

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2005

Thèse n°05-2005

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et**

**Optoélectronique**

**Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"**

***Paul FERRAND***

**Le 9 Février 2005**

***Solutions de filtrage millimétrique et submillimétrique  
à structures périodiques en technologies innovantes***

***Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT et Serge VERDEYME***

Jury :

<b>Thierry MONEDIERE</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Président
<b>Christian PERSON</b>	Professeur au LEST – ENST Brest	Rapporteur
<b>André DE LUSTRAC</b>	Professeur à l'Université de Paris Sud – IEF	Rapporteur
<b>Jean-Louis CAZAUX</b>	Responsable de Service – Alcatel Space Toulouse	Examineur
<b>Jérôme PUECH</b>	Ingénieur au CNES Toulouse	Examineur
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
<b>Matthieu CHATRAS</b>	Maître de Conférences à l'Université de Limoges – IUT	Examineur
<b>Serge VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
<b>Peter DE MAAGT</b>	Ingénieur à l'ESA, Noordwijk, The Netherlands	Invité
<b>Julien GALIERE</b>	Ingénieur à TRT Orsay	Invité



## REMERCIEMENTS

*Le travail décrit dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.) à l'université de Limoges. Je tiens à remercier son directeur, le professeur P. GUILLOIN, pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.*

*Ce travail de recherche a été effectué au sein de l'équipe « Circuits et Dispositifs Microondes » sous la direction de Monsieur le Professeur Serge VERDEYME à qui je témoigne ma sincère reconnaissance pour la qualité de son aide et pour l'état d'esprit qu'il a su instaurer dans cette équipe.*

*J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'université de Limoges d'avoir accepté de présider ce jury.*

*Je remercie messieurs A. DE L'USTRAC, Professeur à l'université de Paris Sud - IEF Orsay, et C. PERSON, Enseignant-Chercheur à l'ENST Brest, pour avoir accepté de rapporter sur ce mémoire.*

*J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur Jérôme PUECH, Ingénieur au CNES à Toulouse, pour la gentillesse et la franchise qu'il a témoigné tout au long de ces trois ans de collaboration.*

*Je remercie également Monsieur J. L. CAZAUX Responsable de service chez ALCATEL SPACE INDUSTRIES, pour sa présence dans ce jury.*

*J'adresse toute ma gratitude à Julien Galière, Ingénieur à TRT Orsay avec qui s'est noué tout au long de cette thèse une collaboration constructive et amicale.*

*J'adresse également toute ma reconnaissance à Monsieur P. DE MAAGT, ingénieur à l'Agence Spatiale Européenne qui m'honore en participant à ce jury.*

*Je ne peux que remercier Matthieu CHATRAS, Maître de conférence à l'université de Limoges, pour sa sympathie et ses compétences. Il a consacré beaucoup de temps à ma formation en salle blanche et à la fabrication des circuits.*

*J'exprime toute ma gratitude et assure de ma sympathie Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, qui a encadré ce travail, pour sa disponibilité, ses qualités humaines et toute l'aide d'ordre scientifique ou non qu'il a pu m'apporter.*

*Je remercie particulièrement Monsieur H. JALLAGEAS, Responsable des mesures à l'IRCOM, et Monsieur B. CASTEIGNAU Responsable de la fabrication des circuits pour leurs compétences et leur disponibilité, ils ont toujours été de bon conseil et sont pour beaucoup dans les résultats obtenus.*

*Je tiens également à remercier l'ensemble des doctorants et personnels de l'IRCOM que j'ai cotoyé pendant ces quelques années.*

*Je remercie aussi sincèrement Madame M. L. GUILLAT, Secrétaire de l'équipe pour sa disponibilité et sa gentillesse tout au long de cette thèse ainsi que son efficacité dans la frappe du manuscrit.*

*Enfin, je voudrais remercier mes amis et ma famille à qui je dédie tout naturellement ce travail.*

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>3</b>
-----------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### *Structures périodiques et technologies de fabrication*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>9</b>
<b>II. STRUCTURES PERIODIQUES ET ONDE ELECTROMAGNETIQUE .....</b>	<b>10</b>
II.1 HISTORIQUE.....	10
II.2 THEORIE ET APPLICATIONS DES STRUCTURES PERIODIQUES.....	13
II.2.1. Analogie structure périodique – cristal semi-conducteur .....	14
II.2.2. Propagation dans un milieu périodique.....	15
II.2.3. Structures périodiques à une, deux ou trois dimensions .....	19
II.2.3.1 Structures périodiques monodimensionnelles .....	20
II.2.3.2 Les structures périodiques bidimensionnelles .....	22
II.2.3.3 Structures périodiques tridimensionnelles.....	27
II.2.4. Applications .....	29
II.2.4.1 Filtrage fréquentiel .....	29
II.2.4.2 Filtrage spatial .....	32
II.3 AUTRES MATERIAUX INNOVANTS : LES META-MATERIAUX.....	36
<b>III. LA MICROELECTRONIQUE DANS LES HYPER-FREQUENCES ET LES CIRCUITS A HAUTE DENSITE D'INTEGRATION .....</b>	<b>39</b>
III.1 TECHNOLOGIES PLANAIRES ET MICRO-USINAGE 3D .....	40
III.1.1. Métallisation des niveaux conducteurs .....	40
III.1.1.1 Les métaux des hyperfréquences [38] .....	40
III.1.1.2 Dépôt de couche métallique [39.40].....	41

III.1.1.3 La gravure métallique [38] .....	44
III.1.2. Micro-usinage et prototypage tridimensionnel [41,42,43,44].....	49
III.1.2.1 Gravure humide .....	49
III.1.2.2 La gravure sèche : RIE et DRIE .....	50
III.1.2.3 Stéréolithographie et LIGA .....	53
III.2 LES MODULES MULTIPUCES (MCM).....	55
III.2.1. Définition [50,51] .....	56
III.2.2. Les différentes filières de réalisation des MCMs [53,54].....	58
III.2.2.1 Les MCMs-L (Laminated) .....	58
III.2.2.2 Les MCMs-C (Ceramic).....	58
III.2.2.3 Les MCMs-D (Deposited).....	59
III.2.3. Assemblage et interconnexions des composants CMS [55] .....	61
III.2.3.1 Le câblage filaire (wire bonding) [56].....	61
III.2.3.2 La connexion automatisée par ruban (TAB) .....	62
III.2.3.3 La méthode flip-chip [58].....	63
<b>IV. CONCLUSION.....</b>	<b>65</b>

# **CHAPITRE II**

## *Application des structures périodiques à la réalisation de Composants Montables en Surface quasi-planaires en technologie Silicium*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>69</b>
<b>II. PRINCIPE GENERAL.....</b>	<b>69</b>
II.1 APPLICATION DES STRUCTURES PERIODIQUES A LA REALISATION DE CAVITES INTEGREES.....	69
II.2 REALISATION D'UNE FONCTION DE FILTRAGE .....	76
II.2.1. Couplage inter-résonateurs .....	76
II.2.2. Couplage entrée-sortie .....	77
<b>III. FILTRE EN BANDE Q BASE SUR UNE STRUCTURE PERIODIQUE METALLIQUE .....</b>	<b>78</b>
III.1 GABARIT ET SYNTHESE .....	79
III.2 CONCEPTION ET REALISATION DU FILTRE DEUX POLES.....	79
III.2.1. Contraintes technologiques .....	80
III.2.2. Conception et optimisation .....	81
III.2.2.1 Définition de la cavité. Etude paramétrique sur la fréquence.....	81
III.2.2.2 Etude paramétrique des couplages .....	84
III.2.2.3 Simulation globale.....	88
III.2.3. Fabrication .....	90
III.2.4. Mesures et analyse des résultats.....	91
<b>IV. FILTRE QUASI-PLANAIRE EN BANDE V. INTERCONNEXION AVEC UN MODULE DE TELECOMMUNICATION .....</b>	<b>95</b>
IV.1 LE PROJET LIPS [71] .....	95
IV.1.1. Présentation.....	95
IV.1.2. Module d'émission - réception [72] .....	95
IV.1.3. Synthèse .....	97
IV.2 CONCEPTION DU FILTRE TROIS POLES ET DE SON INTERCONNEXION BOITIER.....	100

IV.2.1. Filtre seul [73].....	100
IV.2.1.1 Principe.....	100
IV.2.1.2 Etude paramétrique sur la cavité .....	101
IV.2.1.3 Etude paramétrique sur les couplages .....	102
IV.2.1.4 Le filtre passe bande trois pôles .....	103
IV.2.2. Interconnexion Module Silicium – PCB, conception et optimisation de la transition.....	105
IV.2.2.1 Interconnexion du filtre avec son environnement [74].....	105
IV.2.2.2 Optimisation de la transition .....	106
IV.2.2.3 Etude de sensibilité.....	110
IV.3 FABRICATION ET MESURES.....	112
IV.3.1. Fabrication .....	112
IV.3.2. Mesures .....	115
IV.3.2.1 Comportement électrique du circuit .....	115
IV.3.2.2 Comportement mécanique du circuit.....	117
<b>V. CONCLUSION.....</b>	<b>119</b>



# CHAPITRE III

## *Applications des structures périodiques et de la technologie LTCC pour la réalisation de filtres quasi planaires compacts*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>123</b>
<b>II. LA TECHNOLOGIE MULTI-COUCHES LTCC .....</b>	<b>123</b>
II.1 GENERALITES .....	124
II.2 PROCEDE DE FABRICATION [79,80].....	124
<b>III. ETUDE D'UN RESONATEUR EN CAVITE LTCC A PLOT CAPACITIF .....</b>	<b>126</b>
III.1 PRINCIPE [82,83].....	126
III.2 CAVITE LTCC DELIMITEE PAR UN RESEAU PERIODIQUE DE TROUS METALLISES .....	128
III.2.1. Le réseau de trous métallisés [86,87].....	128
III.2.2. Dimensionnement de la cavité .....	129
III.3 CAVITE LTCC AVEC PLOT CAPACITIF [88].....	130
III.3.1. Influence du plot capacitif.....	130
III.3.1.1 Hauteur du via .....	131
III.3.1.2 Surfaces métalliques en regard.....	133
III.3.2. Optimisation de la cavité à plot capacitif à 42,6 GHz .....	135
<b>IV. FILTRE MULTIPLES BASE SUR DES CAVITES A PLOT CAPACITIF.....</b>	<b>137</b>
IV.1 PRINCIPE ET SYNTHÈSE .....	137
IV.2 ETUDES PARAMÉTRIQUES SUR LES CARACTÉRISTIQUES DU FILTRE.....	138
IV.2.1. Coefficient de couplage externe $Q_{ext}$ .....	138
IV.2.2. Coefficient de couplage inter-résonateurs.....	139
IV.3 OPTIMISATION DU FILTRE PASSE BANDE DEUX POLES.....	140
IV.4 RÉALISATION ET MESURE.....	141
<b>V. CONCLUSION.....</b>	<b>143</b>

# **CHAPITRE IV**

## *Filtre en guide d'onde micro-usiné silicium pour des applications sub-millimétriques de radiométrie spatiale – Etude théorique prospective*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>147</b>
<b>II. TRANSITION MICRO-USINEE COPLANAIRE MICROGUIDE SILICIUM [91] .....</b>	<b>148</b>
II.1 LE MICROGUIDE SILICIUM .....	148
II.1.1. Principe .....	148
II.1.2. Conception .....	150
II.2 TRANSITION COPLANAIRE – GUIDE D'ONDE.....	154
II.2.1. Principe .....	154
II.2.2. Conception .....	155
<b>III. APPLICATION DES STRUCTURES PERIODIQUES .....</b>	<b>160</b>
III.1 OBTENTION D'UNE BANDE INTERDITE EN FREQUENCE .....	160
III.1.1. Description de la structure .....	161
III.1.2. Etude paramétrique de la bande interdite.....	162
III.1.3. Structure globale .....	168
III.2 CREATION D'UN PIC DE TRANSMISSION DANS LA BANDE INTERDITE .....	170
<b>IV. PROCESSUS DE FABRICATION .....</b>	<b>173</b>
<b>V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>175</b>

<b><u>CONCLUSION GENERALE.....</u></b>	<b><u>179</u></b>
<b><u>ANNEXE 1 .....</u></b>	<b><u>183</u></b>
<b><u>BIBLIOGRAPHIE .....</u></b>	<b><u>187</u></b>
<b><u>BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE .....</u></b>	<b><u>203</u></b>



# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, le monde des télécommunications hyperfréquences, jusque là fortement cantonné au domaine militaire s'ouvre de plus en plus au grand public avec l'avènement de la téléphonie mobile et de diverses applications (Wifi, radar anti-collision...). Les contraintes ne sont donc plus exactement les mêmes; aux impératifs d'efficacité et d'encombrement se sont greffés de fortes contraintes commerciales concernant les coûts de fabrication et les délais de conception tout en conservant des performances électriques optimales. La tendance est donc à abandonner les technologies hybrides ayant recours à des composants discrets dont les performances sont dans certains cas insuffisantes (pertes d'interconnexion) et à remplacer les parties encombrantes et lourdes (guides et cavités métalliques). Les composants MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) sont donc en plein essor. La finalité de cette approche est le rassemblement de toutes les fonctions d'un module de communication hyperfréquence sur le même substrat afin d'améliorer la compacité du système, son coût et ses performances en optimisant ses interconnexions. Les conséquences du succès des communications hyperfréquences sont malheureusement la saturation inéluctable des bandes de fréquence utilisées. Apparaît donc la nécessité d'augmenter les fréquences de fonctionnement afin d'ouvrir de nouvelles gammes de fréquence et de réduire les bandes passantes des applications (encombrement fréquentiel). Cette montée en fréquence et la diminution des longueurs d'ondes correspondantes s'accompagnent d'une réduction des dimensions mises en jeu dans les circuits qui sont actuellement de l'ordre du micromètre. D'un point de vue réalisation, les précisions requises rendent l'usinage mécanique classique très cher quand il n'est pas irréalisable. Nous assistons donc à un très fort développement de nouvelles technologies permettant d'atteindre d'excellentes précisions de fabrication et même d'envisager une intégration de fonctions dans la troisième dimension (LTCC, micro-usinage, résine épaisse,...).

Dans ce contexte, les structures périodiques dont l'application était jusque là restreinte par les limites technologiques présentent un intérêt tout particulier pour l'intégration de fonctions de filtrage et de guidage. Les inconvénients dus à l'encombrement de ce type de structures à basses fréquences disparaissent avec la montée en fréquence et l'utilisation de la troisième dimension permet d'augmenter la densité d'intégration des fonctions dans le substrat.

---

Nous avons, au cours de ces travaux de recherche étudié l'utilisation des structures périodiques pour la réalisation de fonctions de filtrage millimétriques et submillimétriques dédiées à des applications spatiales ou non. Ces différentes études ont été envisagées et menées au cours de ces trois dernières années grâce au soutien du CNES.

La première partie de ce manuscrit est consacrée à l'introduction de la notion de structure périodique en en présentant une étude théorique ainsi que diverses applications dans le domaine des télécommunications (filtrage, rayonnement,...). Nous présenterons ensuite un panorama des nouvelles technologies de la microélectronique utilisées pour la fabrication de circuits microondes et qui pour certaines d'entre elles seront utilisées au cours de nos travaux.

La deuxième partie de ce manuscrit est dédiée à la conception de filtres passe bande quasi-planaires, compacts en bande Q et V. Ces filtres sont constitués de cavités silicium délimitées dans le diélectrique par des réseaux périodiques de trous métallisés réalisés par micro-usinage. Divers dispositifs ont été réalisés. Pour certains, à l'IRCOM en collaboration avec Matthieu Chatras et Pierre Blondy et pour d'autres chez Thalès R&T. Ces derniers ont été conçus dans le cadre du projet européen LIPS dédié à la réalisation de module d'émission réception WLAN à 60 GHz. Dans le cadre de ce projet, l'intégration de ce type de filtre à son environnement planaire a été réalisée avec l'étude de son report dans un module d'émission à 58 GHz.

Dans le troisième chapitre, les avantages de la technologie LTCC concernant le développement de topologies tridimensionnelles et les propriétés des structures périodiques ont été mises à profit pour la réalisation de filtres à cavités réentrantes. Ces derniers fonctionnent en bande Q et présentent un encombrement réduit à ces fréquences. Les performances électriques, les contraintes d'encombrement et le choix de la technologie utilisée, ont été guidés par les objectifs du projet européen LOTTO concernant notamment la recherche de solutions de filtrage à 40 GHz en technologie multicouches LTCC. Les collaborations entre les différents partenaires de ce projet nous ont ainsi permis d'avoir accès au procédé technologique de VTT Electronics Finland.

Enfin, la dernière partie de ce manuscrit est consacrée à une étude prospective, portant sur la conception d'un résonateur basé sur une structure périodique à bande interdite électromagnétique. Ce résonateur fonctionnant autour de 150 GHz est intégré dans un guide

---



---

d'onde réalisé dans un substrat de silicium micro-usiné et dédié à des applications de radiométrie spatiale.

Les conclusions de ce travail ainsi que les perspectives qui en découlent seront abordées dans la conclusion générale



# CHAPITRE I

*Structures périodiques et technologies de fabrication*



## I. INTRODUCTION

Dans le contexte du filtrage microonde, c'est à dire dans la gamme de fréquence allant de quelques centaines de MHz à quelques centaines de GHz, l'amélioration des propriétés électriques des circuits (pertes d'insertion, réjection, isolation,...) et la réduction des coûts de fabrication sont des enjeux fondamentaux. Pour répondre à ces critères, nous assistons depuis une dizaine d'années à une évolution constante des travaux de recherche concernant l'application des structures périodiques aux domaines des communications hautes fréquences. Les circuits s'appuyant sur les propriétés très particulières de ce type de structures sont de plus en plus performants. Cependant, le point faible des structures périodiques est leur important encombrement qui, comme nous le verrons, est inversement proportionnel à la fréquence de fonctionnement. A basse fréquence, cette caractéristique peut être fortement handicapante pour les structures périodiques quand elles sont comparées à des circuits de fabrication plus classiques.

Nous nous sommes donc intéressés, au cours de ces travaux de thèse, à des applications dont les fréquences de fonctionnement sont relativement élevées : de 40 GHz à une centaine de GHz.

Les dimensions mises en jeu pour la fabrication de ces structures sont alors très faibles. Il faut donc prendre garde aux tolérances de fabrication et les procédés technologiques classiques ne sont plus suffisamment précis. Dans ces conditions, le recours à des technologies de réalisation microélectronique très pointues semble pertinent. En retour, l'émergence de nouvelles technologies permet d'envisager de nouvelles topologies de circuits à base de structures périodiques pour la réalisation de fonctions microondes.

Nous allons, dans une première partie de ce chapitre, présenter le concept des structures périodiques d'un point de vue théorique. Nous nous appuierons ensuite sur un exemple simple afin d'en expliquer le principe fondamental de fonctionnement, puis nous présenterons quelques applications dans différents domaines tel le filtrage, le packaging ou les antennes.

Dans une deuxième partie, nous présenterons quelques unes des technologies de fabrication les plus récentes offrant un fort potentiel pour l'usinage ou le modelage de matériaux et la réalisation de dispositifs à base de structures périodiques. Différentes

méthodes d'intégration de circuits microondes à leur environnement planaire seraient également décrites.

## II. STRUCTURES PERIODIQUES ET ONDE ELECTROMAGNETIQUE

### II.1 HISTORIQUE

En 1915, le physicien anglais Sir William Lawrence Bragg reçoit le prix Nobel de Physique pour son travail concernant la diffraction des rayons X dans les cristaux. Il a inventé le fameux miroir portant son nom, une structure constituée d'un empilement de couches diélectriques d'indices de réfraction différents permettant de réfléchir 99,4 % de l'énergie incidente grâce à des phénomènes d'interférences constructives. Il surpasse de ce fait les miroirs classiques car les pertes diélectriques sont plus faibles que les pertes métalliques aux longueurs d'onde optique. La propagation des ondes électromagnétiques dans les structures périodiques a ensuite été mentionnée par L. Brillouin en 1953 [1]. Au début des années 60, R.E. Collins s'inspire des travaux de Bragg. Il démontre qu'à plus basse fréquence, dans le domaine centimétrique, un matériau dont la constante diélectrique est structurée périodiquement présente des caractéristiques de propagation remarquables [2].

En effet, la propagation d'une onde électromagnétique dans un tel milieu est fortement perturbée pour certaines longueurs d'onde bien précises alors que le matériau est transparent aux autres longueurs d'ondes (figure I.1). Ces plages de fréquences pour lesquelles la réflexion est totale ont été appelées bande interdite photonique (BIP) ou periodic band gap (PBG) pour les chercheurs qui les ont tout d'abord étudiées dans le domaine de l'optique.

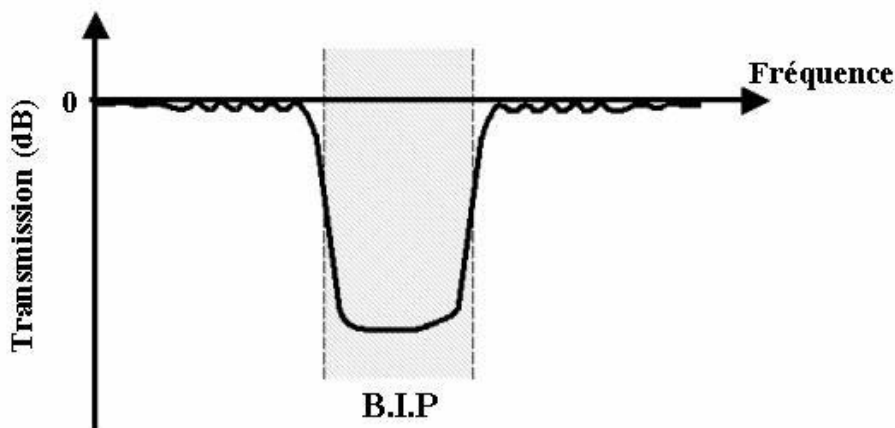


Figure I.1 : Exemple de bande interdite en fréquence

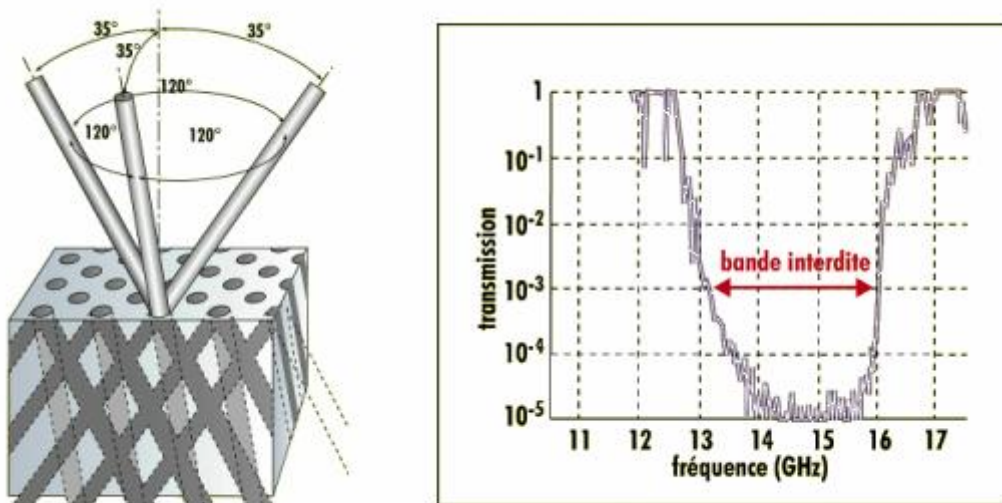
Afin d'être plus rigoureux d'un point de vue sémantique, nous préférons utiliser dans notre cas les acronymes BIE (bande interdite électromagnétique) ou EBG (electromagnetic band gap) qui correspondent mieux au domaine fréquentiel des microondes.

Comme nous le verrons plus loin, il est possible d'établir une fonction analytique décrivant la propagation d'ondes électromagnétiques dans un milieu périodique unidimensionnel. Il est par contre beaucoup plus délicat de généraliser à des milieux bidimensionnels ou tridimensionnels.

