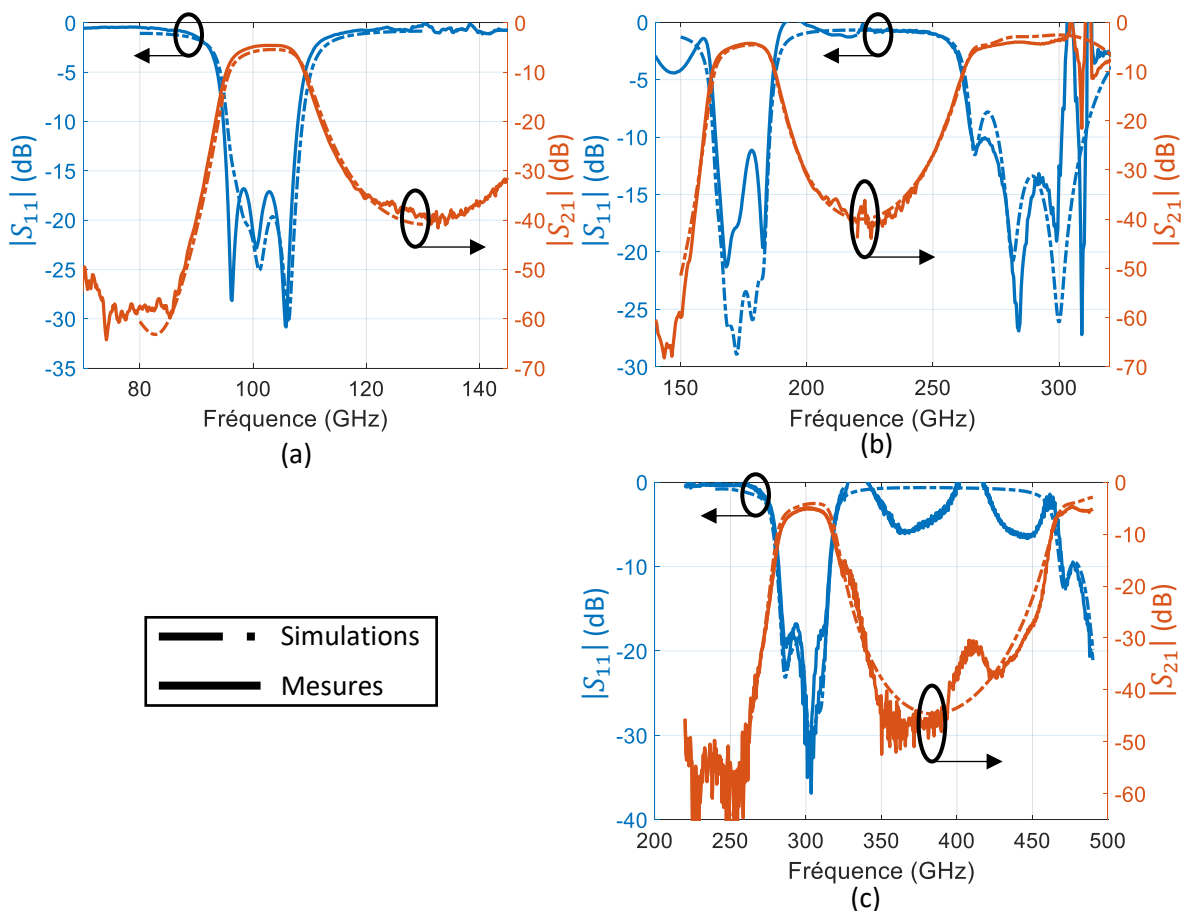


Figure IV-121 : Retro-simulation (en traits pointillés) sur les filtres à iris après avoir modélisé les déformations du substrat BCB en comparaison des filtres mesurés (en traits pleins) dans les bandes de fréquences suivantes : (a) bande F, (b) bande WR05 et (c) la bande WR03. Les paramètres  $S_{21}$  et paramètres  $S_{11}$  sont représentés respectivement par les courbes rouges et bleues.

En modélisant les déformations de la surface du polymère BCB de manière similaire à ce qui a été présenté ci-dessus pour les filtres à fentes, les retro-simulations des filtres à iris sont présentées à la Figure IV-121 en comparaison des mesures. Pour cela, les mesures effectuées au profilomètre ont



permis d'obtenir un paramètre  $\Delta Z$  égal à 11  $\mu\text{m}$ , 5  $\mu\text{m}$  et 2  $\mu\text{m}$ , respectivement pour les guides en bandes F, WR05 et WR03. Les résultats de simulation montrent que le décalage en fréquence a été également corrigé. La différence au niveau des pertes d'insertion a également été réduite, avec un écart résiduel de 0.8 dB, 0.25 dB et -0.65 dB pour respectivement les filtres en bandes F, WR05 et WR03. La bande passante relative à -3 dB en retro-simulation s'est aussi élargie pour le filtre centré sur 101.5 GHz jusqu'à correspondre à celle du filtre mesuré. Notons que, de même que le filtre à fentes progressives, l'adaptation est restée autour de -20 dB même après avoir appliqué des déformations sur le polymère de BCB, avec une bonne correspondance avec les mesures.

### 4.6. Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, la conception de circuits millimétriques à base de guides d'ondes intégrés au substrat en technologie BenzoCycloButene sur silicium (BCB-Si) a été présentée. Un mode de propagation à ondes lentes, appelé *Spoof Surface Plamon Polariton* ou SSPP, a été implémenté sur ces guides d'ondes grâce à l'ajout de fentes périodiques dans le capot supérieur. Une étude paramétrique du comportement de ce mode a permis d'obtenir des abaques de conception permettant le dimensionnement des fentes en fonction de la fréquence de coupure ou des paramètres de propagation du guide. Ce travail a été utilisé pour la conception de filtres avec 40 % de bande passante relative autour de trois fréquences de fonctionnement différentes, 110 GHz, 180 GHz et 270 GHz. Dans un second temps, des filtres à moyenne bande passante ont été réalisés en technologie BCB avec une topologie classique de SIW. Des mesures réalisées jusqu'à 490 GHz ont montré de bons résultats en termes de pertes et des réponses en bonne correspondance avec les simulations électromagnétiques pour ces deux types de filtres. Cependant, il a été observé un décalage vers les basses fréquences, notamment pour le dispositif en bande F autour de 110 GHz. Des mesures au profilomètre optique de la surface des circuits ont permis d'identifier un affaissement important du substrat BCB et du capot supérieur du guide d'ondes entre les deux rangées de vias latéraux. Après modélisation de ces déformations sur le logiciel de simulation électromagnétique, une très bonne correspondance a pu être retrouvée entre les filtres mesurés et rétro-simulés. Par la suite, de nouvelles mesures de ces filtres sont prévues en utilisant des signaux similaires à ceux utilisés en télécommunications haut débit afin de simuler une application réelle de ces circuits. De plus, de nouvelles fabrications de ces guides d'ondes viennent d'être réalisées en prêtant une attention particulière au substrat BCB afin de réduire la déformation du matériau. Des mesures de ces circuits sont à venir.

# Conclusion générale

Le travail mené dans le cadre de cette thèse s'est concentré sur l'étude de guides d'ondes intégrés au substrat (GIS ou SIW) en technologie interposeur pour les bandes millimétriques. La conception de ces guides d'ondes a été dirigée vers la réalisation de dispositifs compacts, grâce à l'utilisation de techniques de miniaturisation, et de circuits présentant de faibles pertes en comparaison des topologies de guides SIW classiques.

L'état de l'art présenté dans le chapitre 1 a montré que plusieurs techniques existent concernant la miniaturisation de guides d'ondes intégrés au substrat. Celles-ci ont été séparées en deux parties, une première regroupant les techniques de miniaturisation uniquement latérales comme le mode partiel, le pliage de type C ou T ou le *ridge*, et une deuxième partie regroupant les techniques d'effets d'ondes lentes permettant également une miniaturisation longitudinale. Une étude comparative de ces techniques précédentes a montré que les guides à ondes lentes intégrés au substrat permettent une miniaturisation importante tout en gardant un facteur de qualité du même ordre de grandeur que celui de guides SIW à miniaturisation uniquement latérale. Enfin, dans ce même chapitre, des topologies de guides d'ondes à très faibles pertes ont été présentées. Celles-ci proposent d'utiliser de l'air comme milieu de propagation au lieu de substrats classiques générant des pertes diélectriques. Ces guides d'ondes remplis d'air présentent un facteur de qualité très élevé (typiquement supérieur à 1000) mais possèdent de larges dimensions. Ces études ont permis d'introduire la topologie de guides SIW développée dans le cadre de cette thèse et nommée PAFSWSIW pour *Partially-Air-Filled Slow-wave Substrate Integrated Waveguide*. Celle-ci associe les avantages du guide SIW à ondes lentes (miniaturisation) et ceux du guide d'ondes rempli d'air (faibles pertes).

Les guides d'ondes en topologie PAFSWSIW ont été premièrement présentés dans le chapitre 2 en technologie membrane nanoporeuse (MnM) pour la bande millimétrique. L'effet d'ondes lentes a été obtenu par la séparation du champ magnétique et du champ électrique dans le guide d'ondes et par le confinement de ce dernier dans la zone d'air interne grâce aux nanofils métalliques formés dans la membrane nanoporeuse remplie de cuivre. Une miniaturisation surfacique proche de 80 % a été obtenue grâce à cet effet d'ondes lentes en comparaison d'un guide d'ondes classique rempli d'air. Par la suite, une étude a été réalisée pour quantifier l'impact des propriétés de la membrane et des nanofils sur les caractéristiques du guide d'ondes PAFSWSIW. Il a été démontré que la conductivité verticale équivalente de la membrane est un paramètre important pour conserver une faible constante d'atténuation et pour garantir que la fréquence de coupure soit proche de celle attendue. De plus,

cette étude a permis de montrer que la qualité des nanofils de cuivre est critique dans les murs latéraux du guide d'ondes où les pertes conductrices augmentent rapidement à partir d'une conductivité inférieure à 100 kS/m. Par la suite, la conception et les mesures de guides d'ondes PAFSWSIW en technologie MnM ont été présentées. Des transitions depuis des lignes planaires 50  $\Omega$  (microrubans et coplanaires) ont été conçues avec des adaptations simulées meilleures que 20 dB sur une bande relative supérieure à 30 % autour de 75 GHz et 110 GHz. Deux méthodes de synthèse de filtres passe bande ont également été présentées pour des filtres, soit à base de couplages classiques à fenêtre inductives, soit à base de couplages à cavités décalées. Des filtres du cinquième ordre avec une bande passante relative de 10 % autour de 110 GHz ont été conçus et des pertes d'insertion simulées inférieures à 2.8 dB ont été rapportées en simulation. L'impact de la conductivité de la membrane sur les performances des filtres a également été quantifié. Enfin, des mesures ont été menées pour valider ces conceptions et effectuer une caractérisation des performances des guides d'ondes PAFSWSIW. Un facteur  $\beta/2\alpha$  mesuré a été reporté égal dans le pire cas à 35 à 110 GHz et égal à 48.5 à 75 GHz. De nouvelles simulations électromagnétiques ont permis de déduire que la conductivité des membranes fabriquées est comprise entre 10 kS/m et 20 kS/m, ce qui est bien inférieur à celle attendue de 6 MS/m. Toutefois, bien que le facteur de qualité mesuré soit inférieur à celui attendu en simulation, la comparaison de ces résultats avec ceux de guides SIW classiques sur les mêmes membranes a montré qu'une importante diminution des pertes a été obtenue grâce à la présence d'air dans les guides PAFSWSIW. Notons également que les fréquences de coupure ont été mesurées proches de celle attendues ce qui a validé le fonctionnement de l'effet d'ondes lentes. Les résultats de mesure des filtres ont montré de bonnes adaptations dans la bande passante autour de 110 GHz avec toutefois des pertes d'insertion 2 à 3 fois plus élevées. Des mesures complémentaires de ces circuits restent à être effectuées jusqu'à 150 GHz pour observer toute la bande monomode des guides. Par la suite, des recherches doivent être menées pour améliorer la qualité des nanofils de cuivre, soit améliorer la conductivité verticale de la membrane, et ainsi diminuer les écarts observés entre les simulations électromagnétiques et les mesures. De nouvelles réalisations de circuits passifs à base de guide d'ondes pourraient alors être envisagées en technologie MnM comme des coupleurs, des antennes ou des déphaseurs.