De plus, les dimensions mises en jeu dans la périodicité des structures, même si elles sont plus importantes que dans le domaine des rayons X qui met en jeu des grandeurs moléculaires, restent relativement faibles aux fréquences microondes. Pour ces raisons, les applications des BIE ont été peu nombreuses et concernent essentiellement des structures monodimensionnelles à basse fréquence comme les grilles métalliques et les Surfaces Sélectives en Fréquence (SSF) pour des réalisations de polariseurs et de réflecteurs [3,4,5].

Suite à ces balbutiements et face aux problèmes de modélisation et de réalisation, les structures périodiques sont quelque peu tombées dans l'oubli pendant de nombreuses années. Il faudra attendre le développement des outils d'analyse numérique et des procédés de fabrication pour amorcer un regain d'intérêt de la communauté scientifique envers les structures périodiques. L'analyse électromagnétique va permettre d'appréhender le comportement de structures beaucoup plus complexes en deux ou trois dimensions et donc de laisser libre cours à l'imagination des chercheurs pour trouver des topologies à bases de structures périodiques ainsi que des applications innovantes. L'extraordinaire essor des technologies de fabrication a permis de lever les verrous technologiques limitant l'utilisation des structures périodiques à cause des faibles dimensions mises en jeu.

A la fin des années 80, le professeur Eli Yablonovitch [6,7] pose un des principaux jalons dans l'histoire des structures périodiques en étant le premier à réaliser dans le domaine des microondes une structure artificielle présentant une bande interdite autour de 14 GHz, dans les trois dimensions de l'espace : la désormais célèbre Yablonovite. Cette structure représentée sur la figure I.2 s'inspire de la maille cristalline du diamant, les trois réseaux périodiques qui la composent sont décalés entre eux d'un angle de  $120^\circ$ .



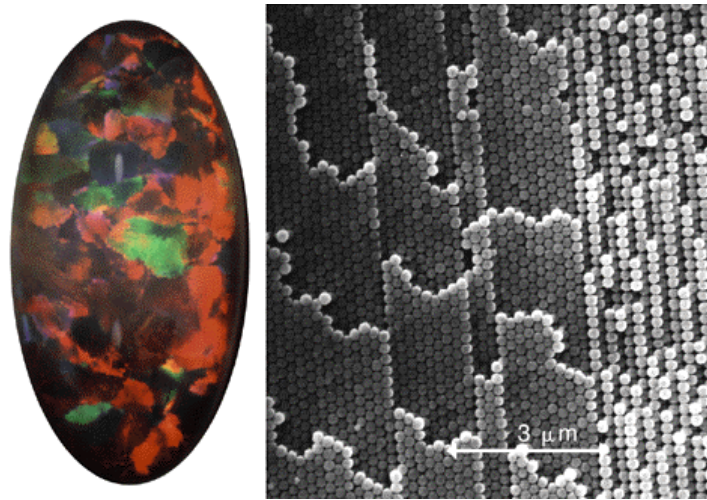
**Figure I.2 :** Schéma de principe de la fabrication de la yablonovite et résultat de la mesure en espace libre du prototype

A partir de là, les recherches portant sur les structures périodiques se sont énormément développées tant sur le plan fondamental qu'appliqué dans les domaines de l'optique, des antennes et des circuits microondes. Nous verrons plus loin dans ce chapitre, quelques exemples d'applications de la théorie des structures périodiques dans ces différents domaines.

#### Les structures périodiques dans la nature

De nombreuses créations humaines sont inspirées de la nature et les structures périodiques ne dérogent pas à cette règle. L'opale, par exemple, est une pierre fine qui offre à l'observateur des reflets irisés changeant avec l'orientation de la lumière. Ce phénomène est dû à sa surface qui est recouverte de billes de silice très régulières que ce soit dans leurs dimensions ou dans leurs dispositions (figure I.3). Les dimensions de ces structures périodiques sont extrêmement faibles et perturbent la lumière dans le domaine du visible en reflétant préférentiellement certaines longueurs d'onde.





**Figure I.3 :** Image d'une opale avec un plan rapproché des billes de silice à sa surface

Récemment, des scientifiques Australiens et Anglais se sont intéressés à un ver marin dont le dos, couvert de longs filaments lui a valu le surnom de souris de mer [8]. Ces épines dorsales sont constituées d'un grand nombre de cylindre hexagonaux empilés en couches et forment donc une sorte de structure périodique. La disposition des cylindres est telle que ses épines changent de teinte selon l'angle sous lequel elles sont éclairées. Ainsi, pour un éclairage perpendiculaire, la réflexion de la lumière est quasiment sans perte dans une bande de fréquence très fine, c'est à dire dans une couleur très pure : le rouge (figure I.4). Ces épines composées de protéines sont donc une arme de dissuasion anti-prédateurs. L'optimisation de l'utilisation de la lumière est vitale pour l'animal qui vit à une profondeur où très peu de lumière perce.



**Figure I.4 :** Selon l'angle d'éclairage, le poil de la souris de mer passe du vert-bleu au rouge vif

## II.2 THEORIE ET APPLICATIONS DES STRUCTURES PERIODIQUES

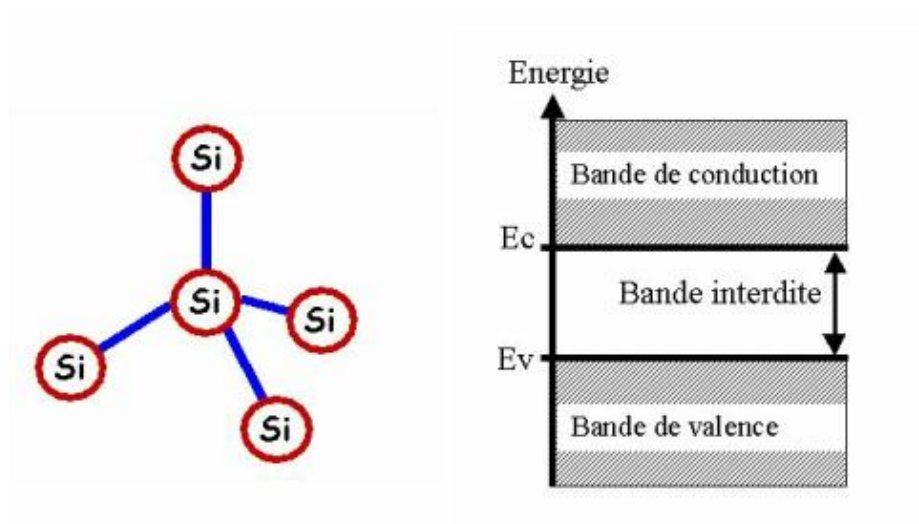
Nous n'avons pas ici la prétention de faire une étude analytique exhaustive du comportement très complexe des structures périodiques. Pour cela, le lecteur pourra se référer

à des études théoriques plus poussées [9,10]. Pour des structures bidimensionnelles ou tridimensionnelles, il n'existe souvent pas d'alternative au calcul numérique.

### II.2.1. ANALOGIE STRUCTURE PERIODIQUE – CRISTAL SEMI-CONDUCTEUR

Nous allons ici décrire le cas particulier d'une structure monodimensionnelle constituée d'une succession périodique de couches diélectriques présentant des caractéristiques de propagation (permittivité, indice de réfraction,...) différentes. Nous allons exploiter l'analogie formelle qui existe entre les équations de Maxwell décrivant l'aspect ondulatoire de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu et l'équation de Schrödinger traduisant le comportement ondulatoire des électrons dans un cristal.

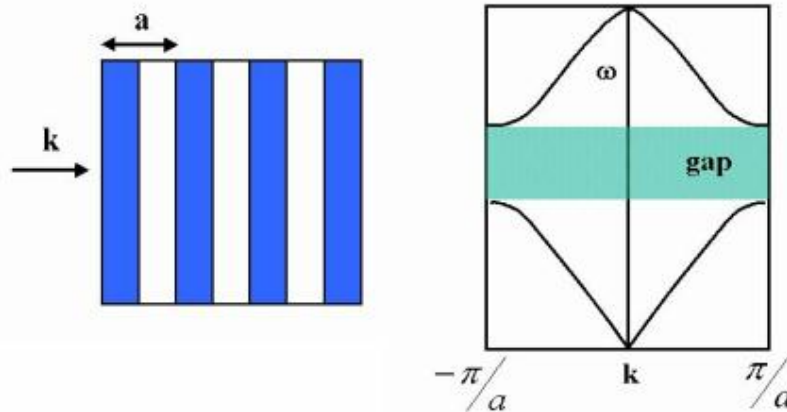
La caractéristique principale d'un cristal parfait est sa très bonne périodicité du point de vue de la répartition des électrons. Ceci a des conséquences directes sur l'énergie de ces électrons qui ne peut prendre que des valeurs discrètes, appelées en physique du composant : les bandes d'énergie interdites et permises. Un matériau semi-conducteur comme le Silicium possède une bande d'énergie interdite complète entre la bande de valence et la bande de conduction (figure I.5). Tout un pan de la microélectronique avec les diodes et les transistors entre autre, est basé sur cette propriété permettant de contrôler le déplacement des électrons.



**Figure I.5 :** Représentation schématique d'un atome de silicium et de son diagramme de bande d'énergie

En réalisant une analogie avec le domaine des microondes, le vecteur d'onde  $\vec{k}$  décrivant la propagation d'une onde électromagnétique dans une structure périodique

n'existera pas dans certains domaines de fréquence appelés bandes interdites électromagnétiques (figure I.6).



**Figure I.6 :** Diagramme de bande (fréquence en fonction du nombre d'onde  $k$ ) pour un milieu périodique unidimensionnel

Le tableau I.1 résume les principales analogies entre l'équation de Schrodinger et les équations de Maxwell.

	Mécanique quantique	Electromagnétisme
<b>Milieu</b>	Potentiel périodique (cristal)	Diélectrique périodique
<b>Grandeur caractéristique</b>	Fonction d'onde $\psi(r, t) = \psi(r) e^{j\omega t}$	Champ électrique $\vec{E}(r, t) = \vec{E}(r) e^{j\omega t}$ ou magnétique $\vec{H}(r, t) = \vec{H}(r) e^{j\omega t}$
<b>Périodicité</b>	Potentiel électronique $V$ $V(r) = V(r + R)$	Permittivité $\epsilon$ $\epsilon(x) = \epsilon(x + X)$
<b>Conséquence</b>	Bandes d'énergie interdites	Bandes de fréquence interdites
<b>Equation d'onde</b>	$\nabla^2 \psi + \frac{2m}{\hbar^2} \underbrace{(E - U)}_V \psi(r) = 0$	$\nabla^2 \vec{E} + \frac{\omega^2 \cdot \epsilon(x)}{c^2} \vec{E} = 0$

**Tableau I.1 :** Comparaison entre un cristal à potentiel périodique en mécanique quantique et un cristal à diélectrique périodique en électromagnétisme

### II.2.2. PROPAGATION DANS UN MILIEU PERIODIQUE

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ) sans perte est régie par les équations de Maxwell :

$$\nabla \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I-1})$$

$$\nabla \wedge \vec{B} = \varepsilon \cdot \mu \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I-2})$$

La propagation du champ électrique  $\vec{E}$  sera définie par l'équation d'onde suivante :

$$\Delta \vec{E} - \varepsilon \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I-3})$$

En prenant pour exemple une propagation de l'ordre EM dans une seule direction (selon x), nous avons :

$$\vec{E} = E(x) \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{e}_x \quad (\text{I-4})$$

avec :  $\varepsilon_0 \cdot \mu_0 = \frac{1}{C^2}$  et  $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon(x)$

$\varepsilon(x)$  : permittivité relative

L'équation (I-3) devient alors :

$$\frac{\partial^2 E(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \cdot \varepsilon(x)}{C^2} \cdot E(x) = 0 \quad (\text{I-5})$$

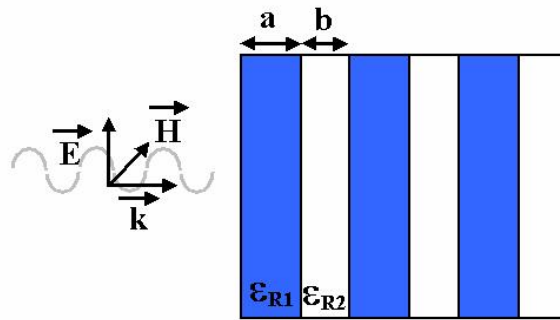
$\vec{E}$  : champ électrique

$\omega$  : pulsation

$\varepsilon$  : permittivité relative

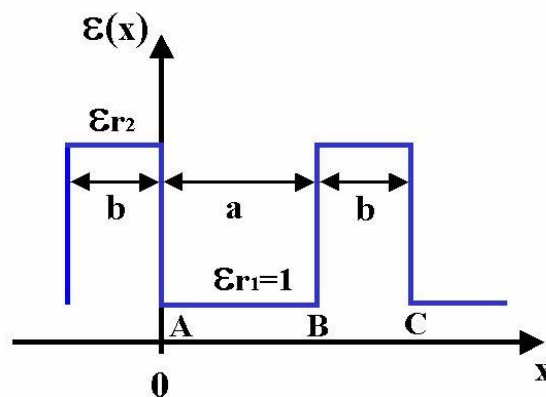
C : célérité dans le vide

Nous pouvons appliquer cette équation à la propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau constitué d'une alternance périodique de couche d'air et de diélectrique, de permittivités respectives  $\varepsilon_{R_1}$  et  $\varepsilon_{R_2}$  (figure I.7).



**Figure I.7 :** Propagation d'une onde électromagnétique à travers un matériau périodique constitué d'une alternance de couches diélectriques différentes

La permittivité relative du matériau peut alors se définir comme une fonction périodique de position sur l'axe de propagation  $x$  (figure I.8).



**Figure I.8 :** Périodicité de la constante diélectrique

L'équation d'onde (I-5) peut être décrite dans les deux milieux de propagation par les équations suivantes :

$$\text{Si } A < x < B \quad \epsilon_{R_1}(x) = 1 \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 E_1(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega}{C^2} \cdot E_1(x) = 0 \quad (\text{I-6})$$

$$\text{Si } B < x < C \quad \epsilon(x) = \epsilon_{R_2} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 E_2(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega}{C^2} \cdot \epsilon_{R_2} \cdot E_2(x) = 0 \quad (\text{I-7})$$

Ces deux équations ont pour solutions :

$$E_1(x) = A \cdot \sin \alpha \cdot x + B \cdot \cos \alpha \cdot x \quad \alpha = \frac{\omega}{C} \quad (\text{I-8})$$

$$E_2(x) = C \cdot e^{-\beta \cdot x} + D \cdot e^{\beta \cdot x} \quad \beta = \frac{\omega}{C} \sqrt{\epsilon_{R_2}} \quad (\text{I-9})$$

En appliquant les conditions aux limites en  $x = B$ , c'est à dire en assurant la continuité des composantes tangentielles des champs électriques, il vient :

$$E_1(x = B) = E_2(x = B) \quad (\text{I-10})$$

$$\frac{\partial E_1(x = B)}{\partial x} = \frac{\partial E_2(x = B)}{\partial x} \quad (\text{I-11})$$

Enfin, la condition de périodicité sur la permittivité  $\epsilon(x)$  et sur sa dérivée  $\frac{\partial \epsilon(x)}{\partial x}$  permet d'obtenir :

$$\epsilon(x) = \epsilon(x + a + b) \quad (\text{I-12})$$

$$\frac{\partial \epsilon(x)}{\partial x} = \frac{\partial \epsilon(x + a + b)}{\partial x} \quad (\text{I-13})$$

La résolution de ce système d'équations permet d'écrire :

$$\text{ch}(\beta \cdot b) \cdot \cos(\alpha \cdot a) + \frac{(-\beta^2 - \alpha^2)}{2 \cdot \alpha \cdot \beta} \cdot \text{sh}(\beta \cdot b) \cdot \sin(\alpha \cdot a) = \cos(k \cdot (a + b)) \quad (\text{I-14})$$

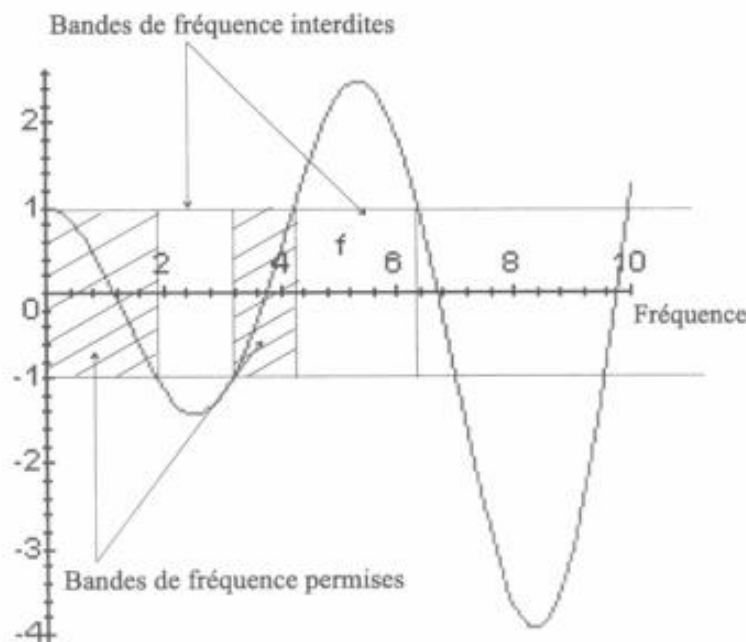
$\vec{k} = k \cdot \vec{e}_x$  : vecteur d'onde

$$\text{ch}(\beta \cdot b) \cdot \cos(\alpha \cdot a) + \frac{(-\epsilon_R - 1)}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_R}} \cdot \text{sh}(\beta \cdot b) \cdot \sin(\alpha \cdot a) = \cos(k \cdot (a + b)) \quad (\text{I-15})$$

$$\text{ch}\left(\frac{2\pi}{C} \cdot b \cdot \sqrt{\epsilon_R} \cdot f\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot a}{C} \cdot f\right) + \frac{(-\epsilon_R - 1)}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_R}} \cdot \text{sh}\left(\frac{2\pi}{C} \cdot b \cdot \sqrt{\epsilon_R} \cdot f\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot a}{C} \cdot f\right) = \cos(k(a + b)) \quad (\text{I-16})$$

Cette équation ne possède de solution que lorsque son premier membre est compris entre  $-1$  et  $1$ . Celui-ci pouvant également être supérieur à  $1$ , nous trouverons des cas pour lesquels l'onde électromagnétique ne se propagera pas ; c'est ce que nous appellerons la bande interdite électromagnétique (BIE).

Pour des valeurs arbitraires vérifiant cette condition,  $\left( \frac{2\pi b}{C} \sqrt{\epsilon_R} = 0.1; \frac{-\epsilon_R - 1}{2\sqrt{\epsilon_R}} = 1.5; \frac{2\pi a}{C} = 0.1 \right)$ , nous pourrions représenter l'équation (I-16) en fonction de la fréquence (figure I.9).



**Figure I.9 :** Représentation fréquentielle de la fonction I.16, obtention des bandes de propagation permises et interdites

### II.2.3. STRUCTURES PÉRIODIQUES À UNE, DEUX OU TROIS DIMENSIONS

Nous allons, dans cette partie, appliquer le principe de fonctionnement des structures périodiques démontré précédemment à différentes topologies : monodimensionnelle, bidimensionnelle et tridimensionnelle. Nous présenterons pour chaque cas des exemples d'application.

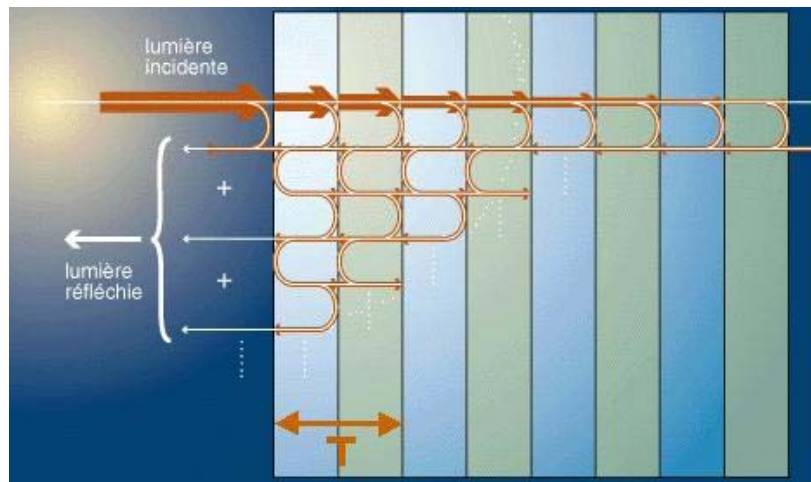
### II.2.3.1 Structures périodiques monodimensionnelles

La façon la plus évidente de réaliser un matériau à BIE et également la plus proche du modèle analytique présenté dans le deuxième paragraphe de ce chapitre est d'aligner successivement et périodiquement ces couches de matériaux de natures différentes.

Le miroir de Bragg est le plus simple des matériaux BIP à une dimension. Ce dispositif consiste en une alternance de couches planes de diélectrique d'épaisseur égale au quart de la longueur d'onde guidée dans le matériau (figure I.10). Si les permittivités relatives

$\epsilon_{R_1}$  et  $\epsilon_{R_2}$  des diélectriques présentent un contraste suffisamment important  $\left( \frac{\epsilon_{R_1}}{\epsilon_{R_2}} > 2 \right)$ ,

l'onde traversant ce milieu inhomogène sera perturbée.

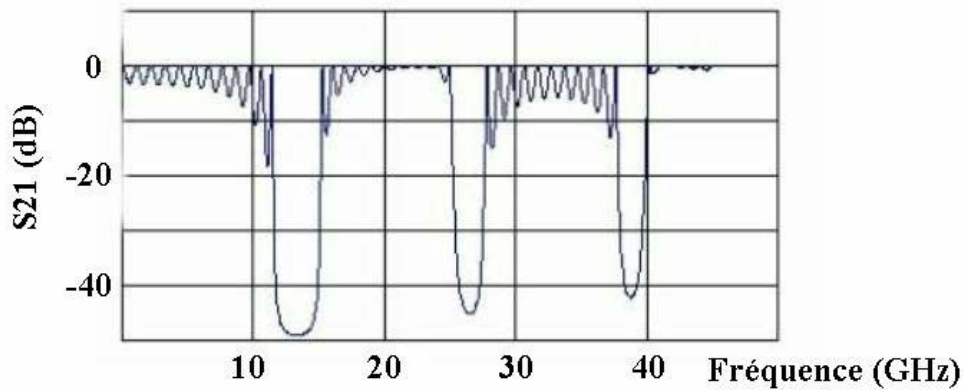


**Figure I.10** : Schéma de principe du miroir de Bragg

Les portions d'énergie réfléchies aux interfaces entre les deux matériaux se retrouvent donc, après un trajet de  $\lambda_g/2$ , en phase avec l'onde réfléchie à l'interface précédente. Pris dans sa globalité, ce phénomène est constructif pour l'onde réfléchie à l'extérieur du matériau. Ce dernier se comporte comme un miroir. En étudiant le comportement de ce dispositif en transmission, on obtient une succession de bandes interdites centrées sur la fréquence

$f = \frac{\lambda_g}{C} = \frac{2 \cdot T}{C}$  et sur ses harmoniques (figure I.11).



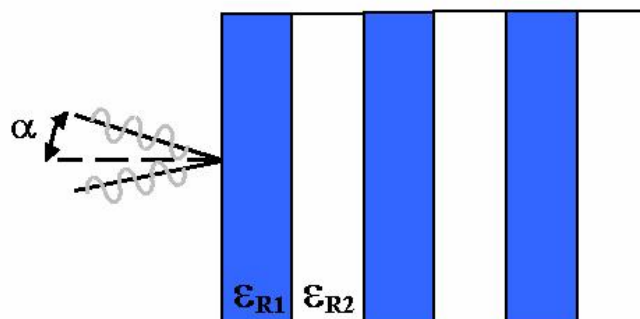


**Figure I.11 :** Réponse électromagnétique fréquentielle en transmission de la structure de Bragg

Que l'on observe la permittivité du milieu de propagation, la constante de propagation ou l'impédance d'onde, ces valeurs sont liées et décrivent toutes le phénomène de propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu.

D'une manière générale, la modification périodique de n'importe laquelle de ces caractéristiques dans un milieu diélectrique, si elle est suffisamment contraignante pour l'onde électromagnétique, permet d'obtenir un phénomène de bande interdite en fréquence. Nous retrouvons ainsi dans la littérature, un grand nombre d'approches et de topologies de structures périodiques.

Le facteur limitatif de ces structures monodimensionnelles reste leur forte sensibilité à l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique. Si la structure périodique n'est pas orientée normalement par rapport à l'onde incidente, la bande interdite se détériore très rapidement avec l'angle d'inclinaison (figure I.12).



**Figure I.12 :** Domaine d'efficacité de la structure périodique monodimensionnelle en fonction de l'angle d'incidence de l'onde :  $\alpha$

Pour pallier cet inconvénient, le recours à des structures périodiques bidimensionnelles est nécessaire.

### ***II.2.3.2 Les structures périodiques bidimensionnelles***

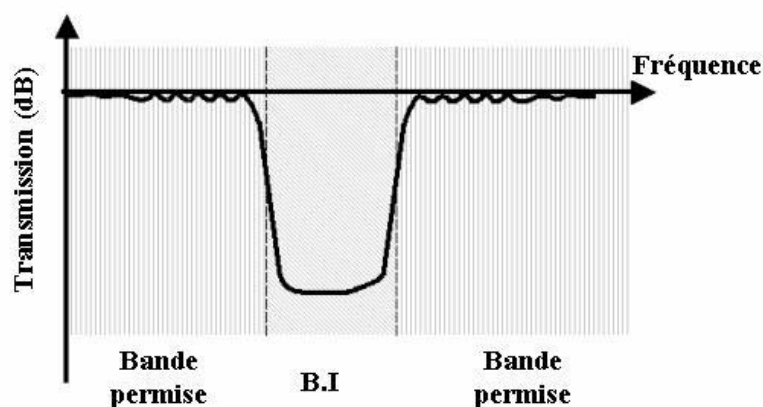
Dans ce type de structures, la périodicité est assurée suivant deux dimensions et la structure reste homogène dans la troisième dimension. La sensibilité à l'incidence de l'onde est donc beaucoup plus faible que pour les structures à une dimension. Les premiers matériaux à BIE ont été réalisés dans le domaine de l'optique. Ils étaient constitués de diélectriques car, aux fréquences optiques, les fortes pertes des métaux étaient rédhibitoires.

Aux fréquences microondes (300 MHz – 300 GHz), l'épaisseur de peau devient négligeable face à la longueur d'onde et les métaux deviennent de bons réflecteurs présentant peu de pertes.

Nous allons, dans ce paragraphe, décrire deux types de structures bidimensionnelles : les structures périodiques diélectriques et les structures périodiques métalliques.

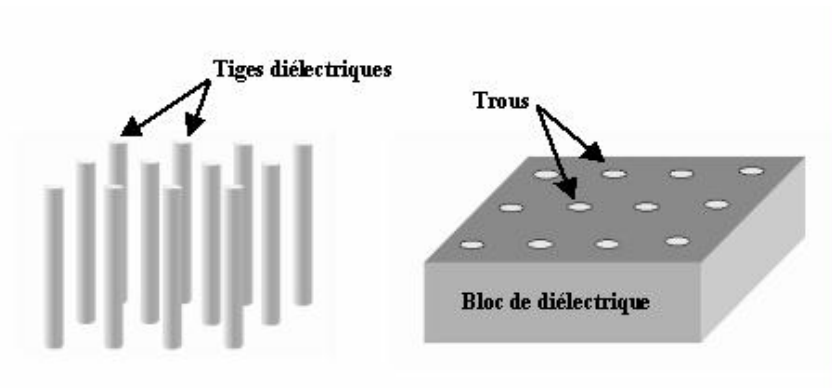
#### **Structures périodiques diélectriques**

Une des caractéristiques des structures périodiques diélectriques est de posséder une bande permise basse fréquence. Du continu jusqu'à la première bande interdite, le niveau de transmission est proche de 0 dB et le matériau est donc quasiment transparent et sans effet sur les ondes électromagnétiques (figure I.13).



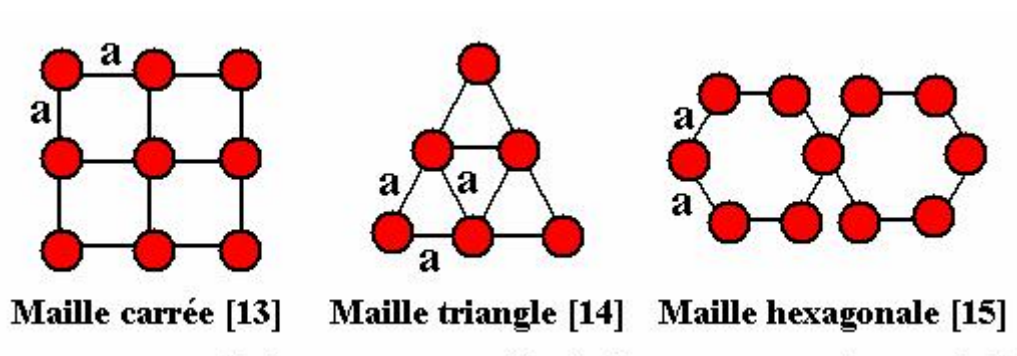
**Figure I.13 :** Réponse en fréquence type d'une structure périodique diélectrique

Dans la littérature, nous pouvons distinguer deux types de structures périodiques bidimensionnelles représentés sur la figure I.14. Dans le premier cas, un réseau périodique de tiges de diélectrique de fort indice est disposé dans un milieu de faible indice, typiquement de l'air, afin d'avoir un fort contraste d'indice [11]. Ce type d'agencement est appelé structure déconnectée. Dans le second cas, des trous d'air sont percé périodiquement dans un matériau diélectrique à fort indice, c'est une structure connectée [12].



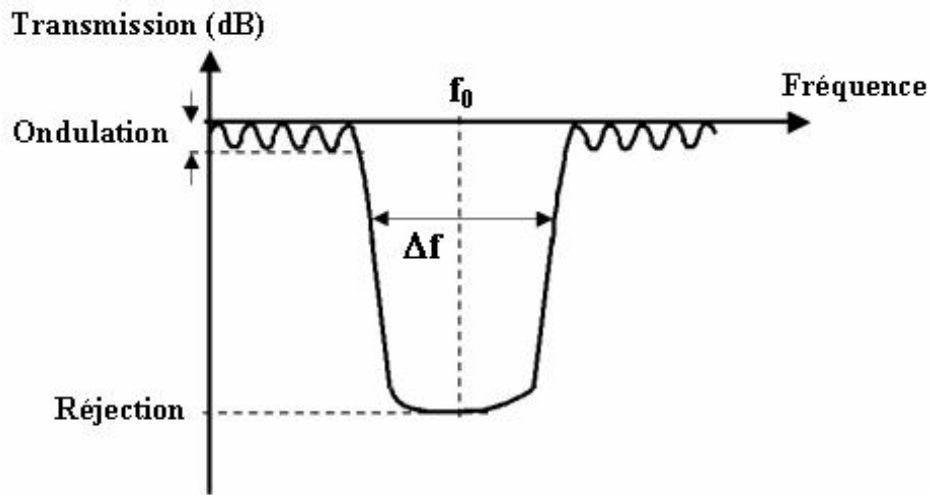
**Figure I.14** : Structures diélectriques périodiques bidimensionnelles déconnectée (a) et connectée (b)

Dans ces deux cas, les tiges de diélectrique ou les colonnes d'air peuvent être disposées de différentes manières suivant des motifs élémentaires. Nous n'en présenterons que les principaux sur la figure I.15.



**Figure I.15** : Principales mailles utilisées pour les réseaux périodiques 2D

Les critères permettant de qualifier une bande interdite sont les suivants : la fréquence centrale  $f_0$ , la réjection maximale dans la bande, la largeur de la bande interdite  $\Delta f$  et l'ondulation de la transmission hors bande interdite (figure I.16).



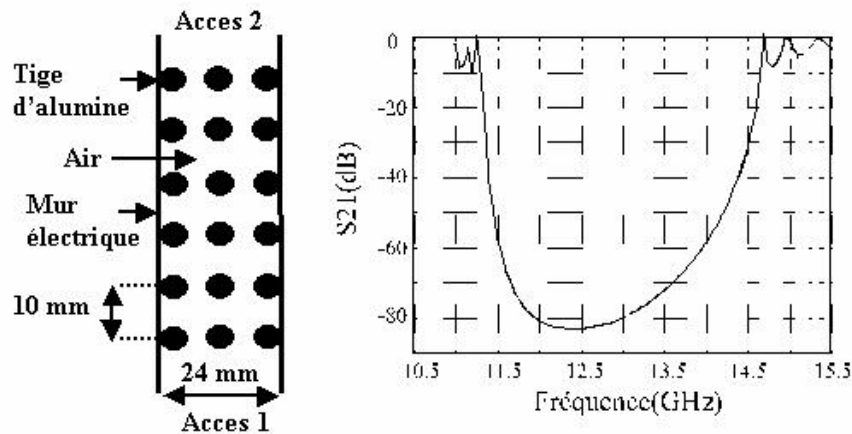
**Figure I.16 :** Paramètres descriptifs d'une bande interdite en fréquence

Ces caractéristiques sont intimement liées aux paramètres du réseau périodique tels que :

- ↪ pas du réseau,
- ↪ diamètre des tiges ondes trous (facteur de remplissage),
- ↪ contraste d'indice entre les deux milieux,
- ↪ motif élémentaire utilisé.

Ces paramètres seront pris comme variables dans la conception d'une structure périodique.

Le circuit présenté sur la figure I.17 a été conçu et réalisé par Bertrand Lenoir à l'IRCOM en 1998 [16]. Il s'agit d'un guide d'onde métallique dans lequel sont insérées des tiges d'alumine. Une bande interdite est observée aux alentours de 12 GHz.



**Figure I.17 :** Guide d'onde à tiges de diélectrique (simulation mef)

Malgré le fort contraste de permittivité entre l'air ( $\epsilon_r = 1$ ) et l'alumine ( $\epsilon_r = 9,8$ ), les dimensions globales du dispositif restent importantes et rendent difficile son application à la réalisation de filtres compétitifs. Néanmoins, le principe de fonctionnement a été validé par l'expérimentation.

### Structures périodiques métalliques

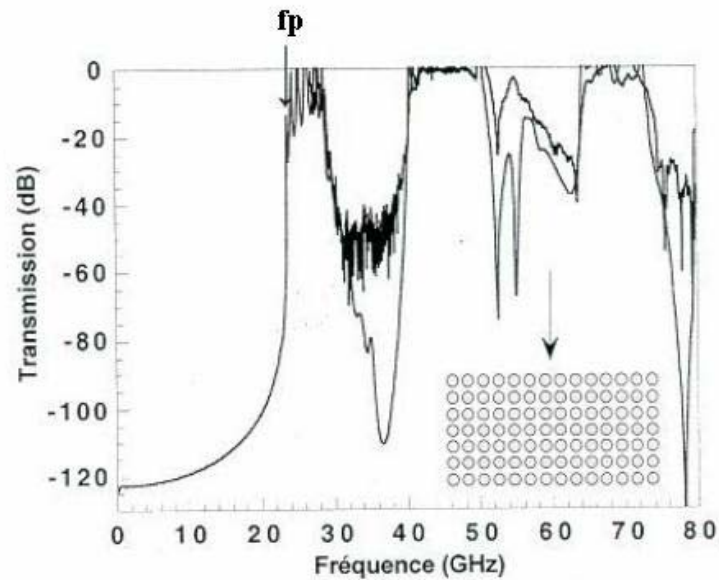
Comme nous l'avons vu, l'utilisation du métal qui pose un problème aux fréquences optiques est parfaitement envisageable aux fréquences qui nous intéressent dans le domaine des microondes. L'étude des structures périodiques métalliques remonte aux années 50 avec les grilles métalliques unidimensionnelles de polariseur et réflecteur [3,4]. Dans les années 60, apparaissent ensuite des structures périodiques métalliques surfaciques : les surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface) [5].

Aux basses fréquences, la structure métallique peut être considérée comme un mur métallique parfait. Elle possède donc, du continu jusqu'à une certaine fréquence appelée fréquence plasmon, une bande interdite que l'on appelle bande interdite d'ordre zéro ou bande plasmon.

C'est une différence fondamentale des structures métalliques comparées aux structures diélectriques qui possèdent elles une bande permise basse fréquence. Sigalas a démontré [17] que la fréquence plasmon correspondait à une longueur d'onde égale à deux fois le pas du réseau :  $p$ . on obtient donc dans l'air :

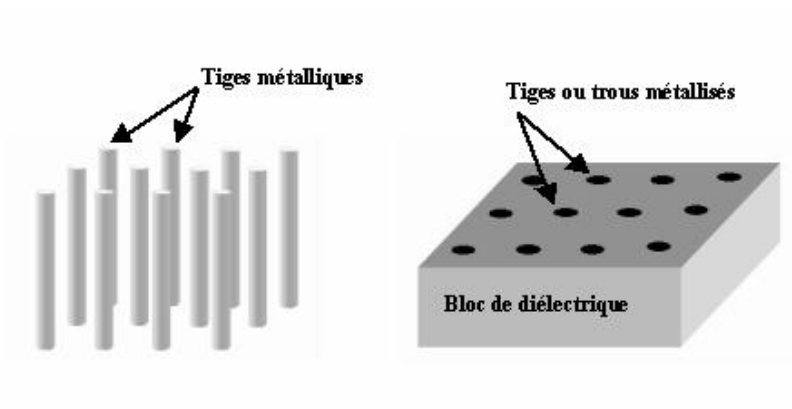
$$f_p = \frac{c}{2.p} \quad (\text{I-17})$$

Sur la figure I.18 sont représentés les résultats de mesure et de simulation de T. Brillat [18] concernant un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre illuminé par une onde électromagnétique en espace libre.



**Figure I.18 :** Diagramme de transmission en espace libre et polarisation TM d'un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre (Simulation et Mesures)

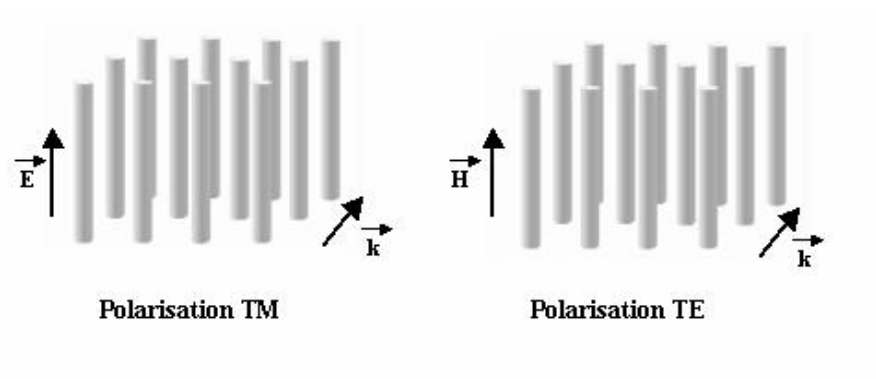
Nous allons traiter dans cette partie des structures périodiques bidimensionnelles dans lesquelles le métal remplace un des deux diélectriques (figure I.19). Ces structures représentent en quelque sorte, une extension des Surfaces Sélectives en Fréquences à des structures bidimensionnelles multicouches.



**Figure I.19 :** Structures métalliques périodiques bidimensionnelles déconnectée (a) et connectée (b)

L'utilisation du métal en remplacement du diélectrique pour la réalisation de structures périodiques présente plusieurs avantages. Tout d'abord, le métal présente une relative facilité d'usinage comparé à certains diélectriques. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, le fort contraste d'indice entre les matériaux composant une structure périodique joue un rôle de premier ordre dans l'obtention de bande de fréquence interdite. Il est facile d'imaginer qu'avec un réseau de tiges métalliques, les ondes électromagnétiques seront plus fortement perturbées qu'avec des tiges diélectriques. A performances égales, le nombre de tiges sera moindre et les dimensions globales du circuit seront réduites.

Les structures bidimensionnelles restent tout de même sensibles à la polarisation du champ électromagnétique. Il est très rare d'obtenir une bande interdite couvrant à la fois les polarisations TE et TM (figure I.20).

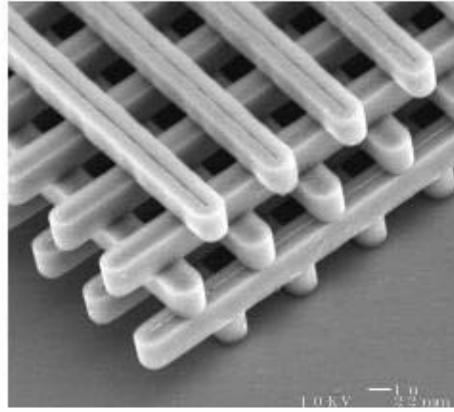


**Figure I.20** : Différentes polarisations d'un réseau périodique 2D

### II.2.3.3 Structures périodiques tridimensionnelles

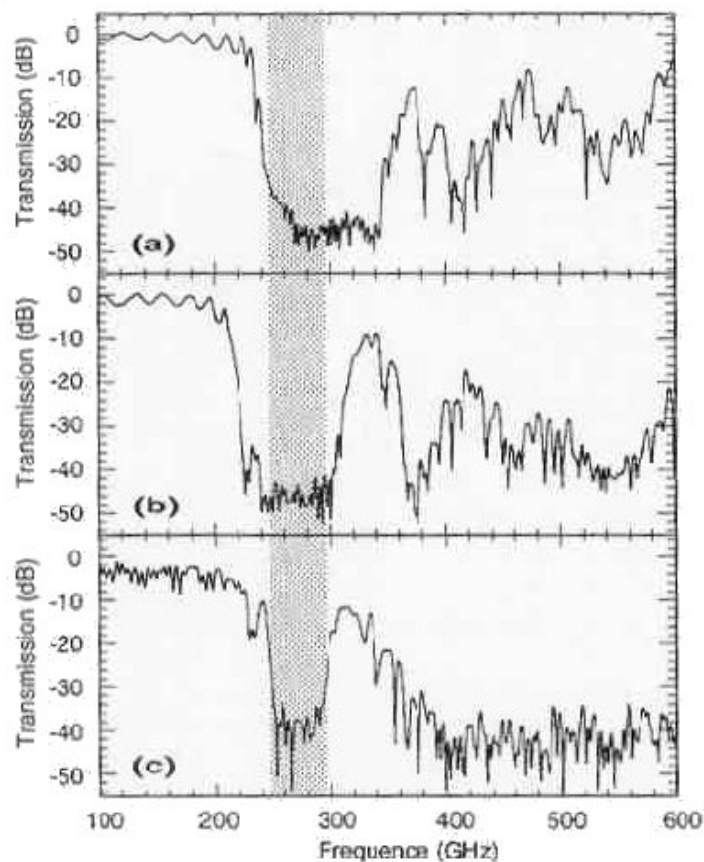
L'évolution ultime est une structure périodique selon les trois dimensions de l'espace et offrant une bande interdite quelles que soient l'incidence et la polarisation de l'onde électromagnétique l'éclairant. Ce cas particulier est appelé bande interdite totale. Ce sont évidemment des structures complexes à modéliser, dont le comportement est difficile à prévoir et dont la fabrication est encore plus délicate. Afin d'obtenir une périodicité tridimensionnelle, les chercheurs s'inspirent des mailles cristallines, c'est par exemple le cas de la yablonovite présentée précédemment qui s'inspire de la structure cubique face centrée du diamant.

Un autre modèle de structure périodique tridimensionnelle a été proposé par l'équipe du Ames Laboratory [19]. Il s'agit de la structure "tas de bois" dont le principe est présenté sur la figure I.21.



**Figure I.21** : Exemple de structure "tas de bois" réalisée dans le domaine de l'optique par Sandia National Laboratories [20]

Avec les nouvelles techniques d'usinage du Silicium permettant d'atteindre des précisions de l'ordre de la dizaine de micromètres, cette structure est moins complexe à réaliser que la yablonovite [21,22]. Nous présentons, sur la figure I.22, la mesure d'une réalisation sur silicium [23,24], la période des cristaux est de  $490 \mu\text{m}$  sur 6 épaisseurs. La bande interdite complète obtenue est centrée sur 265 GHz avec 19 % de largeur de bande.



**Figure I.22** : Réponses expérimentales en transmission pour différentes orientations de l'onde incidente : -a- suivant la direction de l'empilement -b- à  $45^\circ$  de la direction de l'empilement -c- perpendiculaire à la direction de l'empilement la bande grisée fait apparaître la bande interdite complète

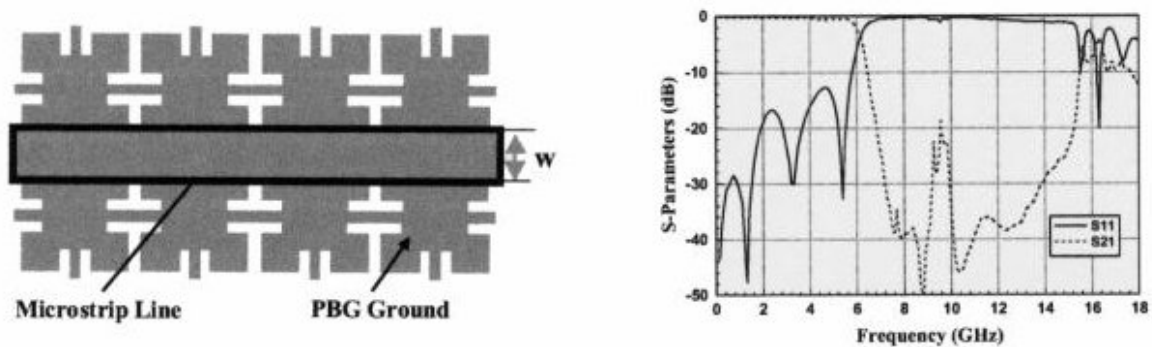


## II.2.4. APPLICATIONS

Les applications de cette propriété tout à fait remarquable de bande interdite en fréquence sont nombreuses. Nous allons, dans cette partie, en présenter quelques unes que nous classerons en deux catégories : le filtrage de type fréquentiel et le filtrage de type spatial.

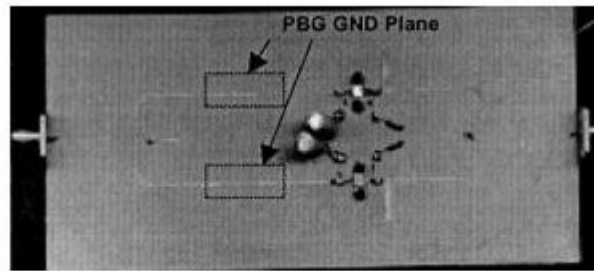
### II.2.4.1 Filtrage fréquentiel

Les propriétés de bande interdite d'une structure périodique rendent possible le filtrage d'une onde électromagnétique dans le plan fréquentiel. Ceci est réalisé en favorisant la transmission de certaines fréquences et en prohibant la propagation d'autres fréquences. L'application la plus directe est l'utilisation de la bande interdite en fréquence comme d'un filtre stop bande. Nous trouvons dans la littérature, des applications de ce concept comme par exemple T. Itoh [25] qui réalise un motif périodique ne gravant que partiellement le plan de masse d'un substrat supportant une ligne microstrip (figure I.23).