Parallèlement, cette topologie de guide d'ondes a été implémentée dans le chapitre 3 en technologie PCB (*printed circuit board*) à l'aide d'un assemblage de trois substrats pour une fréquence maximale de 30 GHz. Deux techniques d'assemblage de cette structure multicouches ont été proposées, soit à l'aide de deux rangées de vis latérales pour maintenir les trois substrats plaqués, soit à l'aide de couches intermédiaires de substrat de colle. Cette dernière solution à substrats collés a été proposée pour se rapprocher d'un processus de fabrication industrialisable, néanmoins les résultats

n'ont pas été concluants et d'autres travaux de recherche restent à être menés dans ce sens. D'une même manière que pour les guides d'ondes du chapitre 2, ceux-ci en technologie PCB visent également un compromis entre miniaturisation et performances. La réduction surfacique obtenue pour les dimensions de ces réalisations est de 60 % en comparaison de guides d'ondes entièrement remplis d'air. Par la suite, des règles de conception ont été présentées permettant un dimensionnement des vias borgnes, de leur espacement et de la largeur de guide d'ondes en fonction des contraintes de fabrication et de la miniaturisation souhaitée. Il a été démontré qu'un diamètre de vias borgnes fin est préférable pour maximiser l'effet d'ondes lentes sans diminuer le facteur de qualité et que le diamètre de pastille doit être choisi en fonction de la miniaturisation ou du facteur de qualité souhaité. Les parties suivantes ont présentées les conceptions et les mesures de transitions et de filtres réalisés dans cette technologie. Les transitions ont été conçues pour réaliser une adaptation d'impédance entre les lignes coplanaires, les lignes coplanaires avec plan de masse et le guide d'ondes PAFSWSIW. Ce travail a été réalisé pour trois guides de différentes fréquences de coupure et égales à 8 GHz, 12 GHz et 18 GHz. Les résultats de mesures ont montré de bonnes transmissions et une adaptation meilleure que 20 dB sur une bande relative de 40 % et 25 % pour respectivement les deux premiers guides de fréquence de coupure 8 GHz et 12 GHz. Celle-ci a également été reportée meilleure que 15 dB sur une bande relative de 33 % pour le guide avec une fréquence de coupure de 18 GHz. Néanmoins, l'extraction de la constante d'atténuation de ces guides d'ondes PAFSWSIW a rapporté des pertes élevées en comparaison des simulations électromagnétiques. Cette différence peut être causée par la technique d'assemblage des substrats, c'est pourquoi un brasage ou l'utilisation d'une laque d'argent sera envisagé pour assurer un meilleur contact électrique des couches métalliques. Enfin, une méthode de conception a été proposée pour les filtres en guides d'ondes PAFSWSIW dans le but d'accélérer l'optimisation des dimensions du circuit. Cette méthode a pour avantage de diminuer grandement le nombre de simulations électromagnétiques requis avant convergence. Elle a été appliquée à la conception de filtres passe-bande du 5<sup>ème</sup> ordre centrés sur 12 GHz, 18 GHz et 28 GHz avec des bandes passantes respectives de 10 %, 8.4 % et 5 %. Les mesures de ces dispositifs ont également révélé des pertes d'insertion plus élevées que celles attendues en simulation. Malgré ces écarts de performances entre mesures et simulations électromagnétiques, ces travaux en technologie PCB ont permis la démonstration des possibilités de la topologie PAFSWSIW pour les radiofréquences et pour la conception de filtres compacts et performants. Les coûts de fabrication de ce type de structure pourraient être réduits à l'aide d'un assemblage de substrats bas coût de type FR4 au lieu de substrats spécifiques pour les hautes fréquences. De plus, grâce à la présence d'air dans le guide d'ondes, le facteur de qualité non chargé de résonateurs en topologie PAFSWSIW reste supérieur à celui d'un guide d'ondes classique en substrat de haute qualité et cela pour des circuits de surface

équivalente. De futures réalisations de filtres en substrat FR4 et en topologie PAFSWSIW permettraient de valider ces remarques.

Enfin dans le chapitre 4, une technologie à base de polymère BenzoCycloButene (BCB) sur silicium a été utilisée pour la conception de guides SIW millimétrique. Un mode de propagation à ondes lentes, appelé SSPP, a été implémenté sur ces guides d'ondes grâce à l'ajout de fentes transversales périodiques sur le capot métallique supérieur. L'objectif a été de démontrer les possibilités de cette topologie à effet d'ondes lentes et de la technologie BCB pour des applications de filtrage en bande millimétrique et sub-THz. Une étude paramétrique des dimensions du guide SIW à ondes lentes a été réalisée à partir de l'extraction de sa matrice ABCD et de simulations électromagnétiques. Le calcul de l'impédance de Bloch de ce guide d'ondes à structure périodique a permis de tracer un abaque de la fréquence de coupure haute du mode SSPP en fonction de la période et des dimensions de fente. D'autres abaques ont été tracés permettant le dimensionnement des fentes transversales en fonction du compromis souhaité entre l'effet d'ondes lentes et la constante d'atténuation. Cette étude, ainsi qu'une méthode pour concevoir l'adaptation d'impédance entre ce SIW à fentes périodiques et un SIW classique, ont été appliquées pour la conception de filtres à large bande passante autour de 110 GHz, 180 GHz et 290 GHz. Les mesures de ces filtres ont révélé des réponses en bonne correspondance avec les simulations et des pertes d'insertion modérées égales à 3.5 dB, 3.9 dB et 6.2 dB aux fréquences centrales  $f_0$  respectives de 110 GHz, 180 GHz et 290 GHz. Notons néanmoins de fortes pertes d'insertion pour celui centré sur 280 GHz en comparaison de la simulation ainsi qu'un décalage en fréquence de la réponse de ces circuits. Par la suite, des filtres du 5<sup>ème</sup> ordre avec une bande passante de 10 % en topologie de guides SIW classiques et à couplages en iris ont aussi été réalisés en technologie BCB pour évaluer les performances de celle-ci sur des circuits résonants. Des résultats en bonne correspondance avec ceux attendus en simulation ont été reportés, avec des pertes d'insertion égales à 4.6 dB, 4.4 dB et 4.9 dB aux fréquences centrales respectives de 101 GHz, 175 GHz et 300 GHz. D'une même manière que pour les filtres à base de guides SIW à fentes périodiques, un décalage en fréquence de la réponse des filtres a également été reporté pour ces circuits. Des retro-simulations menées à partir de mesures au profilomètre du capot supérieur des guides d'ondes ont permis d'expliquer les décalages de fréquence observés en mesure. En effet, une déformation non contrôlée du substrat BCB a engendré un affaissement des guides d'ondes en leur centre et par conséquent une réduction de leur fréquence de coupure. Après avoir modélisé ce défaut sur le logiciel de simulation électromagnétique, une bonne correspondance entre mesure et simulation a été obtenue. Ce chapitre a permis d'explorer les possibilités proposées par la technologie BCB dans le cadre de la conception de filtres à base de guides SIW pour les bandes millimétriques ou sub-THz et d'identifier des difficultés concernant le processus de fabrication. Par la suite, les mesures de nouveaux échantillons devront être

réalisées, échantillons pour lesquels une attention particulière a été portée lors de la fabrication des guides d'ondes pour les déformations du substrat BCB. D'un point de vue performances, il pourrait être envisagé lors de réalisations futures, et si la technologie le permet, d'augmenter l'épaisseur de ce diélectrique afin de réduire les pertes d'insertion des filtres dans les gammes de fréquences sub-THz étudiées.

Ainsi, cette thèse a montré que l'utilisation de guides d'ondes intégrés au substrat peut être une solution pour la réalisation de filtres performants en bande RF et millimétrique jusqu'au domaine des fréquences sub-THz. Plus particulièrement, ce travail de recherche a montré que des circuits compacts et à faibles pertes peuvent être conçus à l'aide de topologies et de technologies innovantes de guide d'ondes intégré au substrat en considérant une propagation à ondes lentes ou en incorporant des zones d'air.

# Références

- [1] Tchofo Dinda Patrice et Mathey Pierre, *Electromagnetisme*. S.I.: DUNOD, 2017.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [3] J. Valencia, V. E. Boria, M. Guglielmi, et S. Cogollos, « Compact Wideband Hybrid Filters in Rectangular Waveguide With Enhanced Out-of-Band Response », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 1, p. 15, 2020.
- [4] Y. Wu, Q. Zeng, et Y. Shang, « An improved wideband three-way waveguide power divider based on directional coupler for Ku band application », *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 31, n° 2, p. e22349, 2021, doi: <https://doi.org/10.1002/mmce.22349>.
- [5] G. P. L. Sage, « 3D Printed Waveguide Slot Array Antennas », *IEEE Access*, vol. 4, p. 1258-1265, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2544278.
- [6] E. A. Rojas-Nastrucci, J. Nussbaum, T. M. Weller, et N. B. Crane, « Meshed rectangular waveguide for high power, low loss and reduced weight applications », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, mai 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540079.
- [7] C. Tomassoni, O. A. Peverini, G. Venanzoni, G. Addamo, F. Paonessa, et G. Virone, « 3D Printing of Microwave and Millimeter-Wave Filters: Additive Manufacturing Technologies Applied in the Development of High-Performance Filters with Novel Topologies », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 21, n° 6, p. 24-45, juin 2020, doi: 10.1109/MMM.2020.2979153.
- [8] K. Lomakin, M. Sippel, K. Helmreich, et G. Gold, « Design and Analysis of 3D Printed Slotted Waveguides for D-Band using Stereolithography and Electroless Silver Plating », in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, août 2020, p. 177-180. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223819.
- [9] E. A. Rojas-Nastrucci, J. T. Nussbaum, N. B. Crane, et T. M. Weller, « Ka-Band Characterization of Binder Jetting for 3-D Printing of Metallic Rectangular Waveguide Circuits and Antennas », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, n° 9, p. 3099-3108, sept. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2730839.
- [10] X. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, n° 5, p. 108-116, juill. 2014, doi: 10.1109/MMM.2014.2321263.
- [11] E. Hammerstad et O. Jensen, « Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design », in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Washington, DC, USA, 1980, vol. 80, p. 407-409. doi: 10.1109/MWSYM.1980.1124303.
- [12] G. Ghione et C. Naldi, « Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane », *Electron. Lett.*, vol. 19, n° 18, p. 734, 1983, doi: 10.1049/el:19830500.
- [13] G. Ghione et C. Naldi, « Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MICs », *Electronics Letters*, vol. 20, p. 179-181, févr. 1984, doi: 10.1049/el:19840120.
- [14] D. Deslandes et K. Wu, « Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n° 2, p. 4, 2003.
- [15] H. J. Tang, G. Q. Yang, J. X. Chen, W. Hong, et K. Wu, « Millimeter-wave and terahertz transmission loss of CMOS process-based substrate integrated waveguide », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 2012, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2012.6259786.
- [16] H. Furuyama, juill. 1992
- [17] A. J. Piloto, K. A. Leahy, B. A. Flanick, et K. A. Zaki, « United States Patent: 5382931 - Waveguide filters having a layered dielectric structure », 5382931, janv. 17, 1995