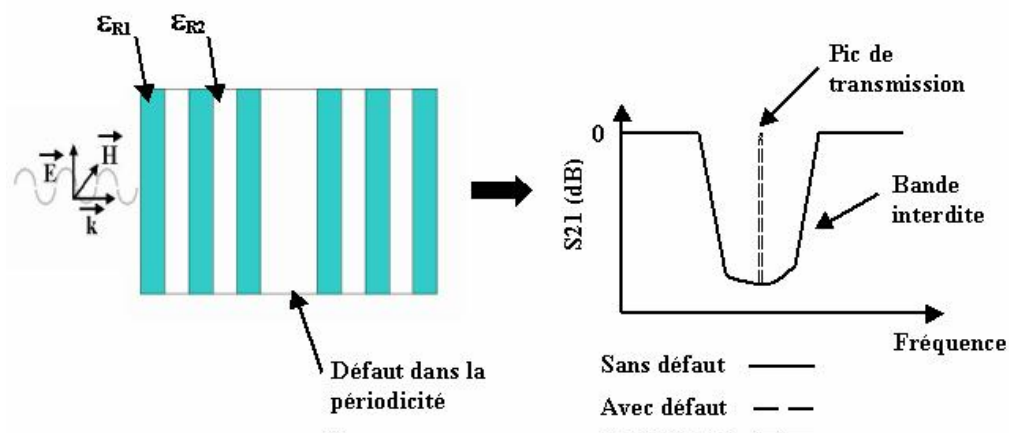
**Figure I.23** : Schéma de la structure périodique et mesure des paramètres S de la ligne micro-ruban

Cette structure est ensuite associée à un amplificateur de puissance (figure I.24). Le choix du pas du réseau et des dimensions des motifs permet de centrer la bande interdite en fréquence sur les second et troisième harmoniques de l'amplificateur pour obtenir des conditions d'impédance permettant d'optimiser le rendement en puissance ajoutée.



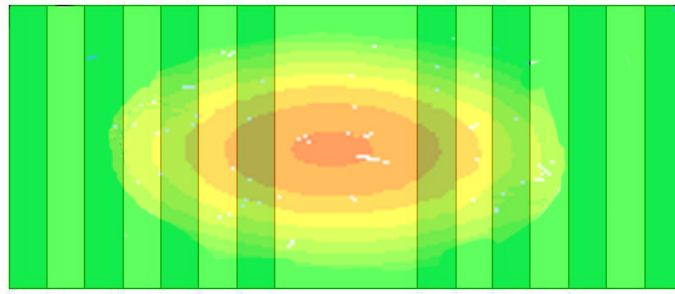
**Figure I.24 :** Structure périodique appliquée à l'optimisation du rendement en puissance ajoutée d'un amplificateur push-pull

Une autre application des structures périodiques dans le domaine du filtrage fréquentiel est la génération d'un pic de transmission dans la bande interdite. En effet, la création d'une rupture dans la périodicité permet d'observer l'apparition d'une fine bande de fréquence transmise avec un fort coefficient de qualité au milieu de la bande interdite. Si nous reprenons l'exemple du miroir de Bragg, la création d'un défaut de périodicité peut se traduire par la répétition de l'un des motifs (figure I.25).



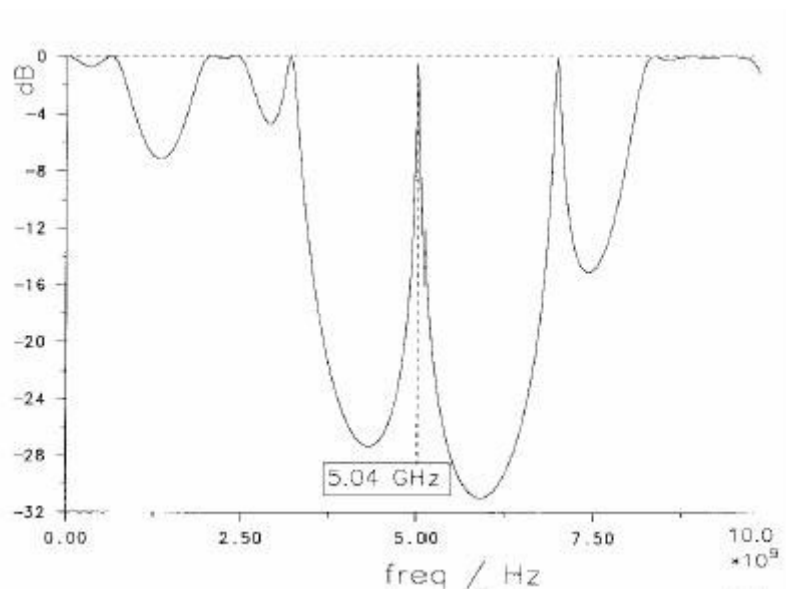
**Figure I.25 :** Création d'un défaut dans la périodicité d'un réseau périodique monodimensionnel type miroir de Bragg

Cependant, d'un point de vue théorique, cette structure peut être simplement comparée à une cavité classique excitée en entrée et en sortie par des parties évanescentes. Les limites électriques de la cavité ne sont plus les limites physiques fixes de la cavité mais sont plus ou moins distribuées dans la structure périodique selon la densité du réseau (figure I.26).



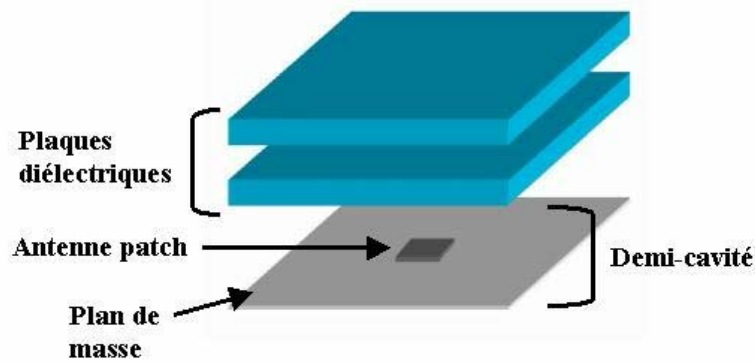
**Figure I.26 :** Répartition du champ électrique dans une cavité type miroir de Bragg

Une application de ce type de cavité est l'antenne radome développée par l'équipe CREAPE de l'IRCOM [26,27]. Un empilement de disques de diélectrique est utilisé afin de créer une structure périodique comportant un défaut et définissant une cavité à fort coefficient de surtension (figure I.27). Cette cavité est excitée par une antenne patch classique placée en son centre. La répartition électromagnétique du mode considéré dans la cavité est compatible avec la présence d'un mur métallique en son centre. Une demi-cavité est donc définie entre le radome et le plan de masse du patch comme représenté sur la figure I.28.



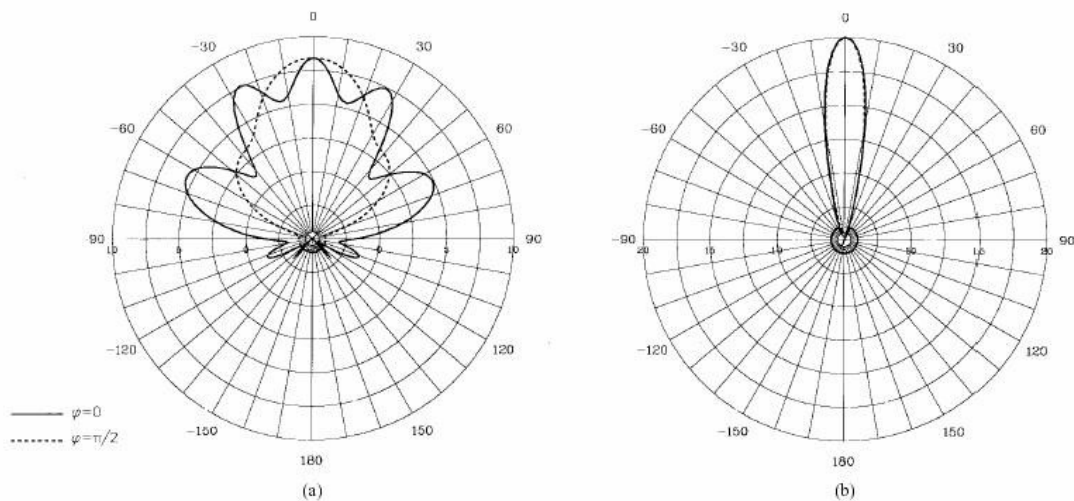
**Figure I.27 :** Facteur de transmission de la structure périodique.

Un mode de défaut apparaît à 5.04 GHz



**Figure I.28** : Schéma de principe de l'antenne radome : une demi structure périodique à défaut 1D est associé à un patch rayonnant

Le patch n'est donc plus utilisé directement comme source de rayonnement, mais permet d'exciter la cavité qui, à son tour, rayonne à l'extérieur. La cavité ayant un facteur de qualité plus élevé et une répartition du champ plus homogène sur une surface plus importante que le patch, le diagramme de rayonnement est nettement meilleur, en termes d'amplitude du lobe principal par rapport aux lobes secondaires et de directivité. On note ainsi une amélioration de la directivité de 8 à 20 dB (figure I.29).



**Figure I.29** : Comparaison théorique entre la directivité de l'antenne patch. (a) sans le radome et (b) avec le radome

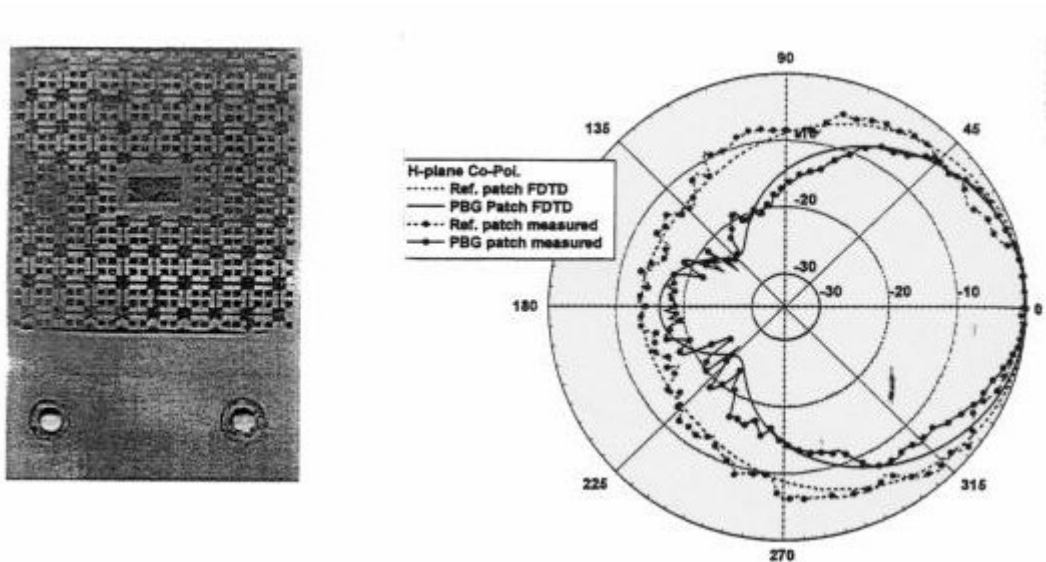
#### II.2.4.2 Filtrage spatial

Pour cette application, c'est la propriété d'isolation dans la bande interdite qui est mise à profit. La structure périodique est utilisée comme un mur réflecteur et permet de confiner le champ électromagnétique ou de supprimer l'apparition de modes parasites.

### Suppression de mode parasite

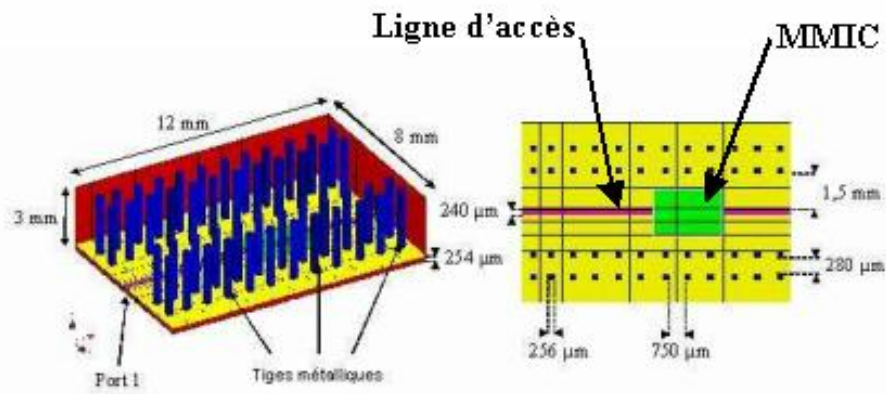
Dans l'application présentée ci-dessous [28], une structure périodique planaire est gravée dans le plan de masse d'une antenne patch.

Les dimensions des motifs périodiques, ainsi que le pas du réseau sont calculés de manière à obtenir une bande interdite autour de la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Ceci permet de confiner le champ électromagnétique autour du patch et d'empêcher les ondes de surface de se propager sur le substrat pour rayonner à ses extrémités. Le rayonnement arrière et les lobes secondaires de l'antenne sont ainsi améliorés (figure I.30).



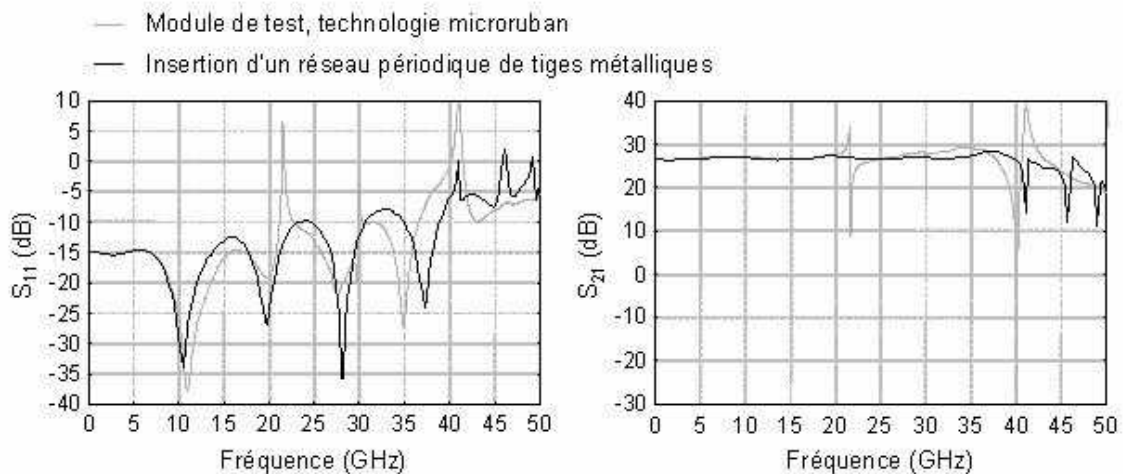
**Figure I.30 :** Vue supérieure du patch entouré des motifs périodiques et diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour le patch avec et sans les motifs périodiques

Dans l'exemple qui suit, une structure périodique bidimensionnelle est utilisée afin d'améliorer la mise en boîtier d'un module de transmission optoélectronique à 40 Gbit/s en supprimant les modes parasites qui peuvent apparaître [29]. Comme nous pouvons le voir sur la figure I.31, un réseau de tiges métalliques parallèles est introduit dans le boîtier de part et d'autre de la ligne microruban et de la puce MMIC. Le pas du réseau et les dimensions des tiges sont calculés de manière à obtenir une large bande de fréquences interdites (bande de fréquence visée 0 – 50 GHz).



**Figure I.31 :** Vue du module et du réseau de barreaux métalliques

Les résultats de simulations électromagnétiques présentés sur la figure I.32 démontrent que cette méthode est une bonne alternative à l'utilisation plus conventionnelle de murs métalliques ou de blocs d'absorbants.

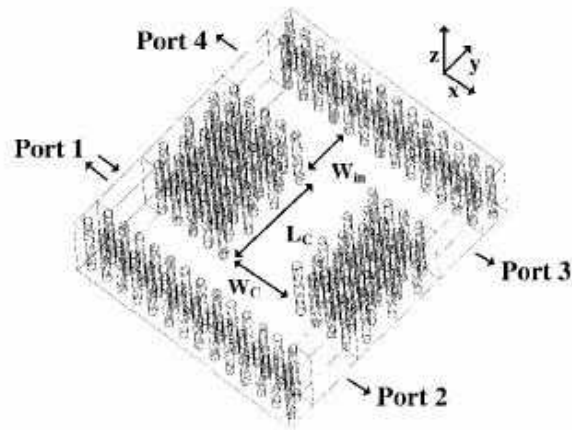


**Figure I.32 :** Résultats du calcul électromagnétique global du module avec et sans le réseau de tiges

### Confinement de l'énergie électromagnétique

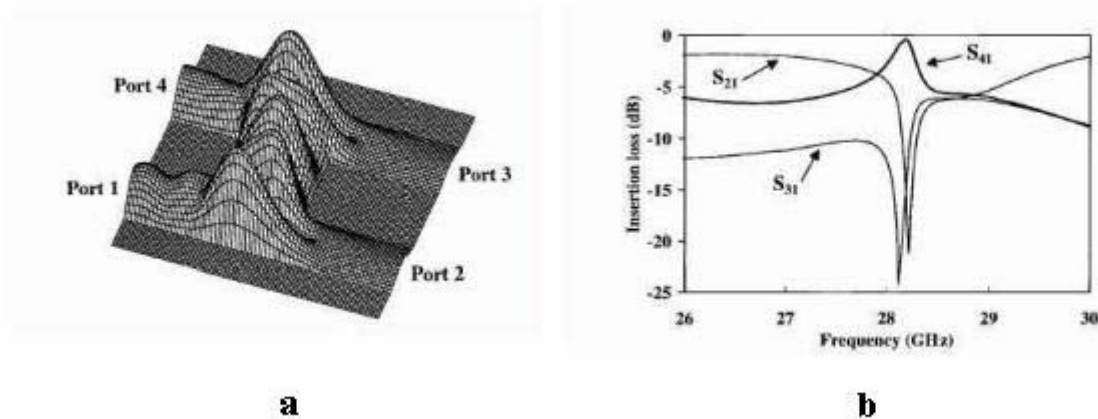
Le principe de bande interdite peut être utilisé pour propager une onde électromagnétique à l'aide d'un guide d'onde intégré au substrat, la structure périodique remplace alors les murs métalliques du guide d'onde classique.

Dans l'exemple suivant [30], un coupleur résonnant quatre ports est réalisé dans un réseau périodique bidimensionnel de tiges métalliques. Un certain nombre de tiges est retiré du réseau afin que la branche directe soit monomode et que la branche transversale soit multimode (figure I.33).



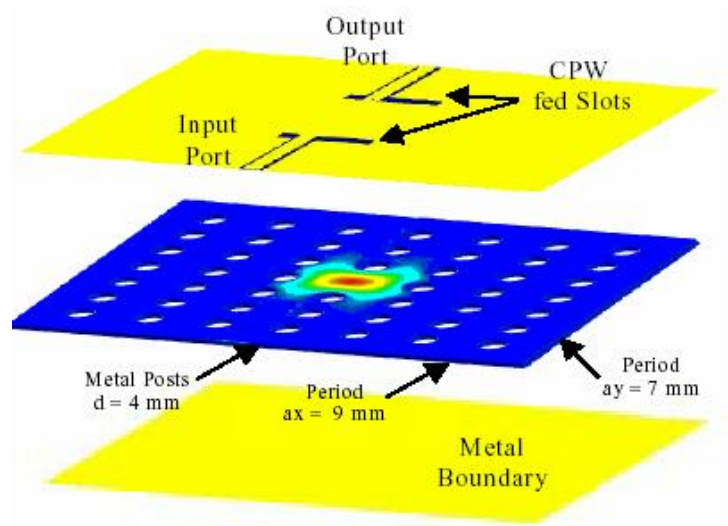
**Figure I.33** : Vue schématique du coupleur 4 ports délimité dans un réseau périodique bidimensionnel

C'est l'optimisation des dimensions de cette dernière (largeur-longueur) qui permet de choisir le mode de fonctionnement, direct (un vers trois) ou rétro (un vers quatre) (figure I.34).



**Figure I.34** : Diagramme de champ électrique (a) et réponses théoriques en transmission (b) de la structure optimisée pour un fonctionnement « rétro », 1 vers 4

Cette propriété de confinement électromagnétique est également utilisée pour délimiter des cavités résonantes à l'aide de réseaux périodiques. Dans une publication de 1999 [31], l'auteur définit une cavité dans un bloc de duroïd en retirant un élément d'un réseau périodique bidimensionnel de tiges métalliques (figure I.35). le facteur de qualité mesuré de ce résonateur intégré est de 761, ce qui est très intéressant comparé aux topologies planaires classiques.



**Figure I.35 :** Répartition du champ électrique dans le défaut de la structure métallo-diélectrique

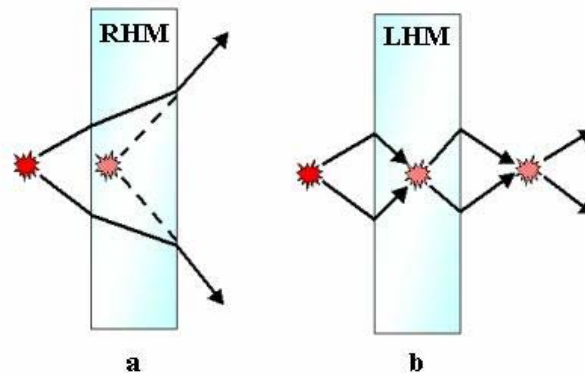
L'un des points forts de ce type de structure est son potentiel d'accordabilité. En effet, on peut imaginer toute sorte de moyens tels que des diodes ou des MEMS pour commuter ou non les tiges métalliques et ainsi accorder le fonctionnement du circuit [32.33].

### II.3 AUTRES MATERIAUX INNOVANTS : LES META-MATERIAUX

Les méta-matériaux, tout comme les structures périodiques à bande interdite électromagnétique, suscitent un intérêt croissant au sein de la communauté scientifique depuis quelques années. Il nous a donc semblé pertinent de consacrer quelques lignes à une brève présentation de ce nouveau type de matériau souvent associé aux structures à BIE.

Par méta-matériau, on définit une structure périodique artificielle présentant des propriétés électromagnétiques singulières telles qu'une permittivité et une perméabilité négatives (du grec Méta : au-delà). Rappelons que les différences essentielles entre les méta-matériaux et les structures à BIE sont les dimensions mises en jeu. Celles-ci sont de l'ordre de la longueur d'onde pour les matériaux à BIE et sont beaucoup plus petites pour les méta-matériaux. Ces propriétés hors du commun ont des conséquences très intéressantes sur des lois basiques de l'électromagnétisme et de l'optique comme, par exemple, l'inversion de la loi de Snell sur la réfraction (figure I.36).



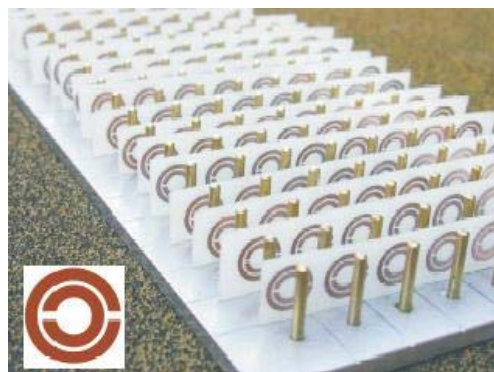


**Figure I.36 :** Une source électromagnétique éclairant un bloc transparent de matériau classique apparaît plus proche pour un observateur situé de l'autre côté (a). Dans le cas d'un bloc de méta-matériau, la source semble se trouver du même côté que l'observateur (b)

Dans de tels milieux, les ondes électromagnétiques se propagent, ou du moins donnent l'impression de se déplacer, dans le sens opposé à l'énergie d'où leur autre appellation de matériau main gauche (Left Hand Materials). Nous retrouverons également ces matériaux sous d'autres dénominations dans la littérature : Backword Wave Materials, Materials with Negative Refractive index ou Double Negative Materials.

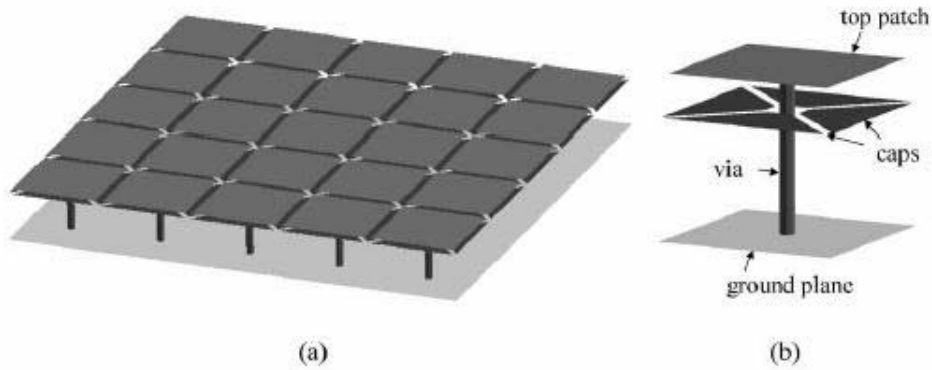
Ces effets avaient été postulés par le physicien russe Victor Veselago dans un article publié en 1968 [34], mais les moyens techniques de l'époque ne permettaient pas de vérification expérimentale. Depuis, les capacités en terme de calcul numérique et de fabrication ont beaucoup évolué et permettent d'appréhender ces structures. Il en résulte un nombre croissant de publications sur le sujet.