- [18] H. Uchimura, T. Takenoshita, et M. Fujii, « Development of a “laminated waveguide” », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 46, n° 12, p. 2438-2443, déc. 1998, doi: 10.1109/22.739232.
- [19] H. Uchimura et T. Takenoshita, « A ceramic planar 77 GHz antenna array », in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 99CH36282)*, 1999, vol. 2, p. 453-456.
- [20] D. Stevens et J. Gipprich, « Microwave characterization and modeling of multilayered Cofired Ceramic waveguides », *The International journal of microcircuits and electronic packaging*, vol. 22, p. 173-178, 1998.
- [21] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides », in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, mai 2001, vol. 2, p. 619-622 vol.2. doi: 10.1109/MWSYM.2001.966971.
- [22] Y. Cassivi, D. Deslandes, et K. Wu, « Substrate integrated waveguide directional couplers », in *Asia-Pacific microwave conference (Kyoto, Japan, Nov. 19-22, 2002)*, 2002, p. 1409-1412.
- [23] D. Deslandes et K. Wu, « Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components », in *32nd European Microwave Conference, 2002*, Milan, Italy, oct. 2002, p. 1-4. doi: 10.1109/EUMA.2002.339426.
- [24] M. Ito, K. Maruhashi, K. Ikuina, T. Hashiguchi, S. Iwanaga, et K. Ohata, « A 60-GHz-band planar dielectric waveguide filter for flip-chip modules », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 49, n° 12, p. 2431-2436, déc. 2001, doi: 10.1109/22.971632.
- [25] N. Jain et N. Kinayman, « A novel microstrip mode to waveguide mode transformer and its applications », in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, Phoenix, AZ, USA, 2001, vol. 2, p. 623-626. doi: 10.1109/MWSYM.2001.966972.
- [26] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, n° 2, p. 68-70, févr. 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
- [27] P. Chu *et al.*, « Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Flexible Response », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, n° 3, p. 824-830, mars 2017, doi: 10.1109/TMTT.2016.2633346.
- [28] X. Chen et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Cross-Coupled Filter With Negative Coupling Structure », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, n° 1, p. 142-149, janv. 2008, doi: 10.1109/TMTT.2007.912222.
- [29] X. Chen, K. Wu, et Z. Li, « Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters With Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, n° 12, p. 2569-2578, déc. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.909603.
- [30] F. Mira, J. Mateu, S. Cogollos, et V. E. Boria, « Design of Ultra-Wideband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters in Zigzag Topology », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, n° 5, p. 281-283, mai 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2017589.
- [31] D. L. Diedhiou, E. Rius, J.-F. Favennec, et A. El Mostrah, « Ku-Band Cross-Coupled Ceramic SIW Filter Using a Novel Electric Cross-Coupling », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, n° 2, p. 109-111, févr. 2015, doi: 10.1109/LMWC.2014.2387056.
- [32] Z. Q. Xu, Y. Shi, P. Wang, J. X. Liao, et X. B. Wei, « Substrate integrated waveguide (SIW) filter with hexagonal resonator », *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, n° 11-12, p. 1521-1527, août 2012, doi: 10.1080/09205071.2012.703951.
- [33] X. Chen, D. Drolet, et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide Filters for Airborne and Satellite System Applications », in *2007 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, avr. 2007, p. 659-662. doi: 10.1109/CCECE.2007.169.
- [34] D. Deslandes et K. Wu, « Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters », in *CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436)*, mai 2003, vol. 3, p. 1917-1920 vol.3. doi: 10.1109/CCECE.2003.1226288.



- [35] Y. Xiao, P. Shan, Y. Zhao, H. Sun, et F. Yang, « Design of a W-Band GaAs-Based SIW Chip Filter Using Higher Order Mode Resonances », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, n° 2, p. 104-106, févr. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2890265.
- [36] H. Riblet, « The Short-Slot Hybrid Junction », *Proc. IRE*, vol. 40, n° 2, p. 180-184, févr. 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.274021.
- [37] M. Bertrand, H. El Dirani, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, et P. Ferrari, « A 3-dB Coupler in Slow Wave Substrate Integrated Waveguide Technology », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 4, p. 270-272, avr. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2900239.
- [38] T. Djerafi et K. Wu, « Super-Compact Substrate Integrated Waveguide Cruciform Directional Coupler », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 11, p. 757-759, nov. 2007, doi: 10.1109/LMWC.2007.908040.
- [39] M. F. Hagag, R. Zhang, et D. Peroulis, « High-Performance Tunable Narrowband SIW Cavity-Based Quadrature Hybrid Coupler », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 1, p. 41-43, janv. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2884238.
- [40] Chih-Jung Chen et Tah-Hsiung Chu, « Design of a 60-GHz Substrate Integrated Waveguide Butler Matrix—A Systematic Approach », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 58, n° 7, p. 1724-1733, juill. 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2050097.
- [41] C. T. Bui, P. Lorenz, M. Saglam, W. Kraemer, et R. H. Jansen, « Investigation of Symmetry Influence in Substrate Integrated Waveguide (SIW) Band-Pass Filters using Symmetric Inductive Posts », in *2008 38th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, oct. 2008, p. 492-495. doi: 10.1109/EUMC.2008.4751496.
- [42] K. Y. Kapusuz, A. Vanden Berghe, S. Lemey, et H. Rogier, « Partially-Filled Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna for 24-GHz Automotive Radar », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3038201.
- [43] Guo Qing Luo, Zhi Fang Hu, Yaping Liang, Li Yang Yu, et Ling Ling Sun, « Development of Low Profile Cavity Backed Crossed Slot Antennas for Planar Integration », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, n° 10, p. 2972-2979, oct. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2028602.
- [44] J.-J. Xie et Z. Chen, « Differentially Fed Dual-Polarized SIW Cavity-Backed Patch Antenna with Wide Bandwidth under Multimode Resonance », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 105, p. 12, 2020.
- [45] H. Wang, D.-G. Fang, B. Zhang, et W.-Q. Che, « H Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) -Plane Horn Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n° 3, p. 8, 2010.
- [46] M. Frank, F. Lurz, R. Weigel, et A. Koelpin, « 122 GHz Low-cost Substrate Integrated Waveguide based Leaky-Wave Antenna Design », in *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA, janv. 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/RWS.2019.8714239.
- [47] S. Cheng, H. Yousef, et H. Kratz, « 79 GHz Slot Antennas Based on Substrate Integrated Waveguides (SIW) in a Flexible Printed Circuit Board », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 1, p. 8, 2009.
- [48] A. Doghri, A. Ghiotto, T. Djerafi, et K. Wu, « Early demonstration of a passive millimeter-wave imaging system using substrate integrated waveguide technology », in *2011 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, sept. 2011, p. 215-218. doi: 10.1109/MMS.2011.6068565.
- [49] Y. Yang, W. Luo, et C. Zhang, « A Novel Millimeter Wave Multiple Beam Antenna with SIW Butler Matrix », in *2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, Shanghai, China, mars 2019, p. 1-3. doi: 10.1109/COMPEN.2019.8779056.
- [50] G. Mansutti, A. T. Mobashsher, K. Bialkowski, B. Mohammed, et A. Abbosh, « Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Probe for Skin Cancer Detection », *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 67, n° 9, p. 2462-2472, sept. 2020, doi: 10.1109/TBME.2019.2963104.
- [51] H. P. Hsu, « On The General Relation Between  $\alpha$  and Q (Correspondence) », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 11, n° 4, p. 258-258, juill. 1963, doi: 10.1109/TMTT.1963.1125652.

- [52] J.-S. Hong et M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New York: Wiley, 2001.
- [53] M. Shahidzadeh Mahani et G. W. Roberts, « A mmWave Folded Substrate Integrated Waveguide in a 130-nm CMOS Process », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 65, n° 8, p. 2775-2788, août 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2661259.
- [54] J. Tong, V. Sundaram, A. Shorey, et R. Tummala, « Substrate-integrated waveguides in glass interposers with through-package-vias », in *2015 IEEE 65th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, San Diego, CA, mai 2015, p. 2222-2227. doi: 10.1109/ECTC.2015.7159912.
- [55] M. Bertrand *et al.*, « Integrated Waveguides in Nanoporous Alumina Membrane for Millimeter-Wave Interposer », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 2, p. 83-85, févr. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2887193.
- [56] G. Acri *et al.*, « BenzoCycloButene-based in-Package Substrate Integrated Waveguides for sub-THz Applications », in *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, janv. 2021, p. 41-44. doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338003.
- [57] D. Stephens, P. R. Young, et I. D. Robertson, « Millimeter-wave substrate integrated waveguides and filters in photoimageable thick-film technology », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 53, n° 12, p. 3832-3838, déc. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.859862.
- [58] G. Gentile, R. Dekker, P. de Graaf, M. Spirito, et M. J. Pelk, « Silicon Filled Integrated Waveguides », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, n° 10, p. 3, 2010.
- [59] M. Wietstruck *et al.*, « Design Optimization of Through-Silicon Vias for Substrate-Integrated Waveguides embedded in High-Resistive Silicon Interposer », in *2018 IEEE 20th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC)*, Singapore, Singapore, déc. 2018, p. 195-200. doi: 10.1109/EPTC.2018.8654426.
- [60] P. L. Doan *et al.*, « Potentialities of Air-Filled Substrate Integrated Waveguides based on Carbon Nanotubes in E-band », in *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, nov. 2020, p. 1-4. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299082.
- [61] S. Hu *et al.*, « TSV Technology for Millimeter-Wave and Terahertz Design and Applications », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, n° 2, p. 260-267, févr. 2011, doi: 10.1109/TCPMT.2010.2099731.
- [62] « Micromachined Silicon-Core Substrate-Integrated Waveguides at 220–330 GHz ». <https://ieeexplore-ieee-org.gaelnomade-1.grenet.fr/abstract/document/9201407/> (consulté le juin 30, 2021).
- [63] T.-Y. Chiu et C.-H. Li, « Low-Loss Low-Cost Substrate-Integrated Waveguide and Filter in GaAs IPD Technology for Terahertz Applications », *IEEE Access*, p. 1-1, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3089614.
- [64] Sung Tae Choi, Ki Seok Yang, K. Tokuda, et Yong Hoon Kim, « A V-band planar narrow bandpass filter using a new type integrated waveguide transition », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 12, p. 545-547, déc. 2004, doi: 10.1109/LMWC.2004.837386.
- [65] S. W. Wong, K. Wang, Z. Chen, et Q. Chu, « Electric Coupling Structure of Substrate Integrated Waveguide (SIW) for the Application of 140-GHz Bandpass Filter on LTCC », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, n° 2, p. 316-322, févr. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2285388.
- [66] A. H. Khalil *et al.*, « Quasi-Elliptic and Chebyshev Compact LTCC Multi-Pole Filters Functioning in the Submillimetric Wave Region at 150 GHz », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 12, p. 3925-3935, déc. 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2085012.
- [67] Y. Li, L. Yang, L. Du, K. Zhang, et Y. Hao, « Design of Millimeter-Wave Resonant Cavity and Filter Using 3-D Substrate-Integrated Circular Waveguide », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, n° 8, p. 706-708, août 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2723942.
- [68] G. Prigent, A.-L. Franc, M. Wietstruck, et M. Keynak, « Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filters implemented on Silicon Interposer for Terahertz Applications », in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA, août 2020, p. 595-598. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223781.

- [69] F. Wang, V. F. Pavlidis, et N. Yu, « Miniaturized SIW Bandpass Filter Based on TSV Technology for THz Applications », *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 10, n° 4, p. 423-426, juill. 2020, doi: 10.1109/TTHZ.2020.2974091.
- [70] J. Cui, C. Ai, Y. Zhang, J. Hu, B. Yan, et R. Xu, « A 420 GHz waveguide filter based on MEMS technology », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 1445-1448. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058891.
- [71] D. E. Senior, A. Rahimi, et Yong-Kyu Yoon, « A surface micromachined broadband millimeter-wave filter using quarter-mode substrate integrated waveguide loaded with complementary split ring resonator », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, Tampa, FL, USA, juin 2014, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848407.
- [72] D. Stephens, P. Young, et I. Robertson, « Design and Characterization of 180 GHz Filters in Photoimageable Thick-Film Technology », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, Long Beach, CA, USA, 2005, p. 451-454. doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516626.
- [73] Z.-C. Hao, W. Ding, et W. Hong, « Developing Low-Cost W-Band SIW Bandpass Filters Using the Commercially Available Printed-Circuit-Board Technology », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n° 6, p. 1775-1786, juin 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2553029.
- [74] Feng Xu et Ke Wu, « Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 53, n° 1, p. 66-73, janv. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839303.
- [75] D. Deslandes, « Etude et developpement du guide d'ondes integre au substrat pour la conception de systemes en ondes millimetriques », Université de Montréal, 2005.
- [76] M. Bozzi, M. Pasian, L. Perregrini, et Ke Wu, « On the losses in substrate integrated waveguides », in *2007 European Microwave Conference*, Munich, Germany, 2007, p. 384-387. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405207.
- [77] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, et G. Conciauro, « Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, n° 9, p. 333-335, sept. 2002, doi: 10.1109/LMWC.2002.803188.
- [78] M. Salehi et E. Mehrshahi, « A Closed-Form Formula for Dispersion Characteristics of Fundamental SIW Mode », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, n° 1, p. 4-6, janv. 2011, doi: 10.1109/LMWC.2010.2088114.
- [79] M. Le Coq *et al.*, « Miniaturized C-Band SIW Filters Using High-Permittivity Ceramic Substrates », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, n° 5, p. 620-626, mai 2015, doi: 10.1109/TCPMT.2015.2422613.
- [80] A. Rhanou, F. A. El, N. Jebbor, et S. Bri, « New design of miniature C-band substrate integrated waveguide bandpass filters using ceramic material », *FME Transactions*, vol. 49, n° 1, p. 103-112, 2021, doi: 10.5937/fme2101103R.
- [81] J. Garreau *et al.*, « Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 2012, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2012.6258416.
- [82] S. B. Cohn, « Properties of Ridge Wave Guide », *Proc. IRE*, vol. 35, n° 8, p. 783-788, août 1947, doi: 10.1109/JRPROC.1947.226277.
- [83] W. J. Getsinger, « Ridge Waveguide Field Description and Application to Directional Couplers », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 10, n° 1, p. 41-50, janv. 1962, doi: 10.1109/TMTT.1962.1125444.
- [84] D. Y. Kim et R. S. Elliott, « A design procedure for slot arrays fed by single-ridge waveguide », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, n° 11, p. 1531-1536, nov. 1988, doi: 10.1109/8.9701.
- [85] J. Bornemann et F. Arndt, « Transverse resonance, standing wave, and resonator formulations of the ridge waveguide eigenvalue problem and its application to the design of E-plane finned waveguide filters », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 38, n° 8, p. 1104-1113, août 1990, doi: 10.1109/22.57337.
- [86] Wenquan Che, Cuixia Li, P. Russer, et Y. L. Chow, « Propagation and band broadening effect of planar integrated ridged waveguide in multilayer dielectric substrates », in *2008 IEEE MTT-S International*

- Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, juin 2008, p. 217-220. doi: 10.1109/MWSYM.2008.4633142.
- [87] W. Wang, S.-S. Zhong, Y.-M. Zhang, et X.-L. Liang, « A Broadband Slotted Ridge Waveguide Antenna Array », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, n° 8, p. 2416-2420, août 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.879216.
- [88] J. Gipprich *et al.*, « Embedded Waveguide Filters for Microwave and Wireless Applications using Cofired Ceramic Technologies », *SPIE proceedings series*, vol. 21, n° 3, p. 5, 1998.
- [89] M. Bozzi, S. A. Winkler, et K. Wu, « Novel compact and broadband interconnects based on ridge substrate integrated waveguide », in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, USA, juin 2009, p. 121-124. doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165647.
- [90] M. Bozzi, S. A. Winkler, et K. Wu, « Broadband and compact ridge substrate-integrated waveguides », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, n° 11, p. 1965, 2010, doi: 10.1049/iet-map.2009.0529.
- [91] S. Moscato et M. Bozzi, « Two-Material Ridge Substrate Integrated Waveguide for Ultra-Wideband Applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 10, p. 8, 2015.
- [92] T. Djerafi, H. Aubert, et K. Wu, « Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW) Dual-Band Hybrid Ring Coupler », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, n° 2, p. 70-72, févr. 2012, doi: 10.1109/LMWC.2011.2181158.
- [93] A. A. M. Ali, H. B. El-Shaarawy, et H. Aubert, « Miniaturized Hybrid Ring Coupler Using Electromagnetic Bandgap Loaded Ridge Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, n° 9, p. 471-473, sept. 2011, doi: 10.1109/LMWC.2011.2162618.
- [94] R. Kazemi et A. E. Fathy, « Design of single-ridge SIW power dividers with over 75% bandwidth », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, Tampa, FL, USA, juin 2014, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848353.
- [95] R. Kazemi et A. E. Fathy, « Design of a wideband eight-way single ridge substrate integrated waveguide power divider », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, n° 7, p. 648-656, mai 2015, doi: 10.1049/iet-map.2014.0480.
- [96] Q. Yang et Y. Zhang, « Negative-order ridge substrate integrated waveguide coupled-resonator filter », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 4, p. 290-291, 2014, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2013.2885>.
- [97] L. Huang et H. Cha, « Compact Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, n° 4, p. 223-225, avr. 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2400921.
- [98] Y. Ding, « 4 Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW) Slot Array Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 4, 2009.
- [99] Y. Ding et K. Wu, « Miniaturization Techniques of Substrate Integrated Waveguide Circuits », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components*, déc. 2008, p. 63-66. doi: 10.1109/IMWS.2008.4782262.
- [100] W. L. Barrow et H. Schaevitz, « Hollow pipes of relatively small dimensions », *Electr. Eng.*, vol. 60, n° 3, p. 119-122, mars 1941, doi: 10.1109/EE.1941.6432042.
- [101] T. L. Owens, « A Folded Waveguide Coupler for Plasma Heating in the Ion Cyclotron Range of Frequencies », *IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE*, n° 6, p. 13, 1986.
- [102] G. G. Mazumder et P. K. Saha, « Rectangular Waveguide with T-Shaped Septa », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 35, n° 2, p. 201-204, févr. 1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133623.
- [103] Yang Zhang et W. T. Joines, « Some Properties of T-Septum Waveguides », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 35, n° 8, p. 769-775, août 1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133744.
- [104] T. Yousefi et N. Komjani, « Slow-wave H-plane filter with improved frequency characteristics and reduced size », in *2012 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOREd)*, Pulau Pinang, Malaysia, déc. 2012, p. 134-139. doi: 10.1109/SCOREd.2012.6518626.
- [105] N. Grigoropoulos et P. R. Young, « Compact folded waveguides », in *34th European Microwave Conference, 2004.*, oct. 2004, vol. 2, p. 973-976.

- [106] B. Sanz Izquierdo, P. R. Young, N. Grigoropoulos, J. C. Batchelor, et R. J. Langley, « Substrate-integrated folded waveguide slot antenna », in *IWAT 2005. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005.*, mars 2005, p. 307-309. doi: 10.1109/IWAT.2005.1461077.
- [107] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo, et P. R. Young, « Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filters », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, n° 12, p. 829-831, déc. 2005, doi: 10.1109/LMWC.2005.860027.
- [108] B. Izquierdo, N. Grigoropoulos, et P. Young, « Ultra-Wideband Multilayer Substrate Integrated Folded Waveguides », in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, 2006, p. 610-612. doi: 10.1109/MWSYM.2006.249668.
- [109] C. Zhao, C. Fumeaux, et C. Lim, « Folded Substrate-Integrated Waveguide Band-Pass Post Filter », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, n° 1, p. 22-24, janv. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2016.2630004.
- [110] W. Lei, W. Che, K. Deng, et S. Dong, « Narrow-slot bandpass filter based on folded substrate-integrated waveguide with wide out-of-band rejection », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, n° 5, p. 1155-1159, 2008, doi: <https://doi.org/10.1002/mop.23327>.
- [111] H. Lin, « Novel Folded Resonators and Filters », in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2007, p. 1277-1280. doi: 10.1109/MWSYM.2007.380426.
- [112] G. H. Zhai, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen, P. Chen, et H. J. Tang, « Substrate Integrated Folded Waveguide (SIFW) narrow-wall directional coupler », in *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, avr. 2008, vol. 1, p. 174-177. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540333.
- [113] Yan Ding et K. Wu, « Miniaturized hybrid ring circuits using T-type folded substrate integrated waveguide (TFSIW) », in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, USA, juin 2009, p. 705-708. doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165794.
- [114] Wenquan Che, Liang Geng, K. Wu, et Y. L. Chow, « Theoretical investigation and experimental verification of compact folded substrate integrated waveguide », in *2007 European Microwave Conference*, oct. 2007, p. 380-383. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405206.
- [115] N. Nguyen-Trong, T. Kaufmann, L. Hall, et C. Fumeaux, « Variational Analysis of Folded Substrate-Integrated Waveguides », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, n° 6, p. 352-354, juin 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2421251.
- [116] W. Hong *et al.*, « Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application », in *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*, Shanghai, China, sept. 2006, p. 219-219. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368427.
- [117] M. Bertrand, Z. Liu, E. Pistono, D. Kaddour, et P. Ferrari, « A compact slow-wave substrate integrated waveguide cavity filter », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, mai 2015, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166800.
- [118] Qinghua Lai, C. Fumeaux, Wei Hong, et R. Vahldieck, « Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 57, n° 8, p. 1996-2004, août 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2025429.
- [119] W. Hong *et al.*, « Integrated Microwave and Millimeter Wave Antennas Based on SIW and HMSIW Technology », in *2007 International workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, Cambridge, UK, mars 2007, p. 69-72. doi: 10.1109/IWAT.2007.370082.
- [120] Y. Wang *et al.*, « Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 4, p. 265-267, avr. 2007, doi: 10.1109/LMWC.2007.892958.
- [121] V. Sekar et K. Entesari, « A novel compact dual-band half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter », in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972733.