Dans [35], l'auteur a conçu une structure constituée d'un arrangement périodique de fils métalliques synthétisant une permittivité négative et d'anneaux métalliques synthétisant une perméabilité négative (figure I.37).



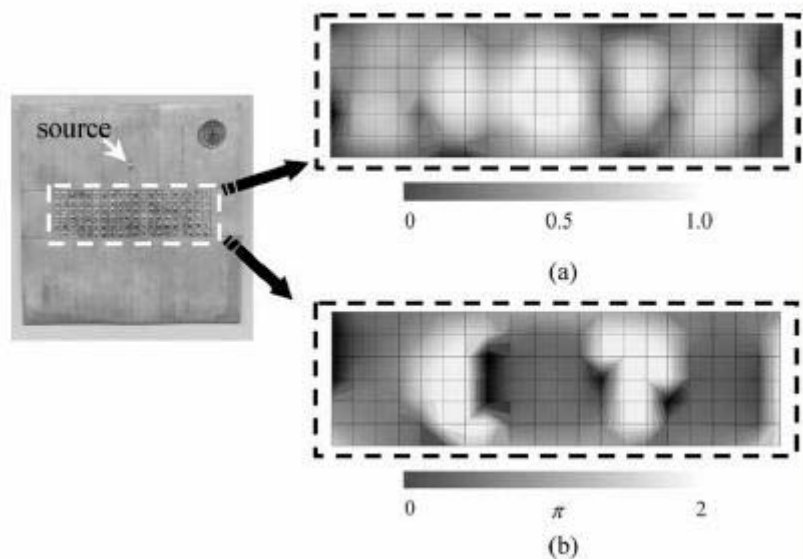
**Figure I.37 :** Image du matériau main-gauche constitué d'anneaux et de tiges de cuivre

Dans [36], une structure planaire avec un indice de réfraction négatif inspirée de [37] est présentée, elle est constituée d'un assemblage périodique de patches métalliques dont elle tire son surnom de "structure champignon" (figure I.38).



**Figure I.38** : Principe de la structure à indice de réfraction négatif (a) Vue d'ensemble et (b) Détail d'une cellule unitaire

La propriété d'inversion de la loi de Snell présentée sur la figure I.36 est ici mise à profit et la focalisation de la source à l'intérieur puis derrière le matériau est vérifiée théoriquement et expérimentalement (figure I.39). Ce matériau se comporte comme une lentille parfaite qui transmet le signal d'une source, d'un point à un autre sans distorsion. Les limites de ce type d'application concernent pour l'instant la distance entre le point source et l'interface qui doit rester inférieure à l'épaisseur du matériau.



**Figure I.39** : Mesure du champ électrique sur la structure LH réalisée avec une sonde verticale (a) Amplitude (b) Phase

Les propriétés "exotiques" des méta-matériaux nourrissent actuellement de grands espoirs concernant l'amélioration des systèmes de communication Radio Fréquences et Optiques.

Comme nous venons de le voir, les dimensions mises en jeu dans les structures périodiques sont intimement liées à la longueur d'onde guidée. Avec la montée en fréquence des applications, les dimensions et les tolérances de fabrication deviennent donc des points délicats pouvant limiter les performances des structures périodiques. Le recours aux nouvelles technologies de la microélectronique s'avère donc nécessaire pour la réalisation de circuits hyperfréquences basés sur les structures périodiques.

### **III. LA MICROELECTRONIQUE DANS LES HYPER-FREQUENCES ET LES CIRCUITS A HAUTE DENSITE D'INTEGRATION**

Cette partie n'a pas pour ambition de dresser un état de l'art exhaustif de la microélectronique actuelle. Elle vise seulement à présenter quelques uns des procédés de fabrication les plus couramment utilisés, les plus innovants ou auxquels nous avons eu recours pour la réalisation des circuits présentés dans les chapitres suivants.

La technique de fabrication est un paramètre très important dans la conception d'un circuit microonde. En effet, la bonne connaissance du potentiel, des contraintes et des tolérances des différents procédés technologiques doit influencer la conception d'un circuit. Ceci, afin de choisir la méthode de fabrication adéquate permettant sa réalisation ou si le choix n'est pas permis, afin de ne pas aboutir à des structure irréalisables ou flirtant avec les tolérances du procédé.

Nous aborderons donc, prochainement, quelques techniques permettant le dépôt et la gravure d'un métal en vue de dessiner un circuit, ainsi que différentes méthodes de micro-usinage de diélectrique. Nous concluons ce chapitre en abordant le thème des modules multipuces (MCM).

### III.1 TECHNOLOGIES PLANAIRES ET MICRO-USINAGE 3D

#### III.1.1. METALLISATION DES NIVEAUX CONDUCTEURS

##### III.1.1.1 Les métaux des hyperfréquences [38]

Les deux propriétés qui rendent un métal intéressant pour le domaine de l'électronique haute fréquence sont une bonne conductivité électrique et un usinage facile.

L'Aluminium est un des métaux les plus utilisés, il offre une conductivité moyenne de l'ordre de  $3,5 \cdot 10^5$  S/m. Ce sont surtout ses propriétés mécaniques qui en font un bon candidat, il est très léger et surtout facilement usinable. L'aluminium est mou et peut être moulé, roulé, embouti ou percé.

Les principales applications de ce métal sont la réalisation de plan de masse ou de boîtier pour des topologies planaires (micro-ruban, coplanaire,...). On le trouve également dans la fabrication de guide d'onde dont la surface interne est plaquée avec un autre métal plus conducteur.

Le Cuivre est également beaucoup utilisé. Il présente peu de pertes électriques ( $5,85 \cdot 10^7$  S/m), il est facile à usiner même s'il reste plus dur que l'aluminium. C'est un métal qui s'oxyde très rapidement dans l'atmosphère. Il est moins utilisé que dans le passé, notamment à cause de son prix, mais reste très répandu car il est très facile à souder.

Le cuivre est surtout utilisé dans la réalisation de lignes coplanaires ou microruban et quelque fois, pour la fabrication de cavités, mais son poids devient très vite handicapant.

L'Argent est le meilleur conducteur électrique et thermique ( $\sigma = 6,3 \cdot 10^7$  S/m), il est de plus facile à travailler. On le retrouve par exemple en plaquage sur des cavités ou des guides d'ondes.

L'Or est également un très bon conducteur ( $\sigma = 4,25 \cdot 10^7$  S/m) facile à travailler et très résistant à la corrosion. Son prix en limite l'utilisation, en plaquage sur des circuits planaires en cuivre par exemple pour les protéger de la corrosion. Il est également utilisé comme métallisation classique sur des substrats du type Silicium ou Alumine. Il n'accroche pas

toujours bien sur certains matériaux comme les céramiques et demande une sous couche, de Chrome par exemple.

L'Etain est un conducteur moyen, il est utilisé dans un grand nombre d'applications de plaquage. On le retrouve surtout associé au plomb pour les soudures.

Le Plomb est utilisé exclusivement pour les soudures Etain/Plomb.

Le Chrome et le Titane Tungstène servent comme on l'a vu de sous-couche d'accrochage entre les substrats durs et les métallisations classiques.

Le tableau I.2 résume les caractéristiques des métaux que nous venons de présenter.

	Cuivre	Or	Argent	Aluminium	Etain	Plomb
<b>Symbole chimique</b>	Cu	Au	Ag	Al	Sn	Pb
<b>Conductivité (S/m)</b>	$5,85,10^7$	$4,25,10^7$	$6,3,10^7$	$3,5,10^7$	$0,877,10^7$	$0,456,10^7$
<b>Conductivité thermique (W/m/K à 300°K)</b>	401	317	429	237	66.6	35.3
<b>Température de fusion (°C)</b>	1083	1063	960	660	232	327
<b>Coefficient d'expansion (ppm)</b>	16,56	14,2	18,9	24,3	23	28,7

**Tableau I.2 :** Caractéristiques des principaux métaux utilisés en hyperfréquences

### III.1.1.2 Dépôt de couche métallique [39.40]

Il existe plusieurs méthodes pour déposer une couche métallique à la surface d'un substrat diélectrique. Nous allons présenter les méthodes les plus courantes.

#### a) – Revêtement par voie sèche

##### L'Evaporation

Cette technique consiste à provoquer l'évaporation d'un métal dans le vide en le chauffant jusqu'à sa température d'ébullition. Les atomes métalliques se propagent alors en ligne droite et se fixent sur les surfaces froides qu'ils rencontrent pendant leur trajet. Le libre parcours moyen des atomes doit donc être largement supérieur à la distance qui sépare le métal à déposer du wafer à métalliser.

Le vide dans l'enceinte doit être suffisamment poussé pour que les atomes de métal ne rencontrent pas de particule sur leur trajet jusqu'au wafer, typiquement.

Plusieurs méthodes permettent de chauffer le métal à évaporer :

- ↪ Le creuset : le métal est placé dans un petit récipient chauffé par une résistance électrique.
- ↪ Le canon à électron : l'échantillon de métal à évaporer est soumis à un intense faisceau d'électrons qui le réchauffe jusqu'à évaporation.
- ↪ Le filament de tungstène : des cavaliers constitués du métal à évaporer sont placés sur un filament chauffé par le courant électrique qui le traverse. Quand la température de fusion des cavaliers est atteinte, le métal "mouille" le filament et se répand sur sa surface avant de s'évaporer. Le tungstène est utilisé comme filament, car il présente une haute température de fusion.

Nous présentons sur la figure I.40 le bâtis d'évaporation utilisé à l'IRCOM. Le vide dans l'enceinte est réalisé au moyen d'une pompe primaire à palette et d'une pompe turbomoléculaire. La méthode utilisée pour chauffer les métaux à évaporer est le creuset.

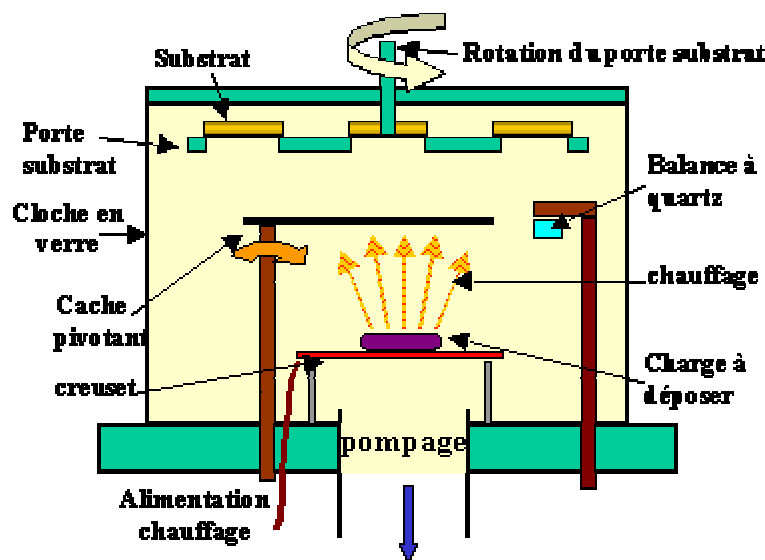
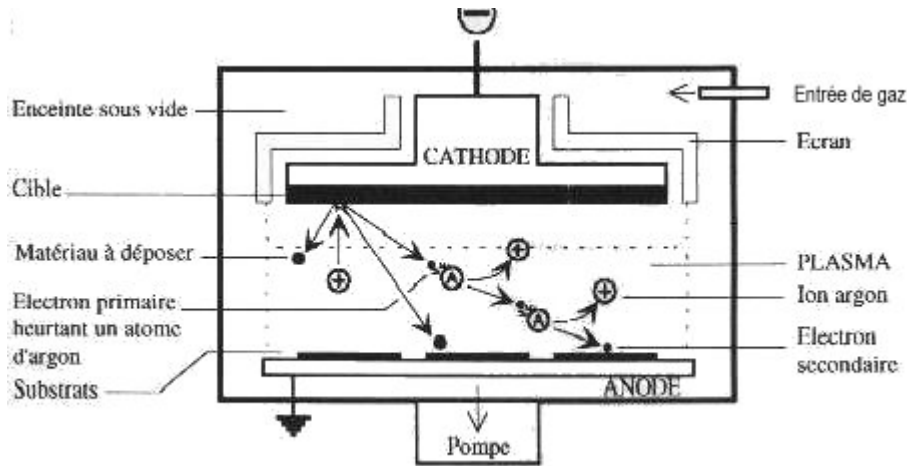


Figure I.40 : Schéma du bâtis d'évaporation

### La pulvérisation cathodique

En soumettant un solide à un bombardement ionique, on constate, à partir d'un certain niveau d'énergie de collision des ions, une érosion de la surface du matériau bombardé appelé cible. Les atomes libérés se trouvent éjectés dans l'espace environnant. Sous vide, les atomes expulsés traversent l'enceinte et viennent se déposer sur le substrat à recouvrir.



**Figure I.41 : Schéma de principe de la pulvérisation cathodique**

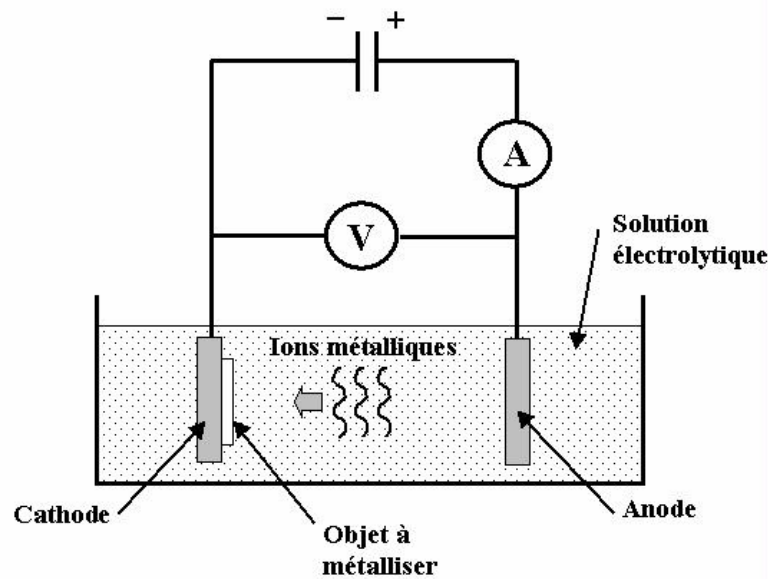
Deux électrodes disposées au centre d'une enceinte sous vide sont reliées à un générateur, l'une, la cathode appelée cible est reliée au pôle négatif ; l'autre, l'anode au pôle positif. Après réalisation d'un vide poussé, un gaz rare, tel que l'Argon choisi en raison de sa masse atomique élevée et de son inertie chimique, est introduit de manière à obtenir une pression résiduelle de l'ordre de  $10^{-3}$  Torr. La cathode est alors polarisée (d.d.p d'environ 500 Volts) afin de provoquer la ionisation du gaz et de débiter l'érosion de la cathode. Le transfert du matériau constituant la cible sur le wafer à métalliser forme progressivement le dépôt.

### **b) – Revêtements par voie humide**

#### L'électrolyse

On appelle électrolyse le procédé dans lequel une couche de métal est formée à la surface d'un substrat par l'action d'un courant électrique. Cette technique est très souvent utilisée en complément d'une évaporation ou d'une pulvérisation afin de faire croître une couche métallique plus épaisse. En effet, comparativement, les méthodes de dépôt par pulvérisation et évaporation décrites précédemment, sont beaucoup plus coûteuses et complexes à mettre en place qu'une électrolyse. L'électrolyse est réalisée dans une solution chimique appelée électrolyte qui contient le métal à déposer (Or, Cuivre, Nickel,...) sous

forme de particules métalliques submicroniques, des ions chargés positivement. Le schéma d'un banc d'électrolyse est présenté sur la figure I.42.



**Figure I.42 : Principe du banc d'électrolyse**

L'objet à métalliser est placé dans le bain sur une cathode chargée négativement, une anode chargée positivement est également placée dans le bain pour compléter le circuit électrique. Une source de puissance contrôlée fournit le courant nécessaire.

Les ions métalliques de la solution migrent donc vers la cathode pour assurer la conduction électrique. Au contact de celle-ci, ils sont réduits et se déposent sur l'objet à métalliser sous la forme d'une fine couche métallique. La qualité d'un dépôt par électrolyse est évidemment moins bonne que celle d'un dépôt de métal pur évaporé ou pulvérisé.

### ***III.1.1.3 La gravure métallique [38]***

Afin de définir les composantes d'un circuit microonde (lignes de propagation, résonateur,...) il est nécessaire de graver sélectivement la métallisation du substrat. Nous présentons ici quelques méthodes pour réaliser cette opération.

#### **La photolithographie**

Le procédé utilisé pour graver les substrats métallisés est appelé photolithographie. Ce procédé fait appel aux techniques de la photographie et à des résines photosensibles. Ces résines sont des composés organiques, généralement des polymères dont la solubilité est affectée par le rayonnement U.V. Il existe deux types de résines :



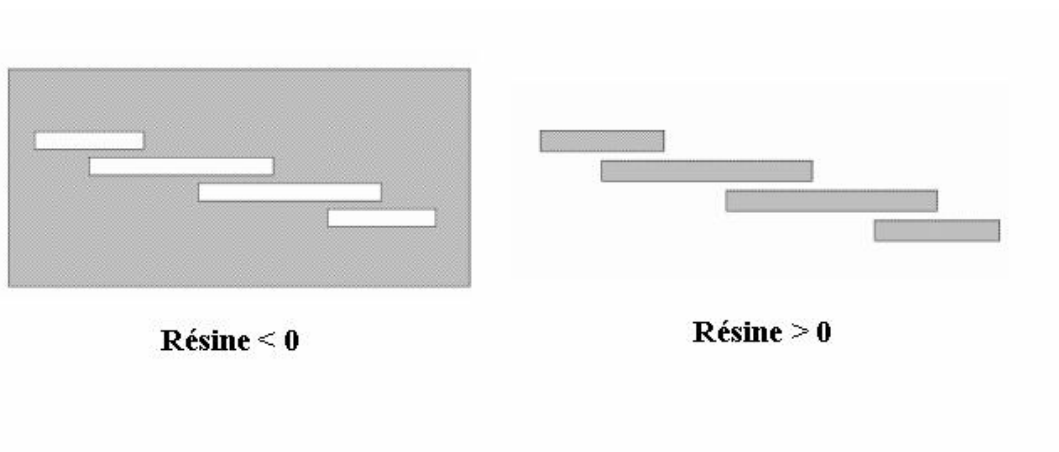
- ↳ Les résines négatives pour lesquelles le rayonnement ultraviolet entraîne une polymérisation des zones exposées.
- ↳ Les résines positives pour lesquelles le rayonnement UV entraîne une rupture des macromolécules, d'où une solubilité accrue des zones exposées dans le révélateur.

Ces résines, une fois durcies par cuisson, résistent aux solutions de gravure métallique. Le principe de photolithographie consiste à déposer de la résine photosensible sur toute la surface du wafer et à l'exposer à un rayonnement ultraviolet pour ne conserver de la résine polymérisée qu'aux endroits où la métallisation doit être conservée.

L'opération de dépôt de la résine photosensible s'effectue par centrifugation au moyen d'une tournette composée d'un système permettant la mise en rotation de la plaque à résiner. L'épaisseur finale de la couche de résine est principalement fonction de la quantité de résine déposée sur l'échantillon, de sa viscosité et des conditions de rotation (temps, vitesse et accélération).

La résine déposée sur l'échantillon est finalement durcie sur une plaque chauffante ou dans un four pour éliminer les traces de solvant avant l'insolation. Le substrat est ensuite insolé à travers un masque définissant les motifs recherchés. Après passage dans un bain développeur, on ne conserve ainsi de la résine qu'aux endroits où la métallisation doit être protégée.

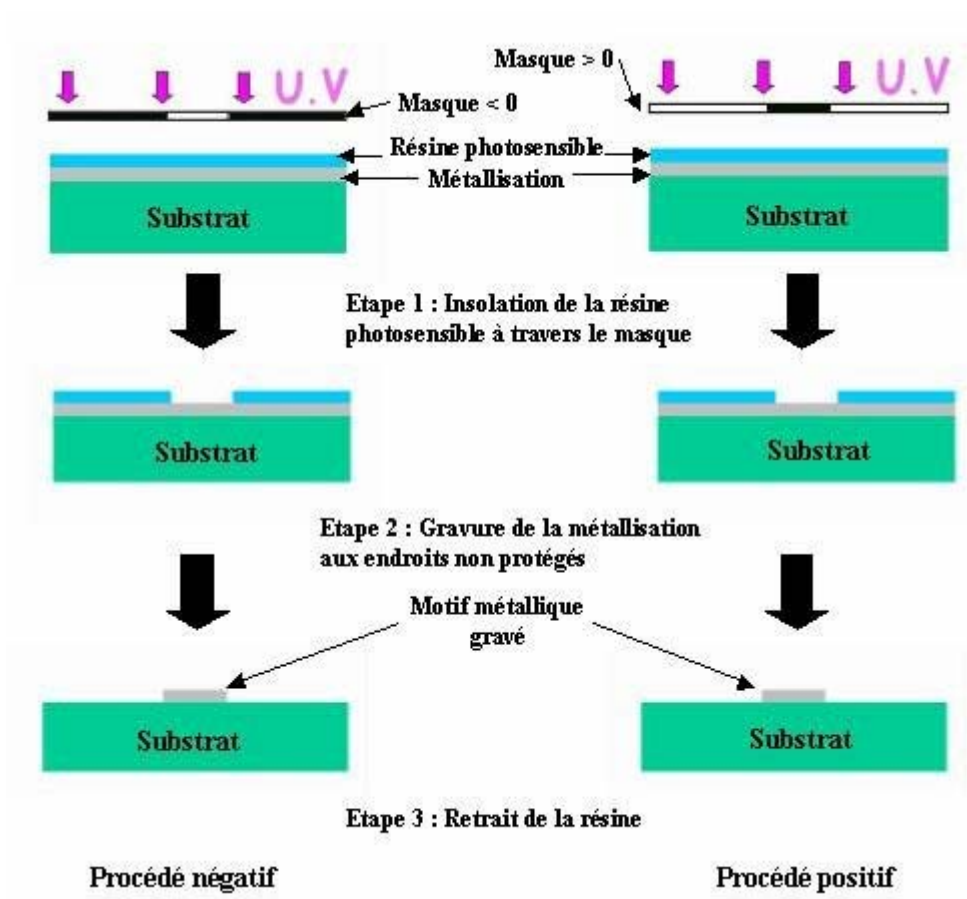
La figure I.43 présente les masques d'un filtre microruban planaire classique dans le cas d'une résine négative et dans le cas d'une résine positive.



**Figure I.43 :** Masques pour la réalisation d'un filtre micro-ruban planaire

Le même résultat peut être obtenu par les deux procédés, négatif et positif. Le choix d'un type de résine dépendra des applications. Si l'on recherche, par exemple, à définir des lignes et des gaps étroits, on utilisera généralement une résine positive.

Le métal est ensuite gravé avec une solution adaptée aux endroits où il n'est pas protégé par la résine. Nous présentons sur la figure I.44 le déroulement d'une gravure métallique pour les deux procédés négatif et positif.