- [122] M. Z. U. Rehman, Z. Baharudin, M. A. Zakariya, M. H. M. Khir, M. T. Jilani, et and M. T. Khan, « RF MEMS Based Half Mode Bowtie Shaped Substrate Integrated Waveguide Tunable Bandpass Filter », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 60, p. 21-30, 2015, doi: 10.2528/PIERC15091407.
- [123] C.-X. Zhou, C.-M. Zhu, et W. Wu, « Tunable Dual-Band Filter Based on Stub-Capacitor-Loaded Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 65, n° 1, p. 147-155, janv. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2016.2613053.
- [124] Y. Dong et T. Itoh, « Composite Right/Left-Handed Substrate Integrated Waveguide and Half Mode Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Structures », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 59, n° 3, p. 767-775, mars 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2103025.
- [125] Junfeng Xu, Wei Hong, Hongjun Tang, Zhenqi Kuai, et Ke Wu, « Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Leaky-Wave Antenna for Millimeter-Wave Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, p. 85-88, 2008, doi: 10.1109/LAWP.2008.919353.
- [126] Zhenyu Zhang, Ning Yang, et Ke Wu, « 5-GHz bandpass filter demonstration using quarter-mode substrate integrated waveguide cavity for wireless systems », in *2009 IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Diego, CA, USA, janv. 2009, p. 95-98. doi: 10.1109/RWS.2009.4957293.
- [127] X. Wang, X.-W. Zhu, Z. H. Jiang, Z.-C. Hao, Y.-W. Wu, et W. Hong, « Analysis of Eighth-Mode Substrate-Integrated Waveguide Cavity and Flexible Filter Design », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 67, n° 7, p. 2701-2712, juill. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2913646.
- [128] J. Guo, B. You, et G. Q. Luo, « A Miniaturized Eighth-Mode Substrate-Integrated Waveguide Filter With Both Tunable Center Frequency and Bandwidth », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 7, p. 450-452, juill. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2916780.
- [129] A. R. Azad et A. Mohan, « A compact sixteenth-mode substrate integrated waveguide bandpass filter with improved out-of-band performance », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, n° 7, p. 1728-1733, 2017, doi: <https://doi.org/10.1002/mop.30615>.
- [130] Y.-N. Yang, G. H. Li, L. Sun, W. Yang, et and X. Yang, « Design of Compact Bandpass Filters Using Sixteenth Mode and Thirty-Second Mode SIW Cavities », *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 75, p. 61-66, 2018, doi: 10.2528/PIERL18021002.
- [131] K. Chin, C. Chang, C. Chen, Z. Guo, D. Wang, et W. Che, « LTCC Multilayered Substrate-Integrated Waveguide Filter With Enhanced Frequency Selectivity for System-in-Package Applications », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, n° 4, p. 664-672, avr. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2294720.
- [132] Z. Wang, S. Bu, et and Z.-X. Luo, « A Ka-Band Third-Order Cross-Coupled Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Base on 3D LTCC », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 17, p. 173-180, 2010, doi: 10.2528/PIERC10100903.
- [133] A. Isapour et A. Kouki, « Vertical LTCC Integrated Rectangular Waveguide and Transitions for Millimeter-Wave Applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, n° 3, p. 868-882, mars 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2892743.
- [134] Z. Xiangjun, M. Caoyuan, et C. Deqiang, « Compact dual-passband LTCC filter exploiting eighth-mode SIW and SIW hybrid with coplanar waveguide », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 24, p. 1849-1851, 2014, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2014.2555>.
- [135] H. Chien, T. Shen, T. Huang, W. Wang, et R. Wu, « Miniaturized Bandpass Filters With Double-Folded Substrate Integrated Waveguide Resonators in LTCC », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 7, p. 1774-1782, juill. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2022591.
- [136] Zhang Cheng Hao, Wei Hong, Xiao Ping Chen, Ji Xin Chen, Ke Wu, et Tie Jun Cui, « Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, n° 2, p. 95-97, févr. 2005, doi: 10.1109/LMWC.2004.842836.
- [137] M. Shen, Z. Shao, X. Du, Z. He, et X. Li, « Ka-band multilayered substrate integrated waveguide narrowband filter for system-in-package applications », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, n° 6, p. 1395-1398, 2016, doi: <https://doi.org/10.1002/mop.29833>.

- [138] D. Jia et Q. Feng, « Multilayer Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters With Higher-Order Mode Suppression », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, n° 9, p. 3, 2016.
- [139] J. N. Hui, W. J. Feng, et W. Q. Che, « Balun bandpass filter based on multilayer substrate integrated waveguide power divider », *Electronics Letters*, vol. 48, n° 10, p. 571-573, mai 2012, doi: 10.1049/el.2012.0479.
- [140] Kai Zhou, W. Kang, et W. Wu, « A compact SIW balanced bandpass filter with high selectivity and good common-mode suppression », in *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, juin 2016, vol. 1, p. 76-78. doi: 10.1109/ICMMT.2016.7761682.
- [141] B. Muneer, Z. Qi, et X. Shanjia, « A Broadband Tunable Multilayer Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, n° 4, p. 220-222, avr. 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2400923.
- [142] H. Jin, G. Q. Luo, W. Wang, et W. Che, « Integration Design of Millimeter-Wave Filtering Patch Antenna Array With SIW Four-Way Anti-Phase Filtering Power Divider », vol. 7, p. 9, 2019.
- [143] P. M. and S. Demir, « Multi-Layer Substrate Integrated Waveguide E-Plane Power Divider », *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 30, p. 159-172, 2012, doi: 10.2528/PIERC12042905.
- [144] G. H. Zhai *et al.*, « Folded Half Mode Substrate Integrated Waveguide 3 dB Coupler », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, n° 8, p. 512-514, août 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2001006.
- [145] Z. Wang, X. Li, S. Zhou, B. Yan, R.-M. Xu, et W. Lin, « Half Mode Substrate Integrated Folded Waveguide (Hmsifw) and Partial h -Plane Bandpass Filter », *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 101, p. 203-216, 2010, doi: 10.2528/PIER10011201.
- [146] K. F. Chen, X. Yang, L. Zhou, et J.-F. Mao, « Miniaturized Half-mode T-Septum SIW Bandpass Filter with an Ultrawide Stopband », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, p. 1-1, 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3076456.
- [147] L. Huang, H. Cha, et Y. Li, « Compact Wideband Ridge Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Filters », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 64, n° 11, p. 3568-3579, nov. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2606385.
- [148] T. R. Jones et M. Daneshmand, « Miniaturized folded ridged half-mode substrate integrated waveguide », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2017, p. 528-531. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230906.
- [149] L. Huang et S. Zhang, « Ultra-Wideband Ridged Half-Mode Folded Substrate-Integrated Waveguide Filters », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 7, p. 579-581, juill. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2835666.
- [150] A. Niembro-Martin *et al.*, « Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 62, n° 8, p. 1625-1633, août 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2328974.
- [151] H. Jin, K. Wang, J. Guo, S. Ding, et K. Wu, « Slow-Wave Effect of Substrate Integrated Waveguide Patterned With Microstrip Polyline », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 64, n° 6, p. 1717-1726, juin 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2559479.
- [152] D.-F. Guan, P. You, Q. Zhang, Z.-B. Yang, H. Liu, et S.-W. Yong, « Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Using Spoof Surface Plasmon Polariton Structure », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 66, n° 6, p. 2946-2952, juin 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2825385.
- [153] M. Bertrand, « Guides à ondes lentes intégrés dans le substrat pour les applications en bandes RF et millimétriques », These de doctorat, Université Grenoble Alpes (ComUE), 2017.
- [154] M. Bertrand, J. Corsi, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, et P. Ferrari, « On the Effect of Field Spatial Separation on Slow Wave Propagation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 12, p. 4978-4983, déc. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3023445.
- [155] Y. M. Huang, S. Ding, G. Wang, et M. Bozzi, « Compact Equal-Width Equal-Length Phase Shifter With Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide for 5G Applications », *IEEE Access*, vol. 7, p. 160595-160609, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2950846.

- [156] H. Jin, Y. Zhou, Y. M. Huang, S. Ding, et K. Wu, « Miniaturized Broadband Coupler Made of Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, n° 2, p. 3, 2017.
- [157] Y. Zhou, H. Jin, Y. M. Huang, et H. Jin, « Slow-wave substrate integrated waveguide with partially polyline loading », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, oct. 2017, p. 691-694. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230941.
- [158] Y. Zhou *et al.*, « Slow-Wave Half-Mode Substrate Integrated Waveguide 3-dB Wilkinson Power Divider/Combiner Incorporating Nonperiodic Patterning », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 9, p. 765-767, sept. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2854969.
- [159] Y. Zhou *et al.*, « Effective Extracting Method for Electromagnetic Parameters of Periodically Loaded Substrate Integrated Waveguide Units », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA, juin 2018, p. 1050-1053. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439681.
- [160] Y. Zhou *et al.*, « An Effective Mixed Extracting Method for Electromagnetic Parameters of Periodically Loaded Substrate Integrated Waveguide Units and Its Applications », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, n° 2, p. 543-554, févr. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2950195.
- [161] M. Khalil, M. Kamarei, J. Jomaah, et H. Ayad, « Compact multi-layer Band-Pass filter in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology », in *2016 IEEE Middle East Conference on Antennas and Propagation (MECAP)*, sept. 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/MECAP.2016.7790105.
- [162] A. T. Ho, « Contribution of the slow-wave effect for antennas miniaturization and humidity sensor applications », PhD thesis, Université Grenoble Alpes, 2019.
- [163] A.-T. Ho, E. Pistono, T.-P. Vuong, et A. Niembro-Martin, « Crossed-slot cavity antenna in slow-wave SIW », in *2015 European Radar Conference (EuRAD)*, Paris, France, sept. 2015, p. 297-300. doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346296.
- [164] A. T. Ho, E. Pistono, N. Corrao, et P. Ferrari, « Circular Polarized Square Slot Antenna Based on Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, n° 3, p. 1273-1282, mars 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3030933.
- [165] Y. Zhou *et al.*, « Slow-Wave Effect Enhanced Substrate Integrated Waveguide with Multi-Antipodal Blind Via-Holes and Distributed Metal Strips », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, n° 8, p. 753-756, août 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.3004236.
- [166] Y. Zhang *et al.*, « Slow Wave Substrate-Integrated Waveguide With Miniaturized Dimensions and Broadened Bandwidth », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 1-1, 2021, doi: 10.1109/TMTT.2021.3074170.
- [167] X. Li, K. Dhvaj, et T. Itoh, « Single-Layer Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide with Enhanced Capacitance », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA, juin 2018, p. 316-318. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439214.
- [168] Y. Zhou, H. Jin, Y. M. Huang, D. Xu, et M. Bozzi, « Metallized Blind Via Holes and Surface Etching Incorporation for Miniaturization Enhancement in Slow-wave Substrate Integrated Waveguide », in *2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - Fall)*, Xiamen, China, déc. 2019, p. 1224-1227. doi: 10.1109/PIERS-Fall48861.2019.9021899.
- [169] H. C. Zhang, P. H. He, W. X. Tang, Y. Luo, et T. J. Cui, « Planar Spoof SPP Transmission Lines: Applications in Microwave Circuits », *IEEE Microwave*, vol. 20, n° 11, p. 73-91, nov. 2019, doi: 10.1109/MMM.2019.2935363.
- [170] L. Ye, Y. Chen, K. D. Xu, W. Li, Q. H. Liu, et Y. Zhang, « Substrate Integrated Plasmonic Waveguide for Microwave Bandpass Filter Applications », *IEEE Access*, vol. 7, p. 75957-75964, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2920925.
- [171] R. S. Sangam et R. S. Kshetrimayum, « Hybrid spoof surface plasmon polariton and substrate integrated waveguide bandpass filter with high out-of-band rejection for X-band applications », *IET microw. antennas propagation*, vol. 15, n° 3, p. 289-299, févr. 2021, doi: 10.1049/mia2.12049.



- [172] K. Mahant, H. Mewada, A. Patel, A. D. Vala, et J. Chaudhari, « Spoof Surface Plasmon Polaritons and Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Based Compact Band-Pass Filter for Radar Application », *PIER M*, vol. 101, p. 25-35, 2021, doi: 10.2528/PIERM20121803.
- [173] Y. Cui, K.-D. Xu, et Q. Chen, « Bandpass Filter Using Half-Mode Substrate Integrated Plasmonic Waveguide », in *2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, déc. 2020, p. 29-30. doi: 10.1109/APMC47863.2020.9331519.
- [174] Y. Guo, K. Xu, X. Deng, X. Cheng, et Q. Chen, « Millimeter-Wave On-Chip Bandpass Filter Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons », *IEEE Electron Device Letters*, vol. 41, n° 8, p. 1165-1168, août 2020, doi: 10.1109/LED.2020.3003804.
- [175] Y. Wu *et al.*, « A New Self-Packaged Substrate Integrated Air-Filled Spoof Surface Plasmon Polaritons Line With Inherent Low Loss and Deep Upper Frequency Suppression », *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 48, n° 10, p. 3516-3523, oct. 2020, doi: 10.1109/TPS.2020.3024758.
- [176] D.-F. Guan, P. You, Q. Zhang, K. Xiao, et S.-W. Yong, « Hybrid Spoof Surface Plasmon Polariton and Substrate Integrated Waveguide Transmission Line and Its Application in Filter », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 65, n° 12, p. 4925-4932, déc. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2727486.
- [177] K. Rudramuni, K. Kandasamy, A. Kandwal, et Q. Zhang, « Compact bandpass filter based on hybrid spoof surface plasmon and substrate integrated waveguide transmission line », in *2017 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, déc. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/EDAPS.2017.8277014.
- [178] P. Chen, L. Li, K. Yang, et Q. Chen, « Hybrid Spoof Surface Plasmon Polariton and Substrate Integrated Waveguide Broadband Bandpass Filter With Wide Out-of-Band Rejection », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 11, p. 984-986, nov. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2869290.
- [179] W. Zhang, « A Compact Wideband Phase Shifter Using Slotted Substrate Integrated Waveguide », *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 29, n° 12, p. 4, 2019.
- [180] H. Peng, X. Xia, S. O. Tatu, et T. Yang, « An Improved Broadband SIW Phase Shifter With Embedded Air Strips », *PIER C*, vol. 67, p. 185-192, 2016, doi: 10.2528/PIERC16080904.
- [181] L. Ji, X.-C. Li, et J.-F. Mao, « Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Dispersion Tailoring Using 2.5-D Spoof Surface Plasmon Polaritons Structure », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 68, n° 7, p. 2539-2550, juill. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2989278.
- [182] Z.-B. Yang *et al.*, « Low-Loss Spoof Surface Plasmon Polariton Based on Folded Substrate Integrated Waveguide », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, n° 1, p. 222-225, janv. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2018.2886578.
- [183] L. Ji, X.-C. Li, X. He, et J.-F. Mao, « A Slow Wave Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide With Spoof Surface Plasmon Polaritons », *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 49, n° 6, p. 1818-1825, juin 2021, doi: 10.1109/TPS.2021.3081934.
- [184] L. Ji, X. Li, Y. Zhu, H. Zhong, et J. Mao, « A Miniaturized HMSIW-SPP Guided-Wave Transmission Line with Mushroom-like Structure », in *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Singapore, Singapore, déc. 2019, p. 19-21. doi: 10.1109/APMC46564.2019.9038181.
- [185] M. Henry, N. Osman, T. Tick, et C. Free, « Integrated air-filled waveguide antennas in LTCC for G-band operation », in *2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, Macau, déc. 2008, p. 1-4. doi: 10.1109/APMC.2008.4957967.
- [186] N. Ranjesh et M. Shahabadi, « Reduction of dielectric losses in substrate integrated waveguide », *Electronics Letters*, vol. 42, n° 21, p. 1230-1232, oct. 2006.
- [187] A. Belenguer, H. Esteban, et V. E. Boria, « Novel Empty Substrate Integrated Waveguide for High-Performance Microwave Integrated Circuits », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, n° 4, p. 8, 2014.
- [188] L. Jin, « Analysis and Design of a Novel Low-Loss Hollow Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, n° 8, p. 9, 2014.

- [189] F. Parment, A. Ghiotto, T. Vuong, J. Duchamp, et K. Wu, « Low-loss air-filled Substrate Integrated Waveguide (SIW) band-pass filter with inductive posts », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2015, p. 761-764. doi: 10.1109/EuMC.2015.7345875.
- [190] A. Ghiotto, F. Parment, T.-P. Vuong, et K. Wu, « Multilayer-substrate integration technique of air-filled waveguide circuits », in *2016 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Beijing, China, juill. 2016, p. 1-3. doi: 10.1109/NEMO.2016.7561664.
- [191] N. H. Mansor, « Optimal Transition in Air-filled Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Student Conference on Research and Development*, p. 5, 2015.
- [192] H. Peng, X. Xia, J. Dong, et T. Yang, « An improved broadband transition between microstrip and empty substrate integrated waveguide », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, n° 9, p. 2227-2231, sept. 2016, doi: 10.1002/mop.30015.
- [193] H. Esteban, A. Belenguer, J. R. Sanchez, C. Bachiller, et V. E. Boria, « Improved Low Reflection Transition From Microstrip Line to Empty Substrate-Integrated Waveguide », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, n° 8, p. 685-687, août 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2724011.
- [194] Z. Liu, J. Xu, et W. Wang, « Wideband Transition From Microstrip Line-to- Empty Substrate-Integrated Waveguide Without Sharp Dielectric Taper », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 1, p. 20-22, janv. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2018.2881055.
- [195] N. Ghassemi, I. Boudreau, D. Deslandes, et K. Wu, « Millimeter-Wave Broadband Transition of Substrate Integrated Waveguide on High-to-Low Dielectric Constant Substrates », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, n° 10, p. 1764-1770, oct. 2013, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2257929.
- [196] N. H. Nguyen, F. Parment, A. Ghiotto, K. Wu, et T. P. Vuong, « A fifth-order air-filled SIW filter for future 5G applications », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, sept. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247355.
- [197] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, F. Lotz, et P. Monteil, « High performance air-filled substrate integrated waveguide filter post-process tuning using capacitive post », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 196-199. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059037.
- [198] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, et F. Lotz, « Self-Temperature-Compensated Air-Filled Substrate-Integrated Waveguide Cavities and Filters », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 8, p. 3611-3621, août 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2851243.
- [199] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, et F. Lotz, « Configurable Perforated Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (AFSIW) For Generic High-Performance Systems on Substrate », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, n° 11, p. 4308-4321, nov. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2940193.
- [200] C. Tomassoni, L. Silvestri, M. Bozzi, L. Perregrini, et A. Ghiotto, « A novel filter based on a dual-mode air-filled substrate integrated waveguide cavity resonator », in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, Seville, Spain, mai 2017, p. 290-292. doi: 10.1109/NEMO.2017.7964263.
- [201] C. Tomassoni, L. Silvestri, A. Ghiotto, et L. Perregrini, « Substrate-Integrated Waveguide Filters Based on Dual-Mode Air-Filled Resonant Cavities », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 2, p. 11, 2018.
- [202] L. Silvestri, C. Tomassoni, et L. Perregrini, « Partially Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Filters With Full Control of Transmission Zeros », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, n° 9, p. 10, 2019.
- [203] D. Shishido et M. Tamura, « Development of an Air-filled SIW Filter with Wideband Spurious Suppression », in *2020 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, sept. 2020, p. 13-15. doi: 10.1109/RFIT49453.2020.9226173.

- [204] A. Belenguer, J. L. Cano, H. Esteban, E. Artal, et V. E. Boria, « Empty substrate integrated waveguide technology for  $E$  plane high-frequency and high-performance circuits: ESIW technology for  $E$  plane devices », *Radio Sci.*, vol. 52, n° 1, p. 49-69, janv. 2017, doi: 10.1002/2016RS006181.
- [205] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, et K. Wu, « Air-filled SIW transmission line and phase shifter for high-performance and low-cost U-Band integrated circuits and systems », in *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, Montreal, QC, Canada, mai 2015, p. 1-3. doi: 10.1109/GSMM.2015.7175444.
- [206] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, et K. Wu, « Broadband directional Moreno coupler for high-performance air-filled SIW-based Substrate Integrated Systems », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, mai 2016, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540380.
- [207] M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, et A. Belenguer, « Design of a Hybrid Directional Coupler in Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW) », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, n° 12, p. 796-798, déc. 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2496803.
- [208] F. Bigelli *et al.*, « Design and Fabrication of a Dielectricless Substrate-Integrated Waveguide », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, n° 2, p. 256-261, févr. 2016, doi: 10.1109/TCPMT.2015.2513077.
- [209] A. Ghiotto, F. Parment, T.-P. Vuong, et K. Wu, « Millimeter-Wave Air-Filled SIW Antipodal Linearly Tapered Slot Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, p. 768-771, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2602280.
- [210] J. Mateo, A. M. Torres, et A. Belenguer, « Highly Efficient and Well-Matched Empty Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, p. 4, 2016.
- [211] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, L. Carpentier, et K. Wu, « Substrate integrated suspended line to air-filled SIW transition for high-performance millimeter-wave multilayer integration », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, juin 2017, p. 719-722. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058673.
- [212] A. Belenguer, A. L. Borja, H. Esteban, et V. E. Boria, « High-Performance Coplanar Waveguide to Empty Substrate Integrated Coaxial Line Transition », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 63, n° 12, p. 4027-4034, déc. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2496271.
- [213] A. L. Borja, A. Belenguer, H. Esteban, et V. E. Boria, « Design and Performance of a High- $Q$  Narrow Bandwidth Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at  $K_u$ -Band », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, n° 11, p. 977-979, nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750118.
- [214] L. Martinez, A. Belenguer, V. E. Boria, et A. L. Borja, « Compact Folded Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at  $S$ -Band », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 29, n° 5, p. 315-317, mai 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2909178.
- [215] I. S. S. Lima, F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, et K. Wu, « Broadband Dielectric-to-Half-Mode Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Transition », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, n° 6, p. 383-385, juin 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2555943.
- [216] Q. Zhou, T. R. Jones, H. Moghadas, et M. Daneshmand, « Microfabrication of monolithic wafer-level miniaturized millimeter-wave air-filled half-mode waveguide filter based on the inward curving split ring resonator array », *Nanotechnology*, vol. 31, n° 19, p. 195202, mai 2020, doi: 10.1088/1361-6528/ab7048.
- [217] D. Herraiz, H. Esteban, J. A. Martinez, A. Belenguer, et V. Boria, « Microstrip to Ridge Empty Substrate-Integrated Waveguide Transition for Broadband Microwave Applications », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 30, n° 3, p. 257-260, mars 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2971658.
- [218] M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, H. Esteban, et A. Belenguer, « Folded Empty Substrate Integrated Waveguide With a Robust Transition to Grounded Coplanar Waveguide in the Ku Band », *IEEE Access*, vol. 9, p. 76112-76118, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3082849.
- [219] M. Bozzi, D. Deslandes, P. Arcioni, L. Perregrini, K. Wu, et G. Conciauro, « Efficient analysis and experimental verification of substrate-integrated slab waveguides for wideband microwave applications »,

*International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 15, n° 3, p. 296-306, 2005, doi: <https://doi.org/10.1002/mmce.20085>.

- [220] N. Nguyen, A. Ghiotto, T. Vuong, A. Vilcot, F. Parment, et K. Wu, « Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, juin 2018, p. 312-315. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439337.
- [221] N. Nguyen, A. Ghiotto, T. Vuong, A. Vilcot, T. Martin, et K. Wu, « Dielectric Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (SAFSIW) Bandpass Filters », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, n° 4, p. 363-366, avr. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2974993.
- [222] N. Nguyen, A. Ghiotto, T. Martin, A. Vilcot, K. Wu, et T. Vuong, « A 90° Self-Compensating Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter », in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2019, p. 580-583. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700763.
- [223] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, J. J. de Dios, H. Esteban, et V. E. Boria, « Compact Multilayer Filter in Empty Substrate Integrated Waveguide With Transmission Zeros », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 6, p. 2993-3000, juin 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2823306.
- [224] J. V. Morro, A. Rodríguez, A. Belenguer, H. Esteban, et V. Boria, « Multilevel transition in empty substrate integrated waveguide », *Electronics Letters*, vol. 52, n° 18, p. 1543-1544, 2016, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2016.2558>.
- [225] J. A. Ballesteros, M. D. Fernandez, A. Belenguer, H. Esteban, et V. E. Boria, « Versatile Transition for Multilayer Compact Devices in Empty Substrate Integrated Waveguide », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n° 6, p. 482-484, juin 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2825653.
- [226] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, et K. Wu, « Ka-band compact and high-performance bandpass filter based on multilayer air-filled SIW », *Electronics Letters*, vol. 53, n° 7, p. 486-488, 2017, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2016.4399>.
- [227] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, K. Wu, et F. Lotz, « Compact Quasi-Elliptic and Highly Selective AFSIW Filter with Multilayer Cross-Coupling », in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2019, p. 718-721. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700728.
- [228] T. Martin, A. Ghiotto, et T.-P. Vuong, « Air-Filled Substrate Integrated Waveguide (AFSIW) Filter with Asymmetric Frequency Response », in *2020 XXXIIIrd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science*, août 2020, p. 1-4. doi: 10.23919/URSIGASS49373.2020.9232236.
- [229] A. T. Ho, M. Ndoye, P. Ferrari, F. Domingue, et E. Pistono, « Miniaturized Humidity Sensor Based on a Partially Air-Filled Slow-Wave SIW Resonator », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2018, p. 640-643. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541395.
- [230] R. Appleby, D. A. Robertson, et D. Wikner, « Millimeter wave imaging: a historical review », in *Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XX*, mai 2017, vol. 10189, p. 1018902. doi: 10.1117/12.2262476.
- [231] J. Federici et L. Moeller, « Review of terahertz and subterahertz wireless communications », *Journal of Applied Physics*, vol. 107, n° 11, p. 111101, juin 2010, doi: 10.1063/1.3386413.
- [232] J. M. Pinheiro *et al.*, « 110-GHz Through-Substrate-Via Transition Based on Copper Nanowires in Alumina Membrane », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 66, n° 2, p. 784-790, févr. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2763142.
- [233] S. J. Bleiker *et al.*, « High-Aspect-Ratio Through Silicon Vias for High-Frequency Application Fabricated by Magnetic Assembly of Gold-Coated Nickel Wires », *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, n° 1, p. 21-27, janv. 2015, doi: 10.1109/TCPMT.2014.2369236.
- [234] W. T. Khan, J. Tong, S. Sitaraman, V. Sundaram, R. Tummala, et J. Papapolymerou, « Characterization of electrical properties of glass and transmission lines on thin glass up to 50 GHz », in *2015 IEEE 65th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, mai 2015, p. 2138-2143. doi: 10.1109/ECTC.2015.7159898.
- [235] D. J. Chung et J. Papapolymerou, « 60–110 GHz low loss HDI transitions for LCP-packaged silicon substrate », *Electronics Letters*, vol. 46, n° 8, p. 577-578, avr. 2010, doi: 10.1049/el.2010.0241.