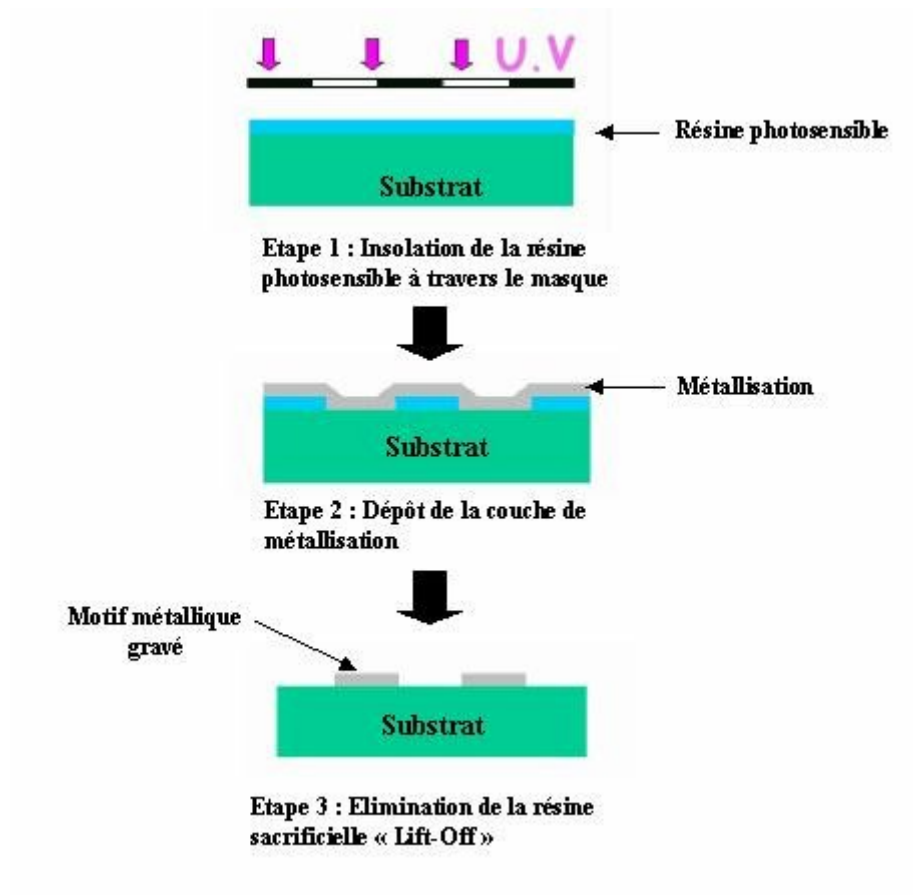


**Figure I.44** : Description des étapes de gravure d'un motif métallique

Le grand avantage de cette méthode est sa rapidité, le wafer entier est traité en une seule fois. Le processus en lui-même n'est pas coûteux mais la précision nécessaire à la réalisation des masques les rend, quant à eux, assez coûteux. Un masque au chrome de dimensions 4 pouces par 4 pouces avec une précision dans les motifs de l'ordre du micromètre sera facturé aux alentours de 1000 – 1500 €.

### Le lift-off

Le procédé de fabrication par lift-off, littéralement "décollage" est une variante du procédé de photolithographie présenté précédemment. Les étapes du procédé sont décrites sur la figure I.45.

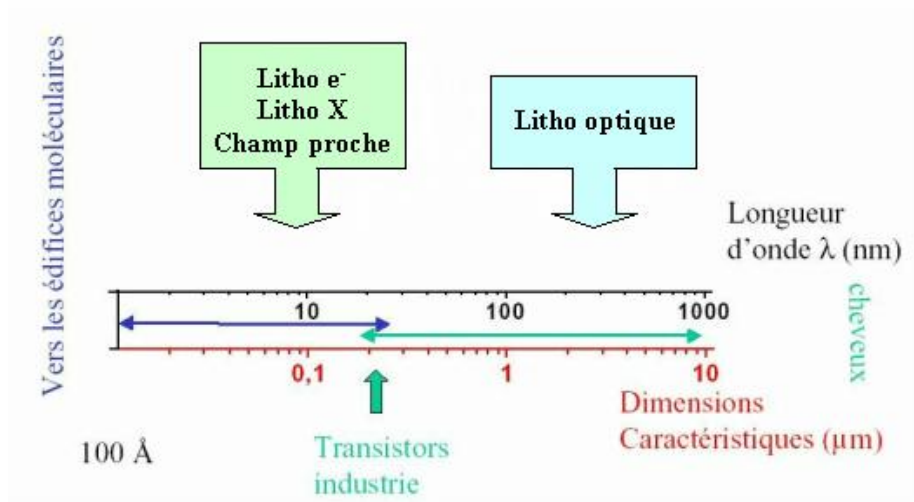


**Figure I.45** : Schéma de principe du "Lift Off"

On réalise un masque de résine, avec une méthode de photolithographie par exemple, avant de déposer le métal sur toute la surface du wafer. La dissolution du masque de résine dans un solvant entraîne l'élimination du métal déposé sur sa surface (décollage) pour ne laisser que les motifs désirés. Dans certaines technologies où les métaux peuvent être difficiles à graver, cette méthode est utilisée comme une alternative à la gravure chimique.

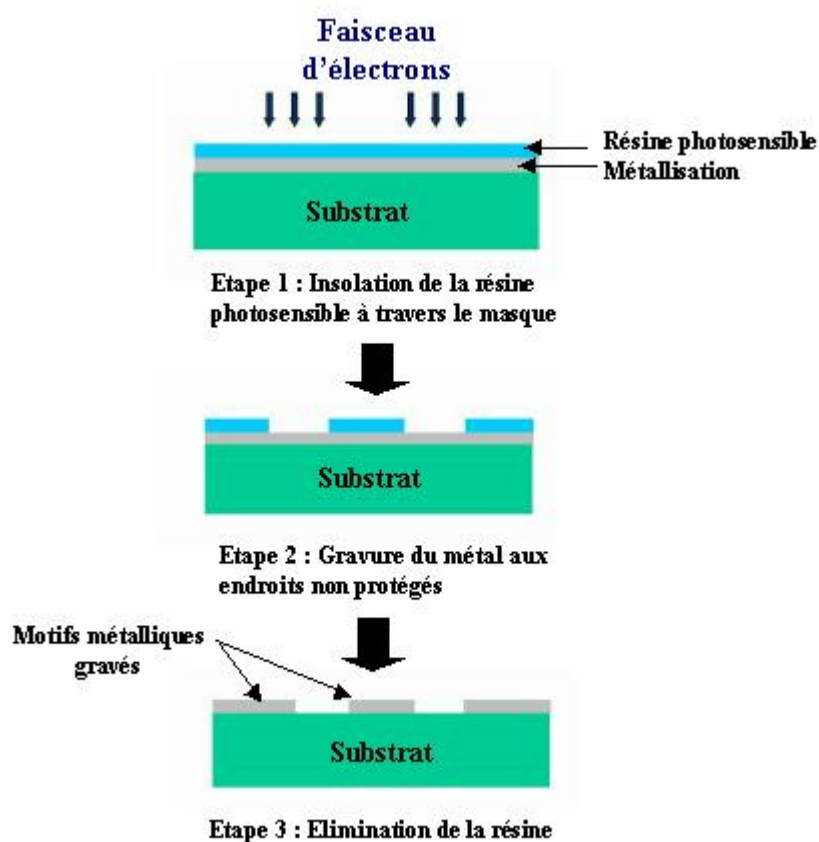
### Lithographie électronique

Cette méthode, dérivée du microscope électronique à balayage, permet d'obtenir une meilleure précision que la photolithographie, elle est donc orientée vers la réalisation de structures nanométriques comme les transistors (figure I.46).



**Figure I.46 :** Les différentes techniques de lithographie et leurs domaines d'application

La lithographie électronique consiste à utiliser un faisceau d'électrons pour décrire directement un motif sur un film polymère sensible à cette irradiation électronique. Cette exposition modifie la solubilité de la zone touchée. L'utilisation d'un solvant adéquat permet alors d'enlever la partie du film souhaitée. On peut ensuite transférer le motif défini dans la résine au métal grâce aux techniques de gravures traditionnelles (figure I.47).



**Figure I.47 :** Déroulement d'une gravure électronique

### **III.1.2. MICRO-USINAGE ET PROTOTYPAGE TRIDIMENSIONNEL [41,42,43,44]**

Le Silicium monocristallin est de plus en plus employé dans la réalisation de dispositifs mécaniques ultra miniaturisés. Le micro-usinage est fondé sur des techniques de fabrication collectives développées pour la réalisation des circuits intégrés.

Au cours des étapes de fabrication de ces circuits intégrés en Silicium, les technologies ont été amenées à utiliser des procédés d'attaque chimique pouvant conduire à la réalisation de formes tridimensionnelles telles que des cavités, des trous ou des poutres suspendues. Par la suite, d'autres moyens de gravure, plus complexes et plus performants se sont développés (bombardement ionique, électronique, usinage laser,...).

Les premières réalisations de capteurs de pression en Silicium micro-usinés datent du début des années 70. Aujourd'hui, la majorité des capteurs commerciaux sont produits par cette méthode, ainsi que de nombreuses autres applications.

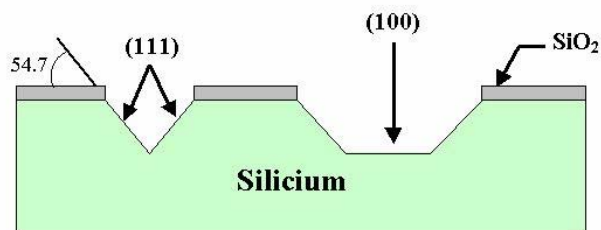
Le principe d'usiner des formes de très petites tailles ou avec des précisions très importantes n'est pas limité au Silicium, il peut s'appliquer à d'autres types de substrat (Quartz, Germanium, Arséniure de Gallium,...). Le Silicium demeure cependant le principal matériau utilisé du fait de l'accumulation de connaissances issues de la technologie de fabrication des circuits intégrés.

#### **III.1.2.1 Gravure humide**

La gravure par voie humide se fait par attaque chimique en solution aqueuse. Dans de très nombreuses filières technologiques, la gravure humide est utilisée majoritairement car elle est bas coût et relativement simple à mettre en œuvre. En général, par voie humide, le matériau est attaqué de façon équivalente suivant toutes les directions de l'espace, on dit que la gravure est isotropique.

Afin d'usiner des formes dans un substrat de silicium, il faut réaliser une gravure sélective de la surface du wafer. Pour cela, des masques "durs" comme l'oxyde de Silicium ou le métal sont utilisés. On fait croître une couche d'oxyde de Silicium  $\text{SiO}_2$  à la surface du wafer, cette fine couche est éventuellement complétée par une couche de métal. Ces couches vont protéger le Silicium de la solution de gravure.

Les motifs à graver sont ensuite ouverts dans les couches d'oxyde de Silicium et de métal en utilisant les techniques de lithographie présentées précédemment et le wafer est plongé dans le bain de gravure. Dans des conditions optimales (température, qualité de la solution de gravure,...), le taux de gravure est d'approximativement 1  $\mu\text{m}/\text{minute}$ . Les principales solutions de gravure sont le Tétraméthyl Ammonium Hydroxyde (TMAH) et l'Hydroxyde de Potassium ou Potasse (KOH). Les radicaux  $[\text{OH}]$  présents dans ces solutions alcalines fragilisent les liaisons Si-Si et dissolvent certains plans cristallins du silicium plus rapidement que d'autres. Ainsi, le taux de gravure est plus lent pour le plan (111) qui contient beaucoup de liaisons Si-Si que pour les plans (110) et (100). Comme on peut le voir sur la figure I.48.



**Figure I.48 :** Gravure humide et plans cristallins

Cette propriété est une contrainte technologique relativement pénalisante qui rend la gravure humide peu flexible. Les formes de gravure réalisables sont dépendantes de la maille cristalline du Silicium et il faudra tenir compte de cette notion dès la conception du circuit.

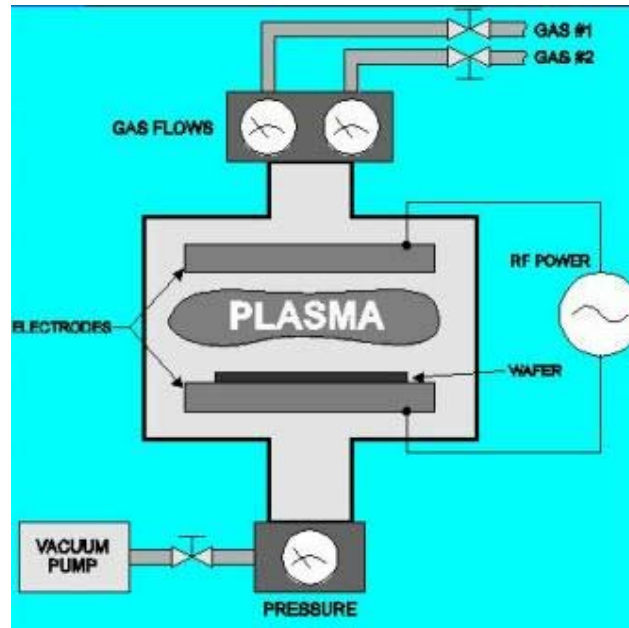
### ***III.1.2.2 La gravure sèche : RIE et DRIE***

La gravure sèche est une gravure plasma dans laquelle interviennent à la fois des effets d'attaque chimique et de bombardement ionique, elle est appelée *Reactiv Ion Etching*. Un plasma est un gaz ionisé composé d'un nombre égal de charges négatives et positives et d'un certain nombre de molécules non ionisées.

Le processus est initié quand un champ électrique est appliqué à un gaz, des électrons libres accélérés par le champ électrique percutent les molécules pour les ioniser, de nouveaux électrons sont libérés qui vont, à leur tour, percuter des molécules et ainsi de suite.

La figure I.49 représente un réacteur de gravure plasma. Le gaz injecté génère une attaque chimique de type isotropique sur le wafer, en utilisant un générateur radiofréquence,

les espèces réactives vont être transférées du plasma vers la surface de la couche à graver. Le processus de gravure chimique est alors renforcé par un bombardement ionique très directif et donc anisotropique qui permet d'obtenir des flancs de gravure verticaux.



**Figure I.49** : Schéma d'une enceinte de gravure R.I.E

Comme pour la gravure humide, une couche de résine photosensible ou une couche "dure" ( $\text{SiO}_2$ , métal) est utilisée comme masque pour définir les motifs à usiner. On peut quantifier l'anisotropie du processus par la formule suivante :

$$A = \left( 1 - \frac{T_{XL}}{T_{XV}} \right) \times 100 \% \quad (\text{I-18})$$

$T_{XL}$  : Taux de gravure latérale

$T_{XV}$  : Taux de gravure verticale

Le réacteur est en général équipé d'un système de contrôle de fin de gravure. Il s'agit d'un interféromètre laser dont la période du signal détecté varie lors d'un changement d'espèce gravée.

La DRIE (Deep Reactiv Ion Etching) est une amélioration du principe de la RIE qui permet d'améliorer l'anisotropie et la vitesse de gravure du processus. Plusieurs procédés ont été mis au point, mais le principe reste le même. Nous allons donc décrire le procédé développé par Bosch en 1994.

Afin d'améliorer la vitesse de gravure, un plasma haute densité est utilisé. Le procédé Bosch a recours à un plasma couplé inductivement (Inductive Coupled Plasma) qui augmente la densité d'ions dans le plasma tout en améliorant la directivité de ces ions en fonctionnant à basse pression (figure I.50).

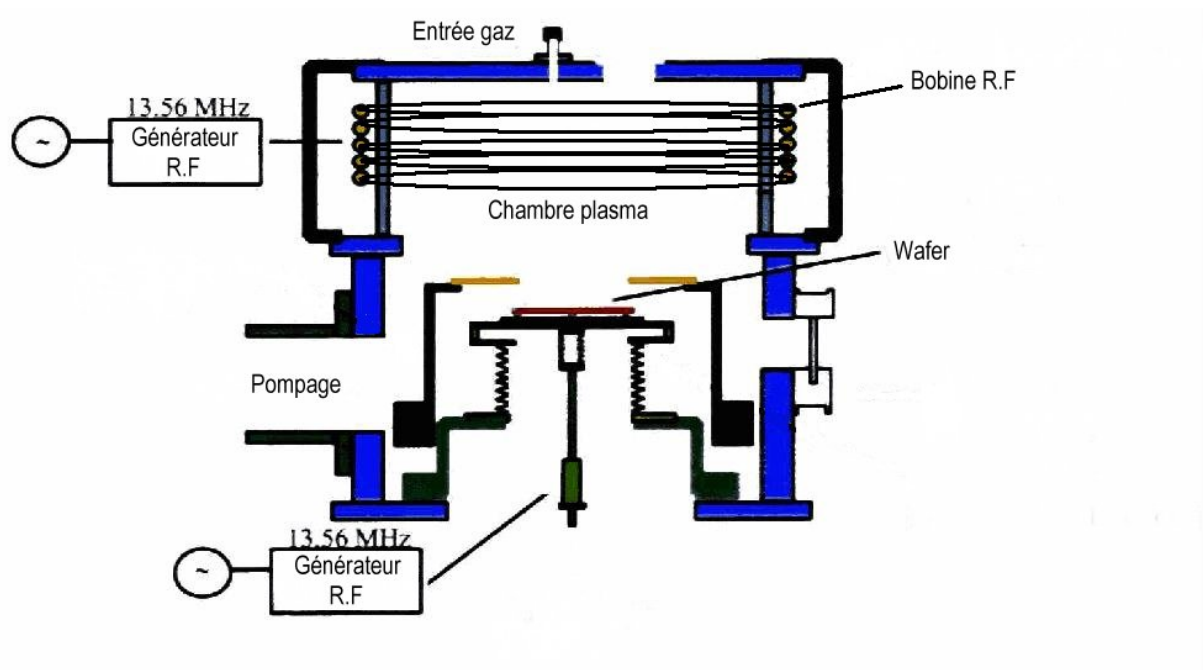


Figure I.50 : Le procédé Bosch-ICP : Deep R.I.E

L'anisotropie de la gravure est améliorée en injectant alternativement deux gaz dans l'enceinte afin d'enchaîner des phases de gravure et de passivation. La couche de passivation déposée protège le substrat de l'attaque chimique isotropique, seul le fond du motif usiné est attaqué et les murs restent verticaux (figure I.51).

- (a) : Définition du motif dans la résine photosensible
- (b) : Gravure isotropique du silicium
- (c) : Dépôt d'une couche de passivation (polymère)
- (d) : Gravure du polymère dans le fond et gravure

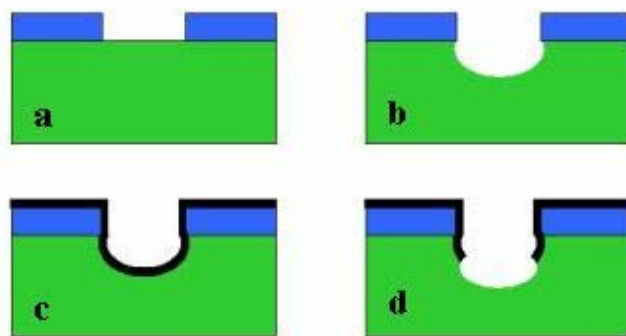
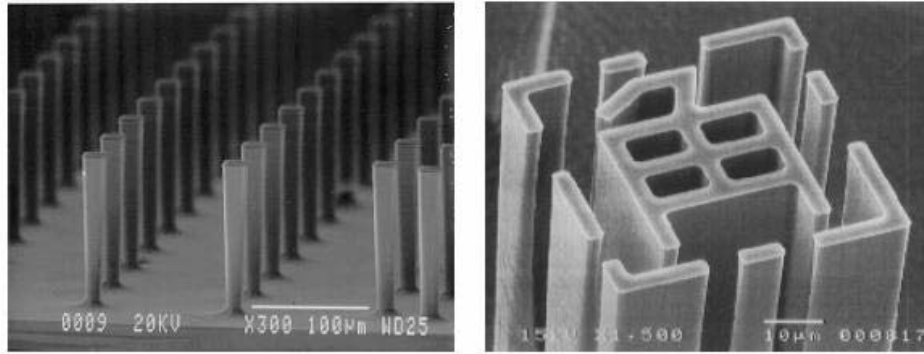


Figure I.51 : Description du procédé D.R.I.E



Ce procédé permet d'attaquer des substrats épais grâce à l'amélioration de la vitesse de gravure. De plus, la possibilité d'obtenir des structures à fort rapport de dimensions avec des flancs droits améliore la précision par rapport à la RIE classique (figure I.52). La DRIE présente donc beaucoup d'intérêts dans le domaine du micro-usinage.



**Figure I.52** : Exemples de réalisations D.R.I.E [45,46]

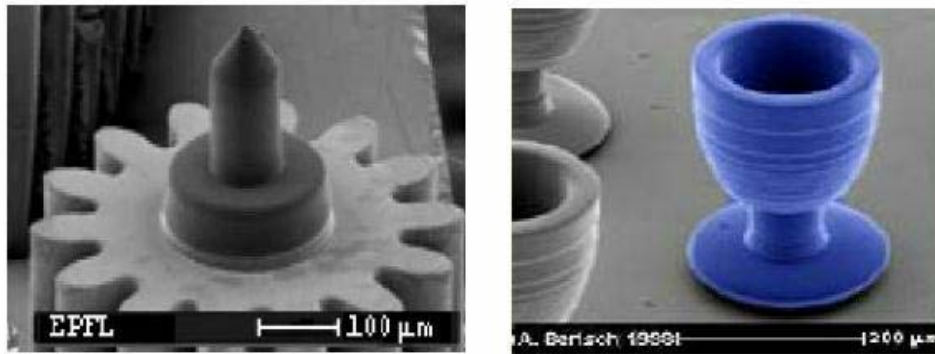
### ***III.1.2.3 Stéréolithographie et LIGA***

Ces dernières années, des techniques permettant la réalisation de moules pour la fabrication de micro-objets se sont beaucoup développées dans le domaine des MEMS. Les plus connues sont la stéréolithographie et le LIGA.

#### ***Stéréolithographie [47]***

La stéréolithographie permet de créer rapidement et en une seule étape des prototypes tridimensionnels en plastique dur. Le modèle en trois dimensions de l'objet doit être dessiné à l'aide d'un logiciel de CAO, puis ce modèle est découpé en couches, typiquement 10 couches/mm. Ce modèle permet de piloter un faisceau laser qui va balayer (couche par couche) un réservoir remplis d'un polymère liquide photosensible. Le laser cuit et durcit la solution (polymérisation) pour définir l'objet en trois dimensions qui peut ensuite être extrait du réservoir et servir de moule.

Plusieurs exemples de réalisations sont présentés sur la figure I.53.

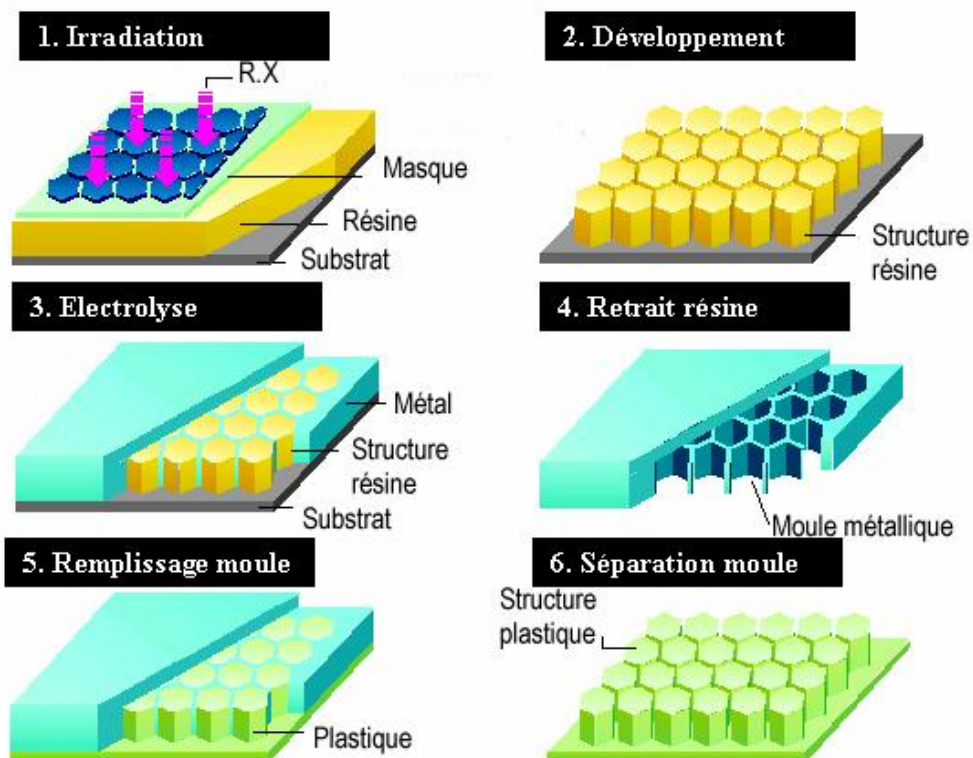


**Figure I.53 :** Exemples de réalisations en micro stéréolithographie [48]

La stéréolithographie est un procédé excessivement coûteux, les machines et le polymère coûtent chers. C'est donc un procédé réservé pour l'instant aux grandes structures mais qui pourrait connaître un fort développement d'ici quelques années.