- [236] « Isotropic AAO Membranes | InRedox ». <https://www.inredox.com/product/aao-membranes-iso/>
- [237] M. V. Pelegrini *et al.*, « Interposer based on metallic-nanowire-membrane (MnM) for mm-wave applications », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, oct. 2016, p. 1461-1464. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824630.
- [238] A.-L. Franc, F. Podevin, L. Cagnon, P. Ferrari, A. Serrano, et G. Rehder, « Metallic nanowire filled membrane for slow wave microstrip transmission lines », in *2012 International Semiconductor Conference Dresden-Grenoble (ISCDG)*, Grenoble, France, sept. 2012, p. 191-194. doi: 10.1109/ISCDG.2012.6360022.
- [239] A. L. C. Serrano *et al.*, « Modeling and Characterization of Slow-Wave Microstrip Lines on Metallic-Nanowire-Filled-Membrane Substrate », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 62, n° 12, p. 3249-3254, déc. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2366108.
- [240] L. G. Gomes, A. L. C. Serrano, P. Ferrari, et G. P. Rehder, « Suspended Slow-Wave transmission lines for mm-wave applications », in *2019 34th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, août 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/SBMicro.2019.8919327.
- [241] A. L. C. Serrano *et al.*, « 3D inductors with nanowire through substrate vias », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, juin 2017, p. 1641-1644. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058952.
- [242] D. Wang *et al.*, « A Compact Butler Matrix Design Based on Metallic Nanowire Filled Membrane Technology and Tunable Phase Shifter at 160 GHz », in *2019 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, Paris, France, sept. 2019, p. 1-2. doi: 10.1109/IRMMW-THz.2019.8873696.
- [243] M. Jost *et al.*, « Miniaturized Liquid Crystal Slow Wave Phase Shifter Based on Nanowire Filled Membranes », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, n° 8, p. 681-683, août 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2845938.
- [244] J. M. Pinheiro, M. V. Pelegrini, L. Amorese, P. Ferrari, G. P. Rehder, et A. L. C. Serrano, « Nanowire-based through substrate via for millimeter-wave frequencies », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, mai 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540078.
- [245] J. M. Pinheiro, G. P. Rehder, F. Podevin, P. Ferrari, et A. L. C. Serrano, « Slow-Wave Microstrip Line Model for PCB and Metallic-Nanowire-Filled-Membrane Technologies », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 69, n° 2, p. 1238-1249, févr. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2020.3040414.
- [246] P. Franck, D. Baillargeat, et Beng Kang Tay, « Mesoscopic Model for the Electromagnetic Properties of Arrays of Nanotubes and Nanowires: A Bulk Equivalent Approach », *IEEE Trans. Nanotechnology*, vol. 11, n° 5, p. 964-974, sept. 2012, doi: 10.1109/TNANO.2012.2209457.
- [247] D. Deslandes, « Analysis and Design of Current Probe Transition From Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n° 8, p. 8, 2005.
- [248] D. Deslandes, « Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions », in *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, USA, mai 2010, p. 704-707. doi: 10.1109/MWSYM.2010.5517884.
- [249] S. Lin, S. Yang, A. E. Fathy, et A. Elsherbini, « Development of a Novel UWB Vivaldi Antenna Array using SIW Technology », *PIER*, vol. 90, p. 369-384, 2009, doi: 10.2528/PIER09020503.
- [250] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller, A. Belenguer, et V. E. Boria, « Improvement for the design equations for tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions », in *2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, sept. 2011, p. 652-655. doi: 10.1109/ICEAA.2011.6046418.
- [251] R. Kazemi, A. E. Fathy, S. Yang, et R. A. Sadeghzadeh, « Development of an ultra wide band GCPW to SIW transition », in *2012 IEEE Radio and Wireless Symposium*, janv. 2012, p. 171-174. doi: 10.1109/RWS.2012.6175308.
- [252] D. Lorente, M. Limbach, H. Esteban, et V. Boria, « Compact Ultrawideband Grounded Coplanar Waveguide to Substrate Integrated Waveguide Tapered V-Slot Transition », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 30, n° 12, p. 1137-1140, déc. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.3031025.

- [253] « Ansys HFSS | Ansys Electronics ». <https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-hfss>
- [254] Xiao-Ping Chen et Ke Wu, « Accurate and efficient design approach of substrate integrated waveguide filter using numerical TRL calibration technique », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, juin 2008, p. 1231-1234. doi: 10.1109/MWSYM.2008.4633281.
- [255] S. S. Park, S. T. Han, Y. M. Cho, D. H. Je, K. D. Kim, et D. C. Park, « Design of 40 GHz-Band Iris-Type Waveguide Bandpass Filter », *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 24, n° 6, p. 941-951, juin 2003, doi: 10.1023/A:1023708501741.
- [256] J. R. Cameron, M. C. Kudsia, et R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*.
- [257] G. L. Matthaei, L. Young, et E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Reprint of the ed. publ. by MacGraw-Hill 1964. Norwood, Mass: Artech House, 1985.
- [258] R. Levy, « A Generalized Design Technique for Practical Distributed Reciprocal Ladder Networks », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, n° 8, p. 519-526, août 1973, doi: 10.1109/TMTT.1973.1128051.
- [259] J. D. Hunter, « The Displaced Rectangular Waveguide Junction and its Use As an Adjustable Reference Reflection », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 32, n° 4, p. 387-394, avr. 1984, doi: 10.1109/TMTT.1984.1132687.
- [260] M. S. Aftanasar, P. R. Young, et I. D. Robertson, « Rectangular Waveguide Filters Using Photoimageable Thick-film Processing », in *2002 32nd European Microwave Conference*, sept. 2002, p. 1-4. doi: 10.1109/EUMA.2002.339213.
- [261] P. Souzangar et M. Shahabadi, « Numerical Multimode Thru-Line (TL) Calibration Technique for Substrate Integrated Waveguide Circuits », *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, n° 13, p. 1785-1793, janv. 2009, doi: 10.1163/156939309789566969.
- [262] J. Corsi *et al.*, « Partially-Air-Filled Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide in Metallic Nanowire Membrane Technology », in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, août 2020, p. 9-12. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223955.
- [263] A. Tu Ho, M. Ndoye, P. Ferrari, F. Domingue, et E. Pistono, « Miniaturized Humidity Sensor Based on a Partially Air-Filled Slow-Wave SIW Resonator », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2018, p. 640-643. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541395.
- [264] I. Bendjeddou *et al.*, « Guide d'onde SIW à ondes lentes partiellement rempli d'air », CAEN, France, mai 2019.
- [265] J. Qiang, F. Xu, L. Yang, et J. Zhan, « Compact empty substrate integrated waveguide with high performance and its application in microwave », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, doi: <https://doi.org/10.1049/mia2.12127>.
- [266] M. Bertrand, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, et P. Ferrari, « A Filter Synthesis Procedure for Slow Wave Substrate-Integrated Waveguide Based on a Distribution of Blind Via Holes », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, n° 6, p. 3019-3027, juin 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2825403.
- [267] Á. Belenguer Martínez, H. Esteban González, V. E. Boria Esbert, et J. V. Morro, *Evaluación de las prestaciones de filtros de orden elevado implementados con la nueva guía vacía integrada en sustrato*. Editorial Universitat Politècnica de València, 2014. Consulté le: févr. 08, 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://riunet.upv.es/handle/10251/78478>
- [268] Z. He, C. J. You, S. Leng, et X. Li, « Compact inline substrate integrated waveguide filter with enhanced selectivity using new non-resonating node », *Electronics Letters*, vol. 52, n° 21, p. 1778-1780, 2016, doi: <https://doi.org/10.1049/el.2016.2712>.
- [269] Y. Sato et N. Kidera, « Demonstration of 28GHz Band Pass Filter Toward 5G Using Ultra Low Loss and High Accuracy Through Quartz Vias », in *2018 IEEE 68th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, mai 2018, p. 2243-2247. doi: 10.1109/ECTC.2018.00337.

- [270] Y. Yu, Y. Zhang, et J. Zhu, « Monolithic silicon micromachined Ka-band filters », in *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, avr. 2008, vol. 3, p. 1397-1400. doi: 10.1109/ICMMT.2008.4540703.
- [271] G. Prigent *et al.*, « Design of narrow-band DBR planar filters in Si-BCB technology for millimeter-wave applications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 3, p. 1045-1051, mars 2004, doi: 10.1109/TMTT.2004.823581.
- [272] R. Li, T. G. Lim, S. W. Ho, Y. Z. Xiong, et D. Pinjala, « Design of wideband bandpass filters using Si-BCB technology for millimeter-wave applications », in *2010 Proceedings 60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, juin 2010, p. 515-519. doi: 10.1109/ECTC.2010.5490922.
- [273] S. Shi, Y. Zhang, D. Zhou, R. Yue, et Y. Wang, « Design of 140GHz Narrow Band-pass Planar Filters Based on Open Loop Resonators », in *2019 International Conference on IC Design and Technology (ICIDT)*, juin 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/ICIDT.2019.8790944.
- [274] « Google Scholar ». <https://scholar.google.com/>
- [275] H. C. Zhang, « Smaller-loss planar SPP transmission line than conventional microstrip in microwave frequencies », *Scientific Reports*, p. 10, 2016.
- [276] Y. J. Guo, K. D. Xu, Y. Liu, et X. Tang, « Novel Surface Plasmon Polariton Waveguides with Enhanced Field Confinement for Microwave-Frequency Ultra-Wideband Bandpass Filters », *IEEE Access*, vol. 6, p. 10249-10256, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2808335.
- [277] P. Hang He *et al.*, « A novel spoof surface plasmon polariton structure to reach ultra-strong field confinements », *Opto-Electronic Advances*, vol. 2, n° 6, p. 19000101-19000107, 2019, doi: 10.29026/oea.2019.190001.
- [278] A. I. Fernandez-Dominguez, L. Martin-Moreno, F. J. Garcia-Vidal, S. R. Andrews, et S. A. Maier, « Spoof Surface Plasmon Polariton Modes Propagating Along Periodically Corrugated Wires », *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 14, n° 6, p. 1515-1521, 2008, doi: 10.1109/JSTQE.2008.918107.
- [279] W. X. Tang, H. C. Zhang, J. F. Liu, J. Xu, et T. J. Cui, « Reduction of radiation loss at small-radius bend using spoof surface plasmon polariton transmission line », *Sci Rep*, vol. 7, n° 1, p. 41077, févr. 2017, doi: 10.1038/srep41077.
- [280] J. J. Wu *et al.*, « Differential microstrip lines with reduced crosstalk and common mode effect based on spoof surface plasmon polaritons », *Opt. Express*, vol. 22, n° 22, p. 26777, nov. 2014, doi: 10.1364/OE.22.026777.
- [281] X. Shen et T. Jun Cui, « Planar plasmonic metamaterial on a thin film with nearly zero thickness », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 102, n° 21, p. 211909, mai 2013, doi: 10.1063/1.4808350.
- [282] X. Shen, T. J. Cui, D. Martin-Cano, et F. J. Garcia-Vidal, « Conformal surface plasmons propagating on ultrathin and flexible films », *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 110, n° 1, p. 40-45, janv. 2013, doi: 10.1073/pnas.1210417110.
- [283] Y. Wu, M. Li, G. Yan, L. Deng, Y. Liu, et Z. Ghassemlooy, « Single-conductor co-planar quasi-symmetry unequal power divider based on spoof surface plasmon polaritons of bow-tie cells », *AIP Advances*, vol. 6, n° 10, p. 105110, oct. 2016, doi: 10.1063/1.4966051.
- [284] R. Ping, Y. Cai, et H. Ma, « A novel ultra-wideband four-way spoof surface plasmon polaritons power divider », *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. n/a, n° n/a, p. e22457, 2019, doi: <https://doi.org/10.1002/mmce.22457>.
- [285] J. Y. Yin, J. Ren, H. C. Zhang, B. C. Pan, et T. J. Cui, « Broadband Frequency-Selective Spoof Surface Plasmon Polaritons on Ultrathin Metallic Structure », *Sci Rep*, vol. 5, n° 1, p. 8165, juill. 2015, doi: 10.1038/srep08165.
- [286] L. Zhao, « A Novel Broadband Band-pass Filter Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons », *Scientific Reports*, p. 8, 2016.
- [287] H. C. Zhang *et al.*, « A plasmonic route for the integrated wireless communication of subdiffraction-limited signals », *Light Sci Appl*, vol. 9, n° 1, p. 113, juill. 2020, doi: 10.1038/s41377-020-00355-y.

- [288] B. C. Pan, J. Zhao, Z. Liao, H. C. Zhang, et T. J. Cui, « Multi-layer topological transmissions of spoof surface plasmon polaritons », *Sci Rep*, vol. 6, n° 1, p. 22702, sept. 2016, doi: 10.1038/srep22702.
- [289] A. Kianinejad, Z. N. Chen, et C.-W. Qiu, « Design and Modeling of Spoof Surface Plasmon Modes-Based Microwave Slow-Wave Transmission Line », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 63, n° 6, p. 1817-1825, juin 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2422694.
- [290] D. Zhang, K. Zhang, Q. Wu, X. Ding, et X. Sha, « High-efficiency surface plasmonic polariton waveguides with enhanced low-frequency performance in microwave frequencies », *Opt. Express*, vol. 25, n° 3, p. 2121, févr. 2017, doi: 10.1364/OE.25.002121.
- [291] H. F. Ma, X. Shen, Q. Cheng, W. X. Jiang, et T. J. Cui, « Broadband and high-efficiency conversion from guided waves to spoof surface plasmon polaritons », *Laser & Photonics Reviews*, vol. 8, n° 1, p. 146-151, 2014, doi: <https://doi.org/10.1002/lpor.201300118>.
- [292] Z. Qi, X. Li, et H. Zhu, « Low-loss BiCMOS spoof surface plasmon polariton transmission line in sub-THz regime », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, n° 2, p. 254-258, 2018, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0021>.
- [293] K.-D. Xu *et al.*, « On-Chip GaAs-Based Spoof Surface Plasmon Polaritons at Millimeter-Wave Regime », *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 33, n° 5, p. 255-258, mars 2021, doi: 10.1109/LPT.2021.3054962.
- [294] S. Chang *et al.*, « Compact Millimeter-Wave CMOS Bandpass Filters Using Grounded Pedestal Stepped-Impedance Technique », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 12, p. 3850-3858, déc. 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2086591.
- [295] F. X. Röhrl *et al.*, « Cost-effective SIW band-pass filters for millimeter wave applications a method to combine low tolerances and low prices on standard pcb substrates », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2017, p. 416-419. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230878.
- [296] S. W. Wong, Ruisen Chen, K. Wang, Z. N. Chen, et Q. Chu, « Compact SIW bandpass filter for wideband millimeter-wave applications », in *2013 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology*, oct. 2013, p. 265-267. doi: 10.1109/MMWCST.2013.6814626.
- [297] G. Prigent, A.-L. Franc, M. Wietstruck, et M. Keynak, « Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filters implemented on Silicon Interposer for Terahertz Applications », in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, août 2020, p. 595-598. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223781.
- [298] S. W. Wong, K. Wang, Z.-N. Chen, et Q.-X. Chu, « Design of Millimeter-Wave Bandpass Filter Using Electric Coupling of Substrate Integrated Waveguide (SIW) », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, n° 1, p. 26-28, janv. 2014, doi: 10.1109/LMWC.2013.2288177.





# Publications

- Articles de conférence publiés pendant la thèse

**J. Corsi**, G. P. Rehder, L. G. Gomes, M. Bertrand, A. L. Serrano, E. Pistono, and P. Ferrari (2020, August). « Partially-Air-Filled Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide in Metallic Nanowire Membrane Technology ». In 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS) (pp. 9-12). IEEE.

I. Bendjeddou, A. Sacoto, M. El-Ozeir, **J. Corsi**, A. T. Ho, M. Bertrand, P. Ferrari et E. Pistono, (2019, May). « Guide d'onde SIW à ondes lentes partiellement rempli d'air ». 21èmes journées nationales micro-ondes, JNM'19

- Article de journal publiés pendant la thèse

M. Bertrand, **J. Corsi**, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, and P. Ferrari, « On the Effect of Field Spatial Separation on Slow Wave Propagation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 12, p. 4978-4983, déc. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3023445.

- Articles soumis en cours d'évaluation

**J. Corsi**, G. Acri, M. Moulin, N. Zerounian, A. S. Grimault-Jacquín, L. Vincent, G. Ducournau, F. Aniel, F. Podevin, P. Ferrari and E. Pistono, « A Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Filter in Si-BCB Technology », In 2021 51th European Microwave Conference (*EuMC*)

G. Acri, **J. Corsi**, F. Podevin, E. Pistono, P. Ferrari and L. Boccia, « A sensitivity study of Butler matrices: application to an SIW extended beam matrix at 28 GHz », In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.

# **Guides à ondes lentes intégrés au substrat en technologie interposeur : applications aux filtres passe-bande aux longueurs d'onde millimétriques**

## **Résumé**

Les longueurs d'onde millimétriques sont un domaine de fréquences prometteur pour la conception de systèmes de télécommunications très haut débit, pour l'automobile dont les radars anticollisions, l'imagerie ou encore la médecine. La conception de ces systèmes radiofréquences nécessite des circuits passifs (filtres, antennes, coupleurs ...) et des composants actifs (transistors) performants. Toutefois, dans le domaine des ondes millimétriques, il est difficile de concevoir des composants passifs de qualité à bas coût en technologie intégrée. Ainsi des plateformes, appelées interposeurs, sont développées où la conception de circuits passifs performants est facilitée avec un coût plus faible de fabrication. Ces technologies émergentes doivent permettre également le report des puces actives avec efficacité et une fonctionnalisation en intégrant par exemple une antenne. Dans ce contexte, l'objectif de cette thèse a été de développer des circuits passifs millimétriques à base de guides d'ondes intégrés au substrat (GIS ou SIW pour *Substrate Integrated Waveguide*) et de proposer des solutions de miniaturisation ou de diminution des pertes. Notons que deux technologies différentes ont été utilisées pour la conception de ces guides aux longueurs d'ondes millimétriques : la technologie à membrane d'alumine nanoporeuse remplie de cuivre (appelée MnM pour *Metallic nanowires Membrane*) et la technologie BenzoCycloButene sur silicium (BCB-Si). Plusieurs topologies innovantes de guide SIW ont été développées dans ces technologies et conçues dans cette thèse pour obtenir une réduction de la taille des guides grâce à un effet d'ondes lentes et/ou une diminution des pertes diélectriques grâce à l'ajout d'une couche d'air interne. Parallèlement, une technologie PCB (*printed circuit board*) multicouches a également été utilisée pour réaliser des guides SIW innovants à air et à effet d'ondes lentes jusqu'à une fréquence de fonctionnement maximale de 30 GHz. Les performances de ces topologies de guides SIW et de ces différentes technologies ont été démontrées par la conception de filtres en bande RF et millimétrique.

---

## **Slow-wave substrate integrated waveguides in interposer technology : applications to millimeter-wave bandpass filters**

### **Abstract**

The millimeter wavelengths are a promising frequency domain for the design of very high data rate telecommunications systems, automobile such as anti-collision radars, imaging or even medicine. The design of these radio frequency systems requires high-performance passive circuits (filters, antennas, couplers ...) and active components (transistors). However, in the millimeter-wave domain, the design of high-quality and low-cost passive circuits in advanced integrated technology is challenging. Thus, platforms called interposers are developed allowing the design of high-quality passive circuits in a low-cost fabrication. These emerging technologies also allow to report active chips and to add functionalities such as antennas. In this context, the objective of this thesis was to develop millimetre-wave passive circuits based on substrate integrated waveguide (SIW) and to propose solutions for the miniaturization or loss reduction. It should be noted that two different technologies were used for the design of these millimetre-wave SIW: the copper-filled nanoporous alumina membrane technology (called Metallic nanowires Membrane technology or MnM technology) and the BenzoCycloButene on silicon technology (BCB-Si). In addition, several innovative SIW topologies were developed in these technologies and designed in this Ph. thesis to obtain a size reduction thanks to a slow-wave effect and/or a reduction of dielectrics losses by adding an internal air layer. At the same time, a multilayer PCB (printed circuit board) technology was used to realize these innovative partially air-filled and slow-wave SIW at a maximum operating frequency of 30 GHz. The performance of these technologies was demonstrated by the design of bandpass filters in the RF and millimeter-wave frequency domains.

# Publications

- Articles de conférence publiés pendant la thèse

**J. Corsi**, G. P. Rehder, L. G. Gomes, M. Bertrand, A. L. Serrano, E. Pistono, and P. Ferrari (2020, August). « Partially-Air-Filled Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide in Metallic Nanowire Membrane Technology ». In 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS) (pp. 9-12). IEEE.

I. Bendjeddou, A. Sacoto, M. El-Ozeir, **J. Corsi**, A. T. Ho, M. Bertrand, P. Ferrari et E. Pistono, (2019, May). « Guide d'onde SIW à ondes lentes partiellement rempli d'air ». 21èmes journées nationales micro-ondes, JNM'19

- Article de journal publiés pendant la thèse

M. Bertrand, **J. Corsi**, E. Pistono, D. Kaddour, V. Puyal, and P. Ferrari, « On the Effect of Field Spatial Separation on Slow Wave Propagation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, n° 12, p. 4978-4983, déc. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3023445.

- Articles soumis en cours d'évaluation

**J. Corsi**, G. Acri, M. Moulin, N. Zerounian, A. S. Grimault-Jacquín, L. Vincent, G. Ducournau, F. Aniel, F. Podevin, P. Ferrari and E. Pistono, « A Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Filter in Si-BCB Technology », In 2021 51th European Microwave Conference (*EuMC*)

G. Acri, **J. Corsi**, F. Podevin, E. Pistono, P. Ferrari and L. Boccia, « A sensitivity study of Butler matrices: application to an SIW extended beam matrix at 28 GHz », In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.