### LIGA [47]

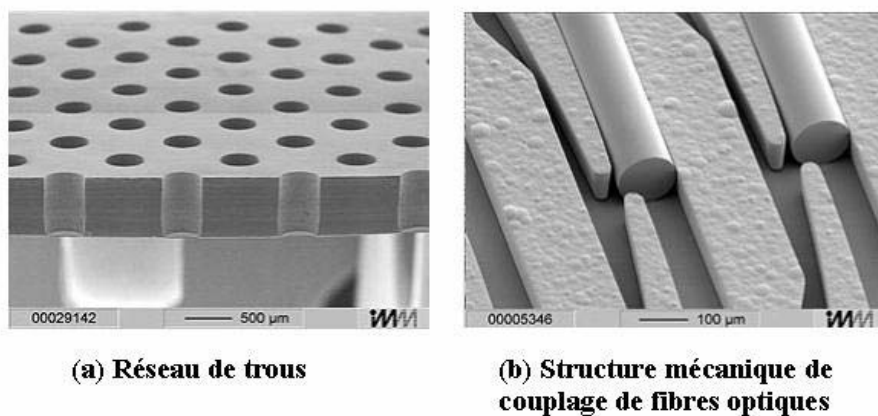
La méthode LIGA a été développée au début des années 80 ; LIGA est un acronyme Allemand décrivant les principales étapes du procédé, lithographie profonde, électrodéposition et moulage. Ces opérations que nous allons décrire sur la figure I.54 sont compatibles avec la production de masse de micro-composants.



**Figure I.54 :** Schéma de principe du procédé LIGA

Le principe de lithographie utilisé est le même que celui de la photolithographie décrit précédemment. La différence réside dans l'utilisation de résines épaisses qui nécessitent le fort pouvoir pénétrant des rayons X pour les traverser. Un masque résistant aux rayons X est utilisé pour définir des motifs dans la résine qui seront développés à l'aide d'un solvant. Les espaces libérés par le développement de la résine sont ensuite remplis de métal déposé par électrolyse. Finalement, la résine restante est supprimée pour dégager le moule qui sera utilisé dans la réalisation de micro-structures.

Ce procédé permet d'atteindre des résolutions latérales submicroniques sur des épaisseurs conséquentes allant de plusieurs centaines de microns au millimètre.



**Figure I.55 :** Exemples de réalisations en technologie LIGA [49]

Cette méthode de fabrication est assez chère, récemment une méthode de LIGA UV permettant la réalisation de moules à partir de résines et d'outils d'insolation classiques a été mise au point. Son prix de revient est bas, mais les performances en résolution n'atteignent pas les possibilités du LIGA RX.

Après avoir décrit succinctement les principaux procédés de fabrication microélectronique, intéressons nous maintenant au module multipuces.

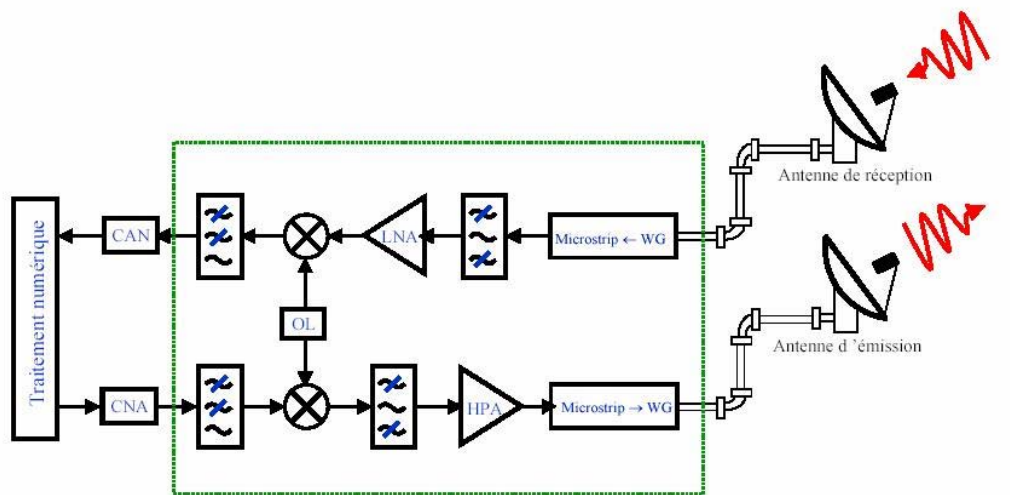
### III.2 LES MODULES MULTIPUCES (MCM)

Comme nous l'avons présenté en introduction à ce travail de thèse, les enjeux économiques sont de plus en plus déterminants dans la conception des systèmes de télécommunication. Le formidable essor du marché des télécommunications a abouti à une complexification des systèmes et à une augmentation des fréquences de fonctionnement. La

répartition des coûts dans la conception des systèmes hyperfréquences a donc évolué, la mise en boîtier et l'assemblage des modules sont devenus des étapes non négligeables dans la fabrication d'un circuit et font de plus en plus l'objet de recherches de la part des concepteurs. Ces derniers sont amenés à développer de nouvelles architectures pour répondre aux contraintes de réduction de dimensions et d'augmentation de la densité d'intégration.

### III.2.1. DEFINITION [50,51]

Un système de communication est composé de plusieurs fonctions (filtrage, amplification,...) qu'il faut connecter pour obtenir le fonctionnement global recherché (figure I.56).



**Figure I.56 :** Exemple d'architecture d'un module d'émission/réception radiofréquence

D'un point de vue conception, deux approches sont possibles, les SOC (System On a Chip) et les SOP (System On a Package). Dans le cas d'un SOC, le système entier est réalisé sur une même puce regroupant toutes les fonctions. Ces systèmes sont donc difficiles et longs à concevoir et leurs délais de mise sur le marché s'en trouvent affectés. Ils peuvent également se révéler coûteux à fabriquer selon les dimensions et le type de substrat employé. Ils ne constituent donc généralement pas une solution aujourd'hui privilégiée par les industriels. Le substrat choisi ne peut par ailleurs être optimal pour réaliser les fonctions d'amplification en émission et en réception. Il peut enfin être difficile d'isoler les fonctions d'émission et de réception.

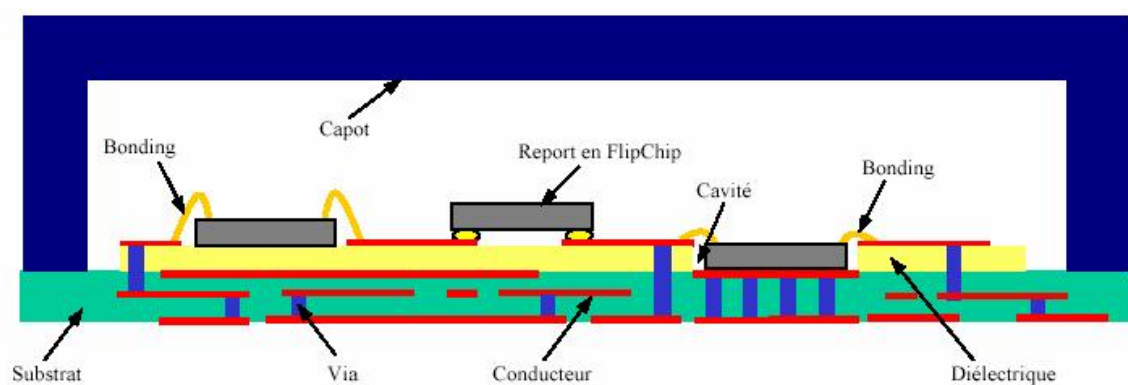
La tendance actuelle est la conception de modules de type SOP pour lesquels plusieurs puces sont réalisées, montées en boîtier ou encapsulées puis assemblées sur un substrat

d'accueil bas coût n'ayant pour fonction que la connexion des puces entre elles. Cette technique est appelée CMS (Composant Montable en Surface). L'optimisation de ces sous parties indépendantes est plus efficace et peut être menée en parallèle, les composants CMS peuvent être testés avant leur report sur la carte mère. Les performances, l'encombrement et la fiabilité du système sont donc bien meilleurs que pour un SOC. Pour réduire les temps de conception, les industriels cherchent à développer des sous ensembles génériques réutilisables dans plusieurs dispositifs.

Les puces CMS sont montées en boîtier ou encapsulées individuellement. Pour réduire les coûts de production, l'approche technologique MCM (Multi Chips Module) vise à regrouper plusieurs puces dans un même boîtier sur un substrat intermédiaire qui est à son tour reporté sur un circuit imprimé.

Un module multipuces ou MCM est défini comme un boîtier regroupant plusieurs circuits intégrés connectés entre eux pour réaliser une fonction. Un MCM peut être vu comme un système d'interconnexions de puces sur un même module. Ce module est ensuite monté en surface sur un PCB (Printed Circuit Board) de la même manière qu'une simple puce. Les avantages des composants MCM sont l'amélioration des performances par la réduction des pertes dues aux longueurs d'interconnexion entre les puces ainsi qu'une réduction de l'encombrement due au regroupement de plusieurs puces dans un même boîtier.

La figure I.57 représente l'architecture générique d'un module MCM.



**Figure I.57 :** Architecture générique d'un module Multi chips (MCM) [52]

### ***III.2.2. LES DIFFERENTES FILIERES DE REALISATION DES MCMs [53,54]***

Les MCMs sont classés en fonction de la filière technologique utilisée pour leur fabrication : laminage, dépôt ou céramique.

#### ***III.2.2.1 Les MCMs-L (Laminated)***

La technologie des MCMs laminés est basée sur les techniques traditionnelles des circuits imprimés multicouches dans lesquels plusieurs couches de diélectrique et de conducteur sont laminées, pressées et cuites. C'est donc un procédé de fabrication bien maîtrisé, l'utilisation de nouvelles techniques (perçage de vias) et de nouveaux matériaux a permis d'améliorer la densité d'intégration.

Ce procédé de fabrication n'est pas onéreux comparativement aux autres filières technologiques MCM et permet de réaliser de fortes densités d'intégration, mais la définition des conducteurs ne permet pas de viser des applications à plus de 10 GHz. De plus, le fort CTE (Coefficient of Thermal Expansion) des matériaux pose problème pour les puces de grandes dimensions. L'utilisation de matériaux organiques implique une mauvaise conductivité thermique et un fort taux d'absorption d'humidité qui rajoutent des contraintes sur l'intégration de composants de forte puissance et sur l'encapsulation du module.

#### ***III.2.2.2 Les MCMs-C (Ceramic)***

Cette filière représente l'évolution des techniques céramiques film épais sur alumine orientée vers des procédés multicouches co-cuits, c'est certainement la filière la plus utilisée pour la réalisation de MCMs. On peut distinguer trois familles, les "Thick-film", les "High Temperature Cofired Ceramic" et les "Low Temperature Cofired Ceramic". Ces trois filières utilisent le même procédé qui consiste à empiler des couches de céramique et à réaliser des motifs métalliques avec une pâte conductrice appliquée par sérigraphie.

##### **Thick-film**

Dans ce procédé, les couches de diélectrique et de conducteur sont ajoutées l'une après l'autre dans le substrat céramique initial. A chaque étape, le substrat subit une phase d'étuvage. La dernière étape, une fois toutes les couches empilées, est la cuisson à 800°C. les points forts de cette technique sont ses bonnes performances en terme de conductivité

thermique et de CTE. La relativement basse température de cuisson est compatible avec l'utilisation de bons conducteurs électriques (Or, Cuivre,...).

Ses points faibles sont une densité d'intégration moyenne et la nécessité d'avoir recours à un laser pour réaliser des vias dans l'alumine qui est le matériau le plus couramment utilisé.

L'utilisation d'un équipement initial peu onéreux et de matériaux assez chers (substrat d'alumine) fait de cette filière une bonne candidate pour la production de faibles volumes.

### ***HTCC (High Temperature Cofired Ceramic)***

Comme son nom l'indique, dans ce procédé, toutes les couches sont cuites en même temps à haute température (1600°C). Ceci implique d'utiliser des conducteurs résistants à cette température, en général le tungstène, qui possèdent de mauvaises performances électriques.

Les points forts de cette technologie sont de bonnes performances thermiques et un grand nombre de couches réalisables (plus de 50). Le prix élevé de l'installation en fait un procédé adapté à la production de gros volumes.

### ***LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic)***

Ce procédé est une évolution du HTCC. L'utilisation de nouveaux matériaux céramiques permet de réduire la température de cuisson en dessous de 900°C et rend l'utilisation de bons conducteurs comme le cuivre et l'or possible. Cependant, le rétrécissement des couches pendant la cuisson ne permet pas un bon contrôle des dimensions. Comme pour le HTCC, c'est un procédé adapté à la production de gros volumes. Nous avons eu recours à cette technologie au cours de nos travaux, nous la détaillerons au cours du chapitre III.

#### ***III.2.2.3 Les MCMs-D (Deposited)***

Les MCMs-D utilisent des substrats céramique ou Silicium, leur réalisation est basée sur l'utilisation de techniques de film mince mettant en jeu des technologies de dépôt et de gravure par photolithographie. Cette technologie permet l'intégration d'éléments passifs tels

des résistances, des capacités ou des self-inductances. Nous pouvons dissocier les MCMs-D en trois classes, fonction du type de couche mince utilisée.

### **Couche mince classique**

Cette technologie est basée sur l'utilisation d'une seule couche mince d'or déposée sur un substrat d'alumine, les interconnexions avec les puces sont ensuite réalisées par des câblages filaires (wire bonding). La largeur de ligne réalisable est très fine, mais limitée à un seul niveau.

### **Couches minces de silicium**

On peut rencontrer cette filière technologique sous la dénomination MCM-S (Silicium), où des niveaux conducteurs d'Aluminium ou de cuivre sont déposés en alternance avec des couches minces d'oxyde de silicium sur un substrat de silicium.

Ce procédé de fabrication est très proche de celui des Circuits Intégrés classiques. Il est donc bien maîtrisé et permet d'atteindre une bonne densité d'intégration, notamment grâce aux faibles dimensions de lignes de signal et de vias réalisables.

L'inconvénient de cette méthode réside dans les faibles épaisseurs d'oxyde utilisées qui peuvent emmener le concepteur à tracer des lignes de largeurs importantes pour obtenir les impédances recherchées et donc favoriser l'apparition d'effets capacitifs pénalisants entre deux niveaux.

### **Couches minces polymères**

Pour cette dernière, une fine couche de polymère ( $<15 \mu\text{m}$ ) est déposée sur un substrat de type Silicium ou Alumine ; une couche conductrice, généralement du cuivre est ensuite déposée et traitée par photographie pour tracer les lignes d'interconnexions. Les diélectriques utilisés (polyimide, BCB,...) permettent la réalisation aisée de lignes  $50 \Omega$ , les dimensions minimales des lignes et des vias réalisables sont faibles. La conductivité thermique des polymères est par contre médiocre et ne convient pas à des applications forte puissance. Il est également complexe de réaliser plus de deux couches d'interconnexion.

Afin de conclure cette partie énumérative, nous présentons sur le tableau I.3 un résumé des caractéristiques de chacune des filières MCMS que nous venons de voir.



	MCM-D			MCM-C			MCM-L
	Polymère	Classique	Silicium	Film épais	HTCC	LTCC	
<b>Avantages</b>	Perf. Thermiques			Bonnes perf. Thermiques			Pas cher
	Grande densité d'interconnexion			Grand nombre de couches réalisables			Grand nbre de couches
<b>Inconvénients</b>	Conductivité thermique			Densité d'intégration	Conducteurs électriques	Conductivité thermique Rétrécissement à la cuisson	Perf. Thermiques Absorption d'humidité
	Cher à très cher		Petit nombre de couches réalisables				
<b>Densité d'interconnexion en cm/cm<sup>2</sup> sur 2 couches (PCB ordinaire 7 à 20)</b>	200-1000		1000-2000	15-20			100-800
<b>Coût relatif</b>	2-3		7-10	1,5-2			1

**Tableau I.3 :** Caractéristiques des principales filières MCM [50,51]

Il est important de préciser que, bien que représentant une densité d'intégration bien moindre sur deux couches, les MCM-C autorisent l'empilement d'un plus grand nombre de couche (>50) que les MCM-D et MCM-L.

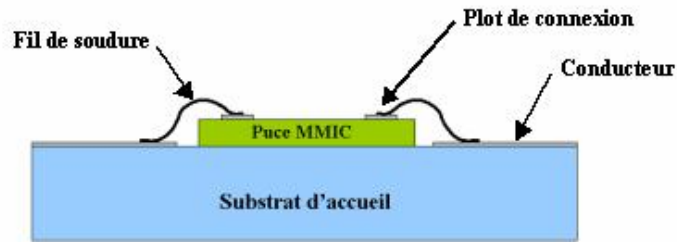
### **III.2.3. ASSEMBLAGE ET INTERCONNEXIONS DES COMPOSANTS CMS [55]**

Comme nous l'avons vu, cette étape représente un coût relativement important dans la conception et la réalisation d'un circuit et nécessite d'importants moyens techniques.

Nous allons présenter plusieurs techniques développées dans le but de connecter des composants uniques de type CMS ou des circuits MCM au substrat d'accueil d'un module hyperfréquence.

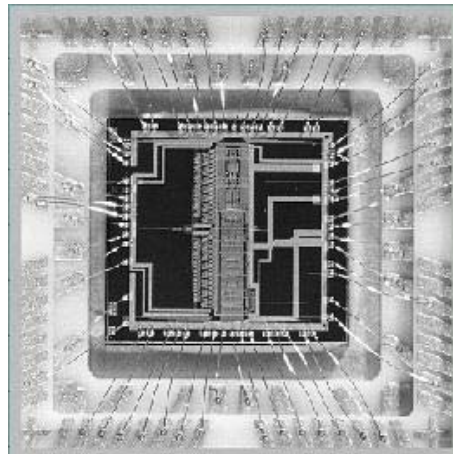
#### **III.2.3.1 Le câblage filaire (wire bonding) [56]**

Cette technique est actuellement la plus utilisée pour la connexion des puces aux substrats d'accueil. La puce et le substrat d'accueil sont reliés par des fils ou des rubans soudés à ces derniers. Ces fils, de diamètres variables, sont constitués d'or ou d'aluminium (figure I.58).



**Figure I.58 :** Principe de l'interconnexion par câblage filaire (wire bonding)

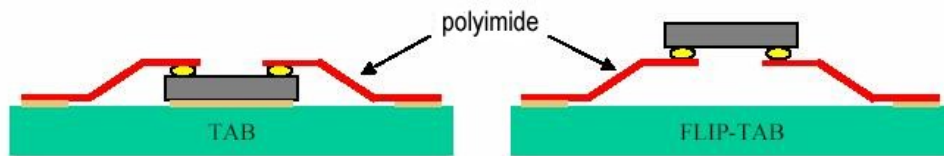
Cette méthode a été éprouvée et a fait ses preuves. Cependant, elle n'est pas très adaptée aux très hautes fréquences à cause de l'effet selfique induit par les fils de connexion. La relative lenteur du procédé dû au temps nécessaire à la pose de fils, les uns après les autres, rend cette méthode peu adaptée à la production de gros volumes. Nous présentons sur la figure I.59, un exemple d'interconnexion par câblage filaire.



**Figure I.59 :** Puce connectée avec une technologie wire bonding [56]

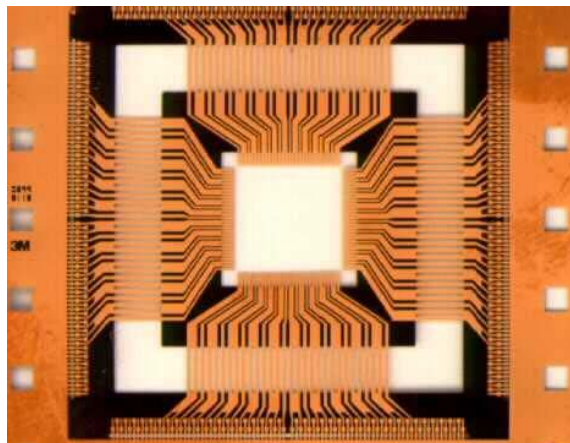
### ***III.2.3.2 La connexion automatisée par ruban (TAB)***

Dans cette méthode appelée Tape Automated Bonding, la puce est tout d'abord rajoutée sur un support souple, généralement un film de polyimide ou de Krypton métallisé en forme d'épanouisseur (araignée). Cette première phase est réalisable par le fabricant de semi-conducteur. Le ruban de polyimide est ensuite découpé pour désolidariser les pistes métalliques qui sont mises en forme par thermoformage (aile de mouette). La puce est finalement alignée et assemblée avec le substrat par soudure ou par collage avec une colle conductrice (figure I.60).



**Figure I.60 :** Méthode d'assemblage par ruban (TAB) et sa variante Flip-TAB

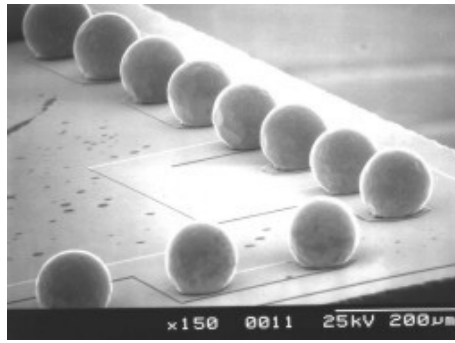
Les étapes de découpage des pistes et de connexion avec le substrat sont généralement réalisées en une seule opération avec une machine dédiée à cette fonction. Cette méthode est bien adaptée à la production de gros volumes car toutes les opérations de soudure sont réalisées en une seule fois. Cependant, l'investissement matériel est lourd. Le point fort de cette technique est la possibilité de tester électriquement les puces reportées et de les remplacer si besoin est. Un exemple de connexion ruban est proposé sur la figure I.61.



**Figure I.61 :** Exemple de connexion d'une puce par ruban[57]

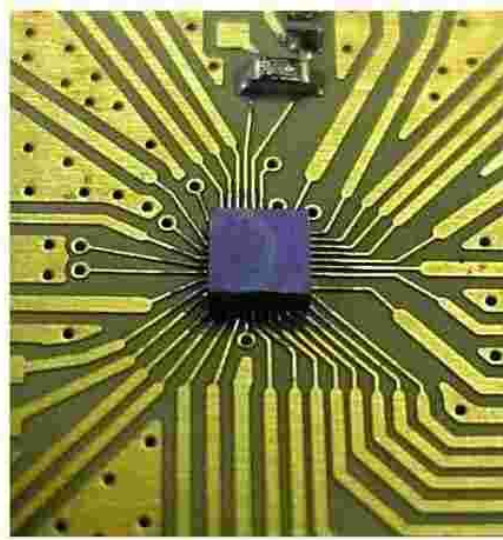
### **III.2.3.3 La méthode flip-chip [58]**

Tout d'abord développé par IBM sous le nom de C4 (Control Collapse Chip Connection), cette technique de connexion est en phase de devenir une solution de report dominante. Elle consiste à faire croître des billes d'alliage Etain/Plomb appelées bump sur les plats de connexion de la face active de la puce (figure I.62).



**Figure I.62 :** Billes d'étain/plomb déposées sur la face active de la puce[59]

La puce est ensuite retournée pour être soudée par thermocompression avec le substrat d'accueil et réaliser ainsi, la liaison électrique et mécanique avec ce dernier (figure I.63).



**Figure I.63 :** Puce reportée sur un circuit imprimé par la méthode Flip Chip [60]

La principale caractéristique de ce mode d'assemblage est qu'il permet d'obtenir une excellente densité d'interconnexion et qu'il fonctionne jusqu'à des fréquences élevées grâce à la faible self inductance induite par les bumps. Bien que l'investissement initial soit lourd, le coût de report d'une puce sur un substrat est très faible.

Les principaux inconvénients de cette technologie sont l'impossibilité de contrôler visuellement la face active de la puce reportée et le manque de "souplesse" de la connexion pour absorber les dilatations thermiques différentielles substrat/puce, particulièrement vers l'extérieur de la puce où les contraintes sont les plus élevées. Pour limiter ce type de problème, des résines peuvent être injectées entre la puce et son support.

## IV. CONCLUSION

Ce premier chapitre nous a permis d'introduire le fonctionnement des structures périodiques et l'engouement qu'elles suscitent au sein de la communauté scientifique, ceci en présentant une rapide étude théorique et quelques exemples d'applications.

Nous avons également décrit différents procédés technologiques auxquels nous avons été confrontés lors de ces travaux de thèse. L'évolution de la microélectronique vers la nanoélectronique met à disposition des concepteurs des outils technologiques très performants permettant la réalisation de structures de très faibles dimensions avec une excellente précision. Les structures périodiques connaissent donc un regain d'intérêt pour des applications de plus en plus hautes en fréquence, dans des domaines où leur encombrement n'est pas pénalisant.

Nos travaux de recherche se sont déroulés dans ce contexte. Nous avons ainsi développé des applications de filtrage fréquentiel basées sur les propriétés des structures périodiques pour des fréquences allant de 45 à plus de 100 GHz.



# CHAPITRE II

*Application des structures périodiques à la réalisation  
de Composants Montables en Surface quasi-planaires  
en technologie Silicium*





## I. INTRODUCTION

Nous avons vu que la demande concernant des circuits performants, peu encombrants et bas coût, est de plus en plus importante aux hautes fréquences. En cela, l'utilisation de structures périodiques pour la réalisation de circuits quasi-planaires comme alternative aux circuits volumiques encombrants et aux circuits planaires, peu performants aux fréquences a motivé cette étude (bandes Q et V) [61].

Nous avons donc mis à profit les propriétés des structures périodiques démontrées lors du premier chapitre pour la réalisation de dispositifs de filtrage microonde innovants de type CMS (Composant Montable en Surface). Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord faire une approche globale et présenter le principe général de fonctionnement des filtres que nous avons développés. Deux filtres basés sur la théorie des structures périodiques vont ensuite être présentés. Le premier correspond, en quelque sorte, à une étude de faisabilité qui nous a permis de valider le principe de fonctionnement et la méthode de conception, il fonctionne en bande Q à 45 GHz avec une bande passante à  $-3$  dB de 8 % (6% équiondulation). Le deuxième filtre, fonctionnant sur le même principe, a été développé en partenariat avec THALES R&T dans le cadre du projet européen LIPS. Il est centré dans la bande V à 58,5 GHz, sa bande passante équiondulation est de 2 % et il est entièrement intégré à un environnement module.

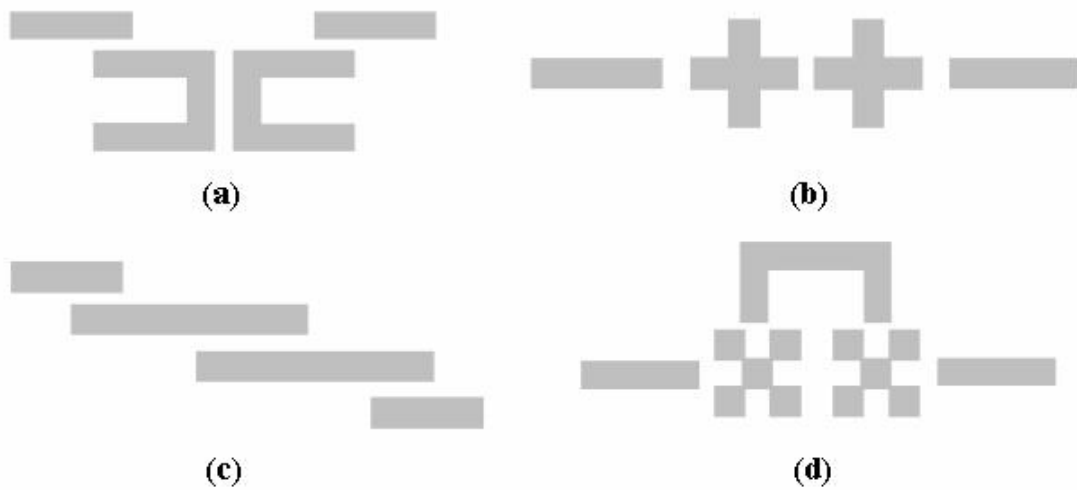
## II. PRINCIPE GENERAL

Nous décrirons, dans cette partie, le principe de fonctionnement commun aux deux filtres multipôles passe bande présentés dans ce chapitre.

### II.1 APPLICATION DES STRUCTURES PERIODIQUES A LA REALISATION DE CAVITES INTEGREES

Dans la littérature, il existe un grand nombre de topologies de filtres planaires micro-rubans ou coplanaires (figure II.1). Ces filtres, s'ils sont facilement réalisables par le biais de technologies collectives, présentent des performances électriques assez médiocres dans les gammes de fréquence qui nous intéressent (bandes Q et V). A ces fréquences, un filtre planaire classique offre un facteur de qualité à vide  $Q_0$  de l'ordre de 100, ce qui n'est pas

suffisant pour réaliser des filtres passe bande avec des pertes d'insertion faibles et des bandes passantes inférieures à 10 %.



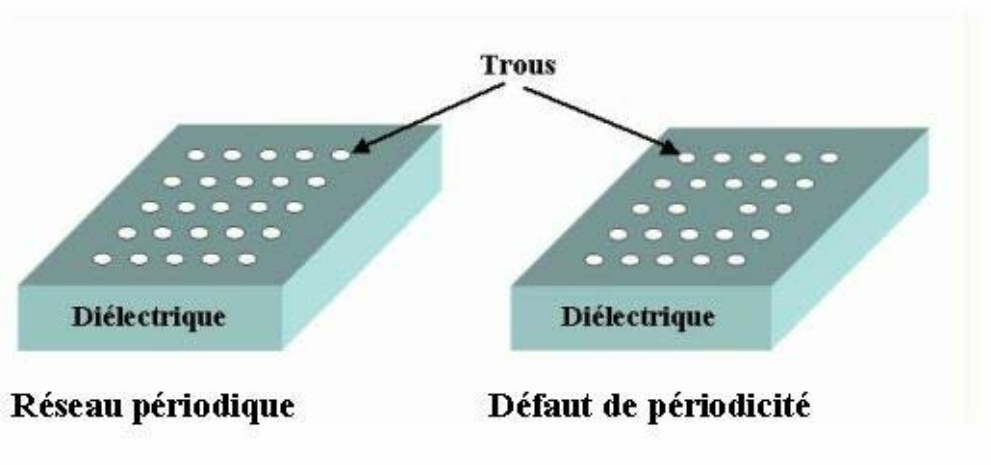
**Figure II.1** : Différentes topologies de filtres planaires

(a) Epingle à cheveux - (b) Croix

(c) Lignes  $\lambda/2$  - (d) Patch à fentes

Le but de cette étude est de développer une nouvelle topologie de filtre de type quasi-planaire qui, tout en conservant des méthodes de fabrication classiques et peu coûteuses sur des substrats de silicium d'épaisseurs standard (430 ou 500  $\mu\text{m}$ ) permettrait d'améliorer les performances électriques en s'inspirant des topologies volumiques de filtre en cavité.

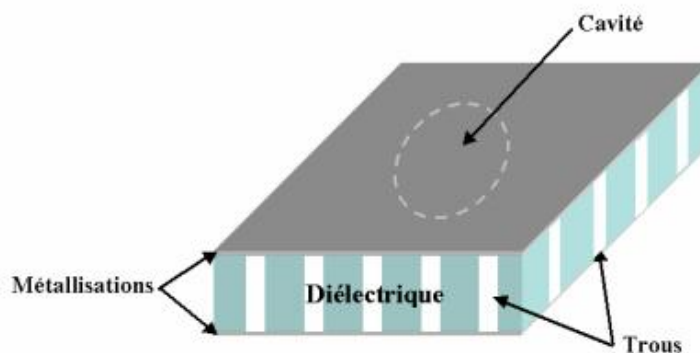
Nous avons vu lors du premier chapitre qu'il est possible de définir des structures périodiques présentant une bande de fréquence pour laquelle les ondes électromagnétiques sont fortement réfléchies. De plus, cette dernière peut être utilisée afin de réaliser un filtrage spatial de l'énergie électromagnétique en empêchant sa propagation dans une direction donnée. Cette propriété est ici utilisée afin de délimiter une cavité résonante dans un bloc de diélectrique à l'aide d'un réseau de trous. En retirant un ou plusieurs trous du réseau périodique, on crée un défaut de périodicité qui, si le pas du réseau et les dimensions des trous sont choisis correctement, peut être utilisé comme une cavité (figure II.2). La résonance volumique apparaît dans un substrat dont l'épaisseur est faible devant les dimensions latérales de la cavité, on parlera donc de résonateur quasi-planaire.



**Figure II.2 :** Création d'un défaut résonant dans un réseau périodique de trous

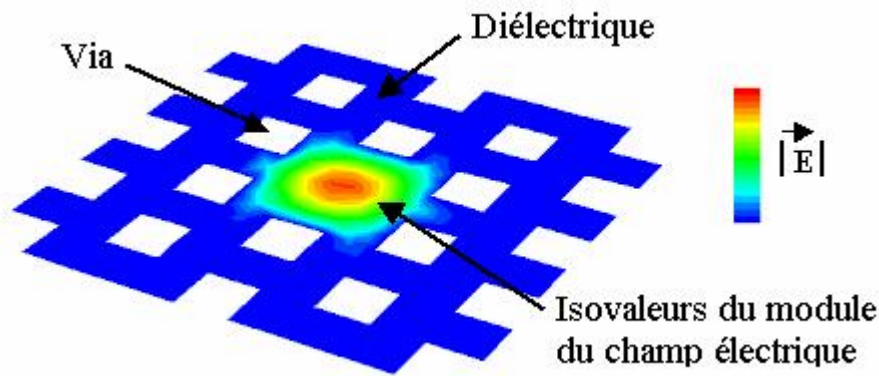
Ce type de configuration quasi-planaire de l'élément résonant conduit à des performances électriques proches d'une cavité volumique diélectrique classique, tout en s'intégrant naturellement à un environnement planaire.

Dans la pratique, l'application de ce principe nécessite un bon confinement du champ électromagnétique dans les trois dimensions.



**Figure II.3 :** Schéma de principe de la cavité résonante

Le confinement vertical du champ électromagnétique est assuré par des conditions de court-circuit électrique imposées par les faces supérieures et inférieures du wafer métallisées. Comme les faces latérales du diélectrique ne sont pas métallisées, le pas du réseau, ainsi que le nombre de trous et leur diamètre doivent être choisis précisément afin que le champ électromagnétique soit correctement confiné à l'intérieur de la cavité. La figure II.4 présente le résultat d'un calcul électromagnétique réalisé à l'aide du logiciel EMXD développé à l'IRCOM. Tous les calculs numériques présentés dans ce manuscrit sont issus de ce logiciel, dont nous ne donnerons qu'une description succincte (annexe 1).



**Figure II.4 :** Tracé du champ électrique sur une vue en coupe à mi-hauteur de la cavité (simulation E.M 3D en oscillations libres)

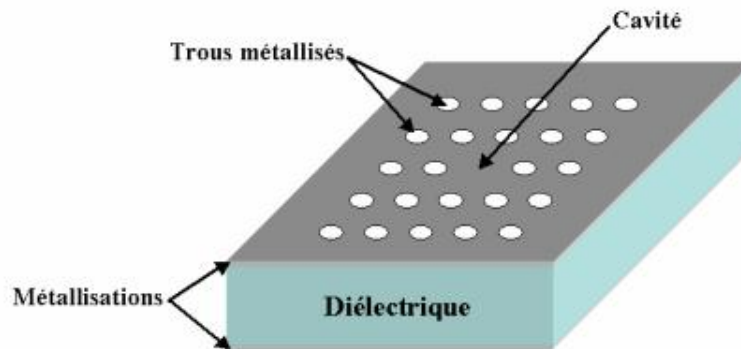
A partir de ce principe de fonctionnement, deux types de structures peuvent être envisagés. La première est une structure périodique composée d'un milieu diélectrique perturbé par des inclusions de diélectriques de permittivités différentes. La solution la plus simple dans ce cas, est d'utiliser un réseau de trous d'air réalisés dans un diélectrique, mais d'autres possibilités sont envisageables [63].

Des études concernant la réalisation de filtres à partir de réseaux périodiques diélectriques ont été menées, certaines au sein même de l'IRCOM [64,65]. Le principal inconvénient de ces circuits est leurs dimensions relativement importantes. En effet, comme nous l'avons vu, plus le contraste d'indice entre les milieux constituant la structure périodique est important, plus la bande interdite est efficace. L'utilisation d'Alumine ou de Silicium percé de trous d'air avec des contrastes d'indice respectivement de l'ordre de  $\frac{1}{9,8}$  ou  $\frac{1}{11,7}$  implique d'avoir recours à un grand nombre de motifs pour confiner le champ électromagnétique et donc d'augmenter l'encombrement du circuit.

La deuxième structure envisageable est un réseau périodique métallique constitué d'un milieu diélectrique présentant une permittivité donnée et perturbé cette fois, par des inclusions métalliques tels des vias métallisés.

Ainsi, nous nous sommes orientés vers les structures périodiques métalliques. Il est en effet évident qu'en remplaçant le deuxième milieu diélectrique par un métal, le contraste d'indice sera maximum et le nombre de motifs nécessaire pour bloquer la propagation du champ électromagnétique sera réduit.

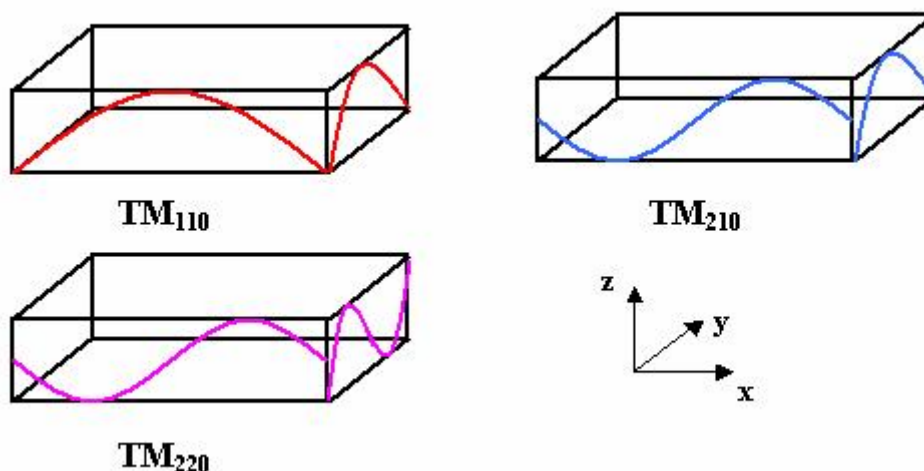
La cavité élémentaire à partir de laquelle nous avons développé les filtres présentés dans ce chapitre, est détaillée sur la figure II.5. Le confinement vertical est assuré par la métallisation des faces supérieure et inférieure du substrat, le rôle de réseau périodique de trous métallisés est de confiner latéralement l'énergie électromagnétique.



**Figure II.5 :** Schéma de principe de la cavité basée sur un réseau périodique de trous métallisés

### Choix d'un mode de fonctionnement

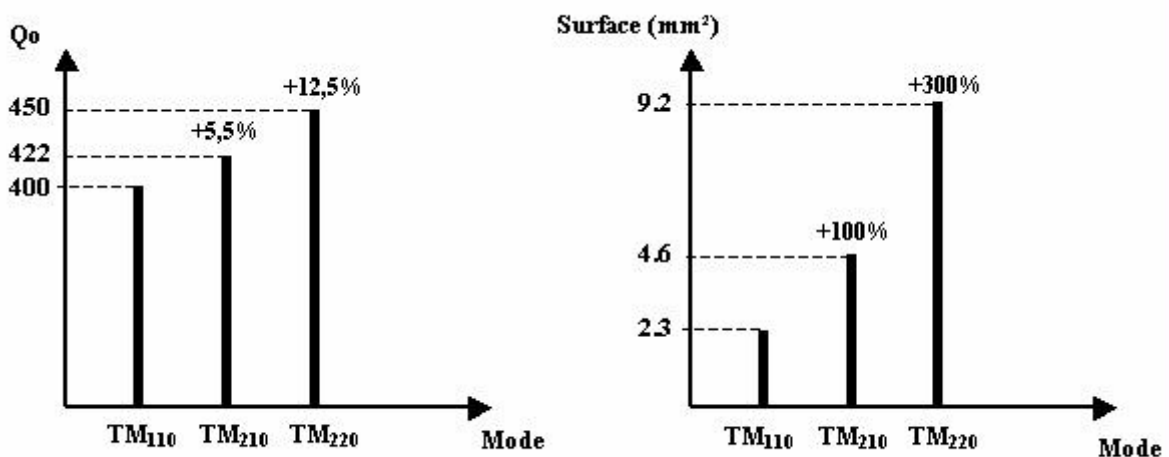
La fréquence de fonctionnement et le facteur de qualité de la cavité sont fixés comme pour tout résonateur, par ses dimensions et par le mode propre considéré. Dans notre cas, l'épaisseur de la cavité est très faible devant ses dimensions latérales, le comportement en fréquence des modes considérés est donc uniquement contrôlé par les dimensions latérales de la cavité (figure II.6).



**Figure II.6 :** Configuration du champ électrique pour les premiers modes TM de la cavité

Seuls les modes TM peuvent être excités, compte tenu du choix de l'excitation, que nous justifierons et décrirons plus tard. Ces modes sont également plus faciles à coupler par le système d'excitation choisi que nous présenterons plus loin.

Nous avons choisi pour notre part, d'utiliser le mode fondamental de la cavité, soit le  $TM_{110}$ . Ce choix a été motivé par plusieurs critères. Tout d'abord, l'utilisation de modes d'ordres supérieurs, même si elle permet généralement d'améliorer le facteur de qualité à vide  $Q_0$ , conduit à une augmentation des dimensions de la cavité pour travailler à fréquence constante. Nous avons réalisé une étude électromagnétique sur l'évolution du facteur de qualité et de l'encombrement d'une cavité métallique classique remplie de silicium en fonction du mode considéré. Nous présentons sur la figure II.7, l'évolution du  $Q_0$  et de la surface de base de la cavité à la fréquence de 40 GHz pour trois modes.



**Figure II.7 :** Evolution du  $Q_0$  et de l'encombrement d'une cavité métallique d'épaisseur 400  $\mu m$ , remplie de silicium à 40 GHz pour différents modes (Simulations E.M 3D)

Pour fonctionner à la même fréquence que le fondamental, le mode  $TM_{220}$  nécessite par exemple de doubler les dimensions latérales et donc de multiplier par quatre l'encombrement de la cavité, soit une augmentation de 300 %. Le gain sur la valeur du facteur  $Q_0$  n'est que de 12,5 % et ne justifie pas cette augmentation d'encombrement qui n'est pas compatible avec nos objectifs de réduction des dimensions et des coûts.

D'un point de vue isolation en fréquence, l'utilisation du mode fondamental permet de travailler dans des conditions optimales puisqu'il n'y a aucune autre résonance entre 0 Hz et la fréquence de fonctionnement.

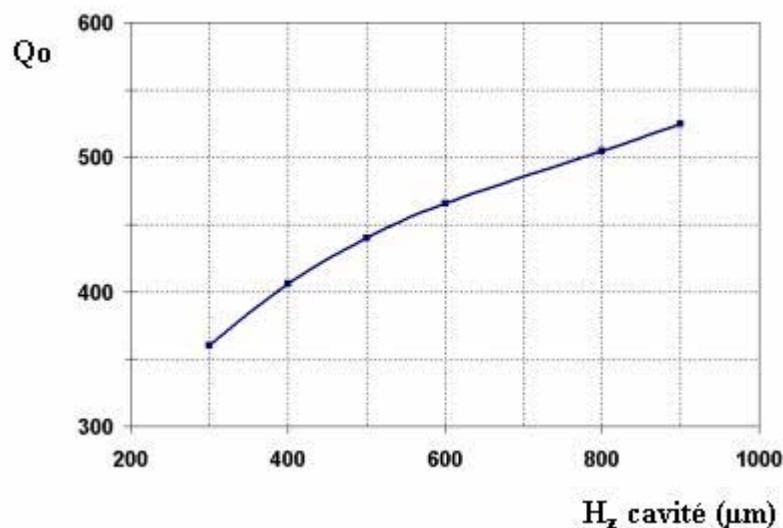
Le tableau II.1 présente l'impact des différents types de pertes sur le facteur de qualité à vide global d'une cavité d'épaisseur 400  $\mu\text{m}$  fonctionnant à 40 GHz sur son mode fondamental.

Type de pertes	Métalliques et diélectriques	Diélectriques	Métalliques	Métalliques sur les faces latérales	Métalliques sur les faces supérieure et inférieure
Facteur de qualité à vide	$Q_{\text{omd}} = 418$	$Q_{\text{od}} = 1\ 002$	$Q_{\text{om}} = 712$	$Q_{\text{om1}} = 2\ 000$	$Q_{\text{om2}} = 1\ 050$

**Tableau II.1 :** Etude détaillée du  $Q_0$  d'une cavité métallique remplie de silicium à 40 GHz en fonction des différents types de pertes ( $\sigma=4.10^7\text{S/m}$  et  $\tan\delta=10^{-3}$ )

$$\frac{1}{Q_{\text{omd}}} = \frac{1}{Q_{\text{OM1}}} + \frac{1}{Q_{\text{OM2}}} + \frac{1}{Q_{\text{D}}} \quad (\text{II-1})$$

Comme nous pouvons le constater, ce sont les pertes métalliques qui sont les plus pénalisantes pour le facteur de qualité global et plus précisément les pertes sur les plans métalliques inférieurs et supérieurs de la cavité. Il découle de cette constatation que la hauteur de la cavité, si elle n'a pas d'influence sur la fréquence, a des effets sur le facteur de qualité (figure II.8).



**Figure II.8 :** Etude paramétrique du facteur de qualité d'une cavité remplie de silicium à 40 GHz, en fonction de sa hauteur

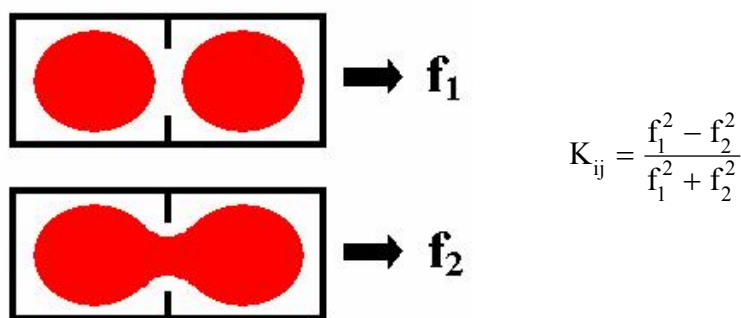
En utilisant des substrats de silicium d'épaisseur 400 ou 500  $\mu\text{m}$ , nous pouvons espérer au mieux un  $Q_0$  de 450. Ceci est largement supérieur à ce que l'on peut obtenir en technologie planaire classique ( $Q_0 < 100$  à ces fréquences) et comparable aux performances des résonateurs micro-usinés sur membrane [66,67,68].

## II.2 REALISATION D'UNE FONCTION DE FILTRAGE

### II.2.1. COUPLAGE INTER-RESONATEURS

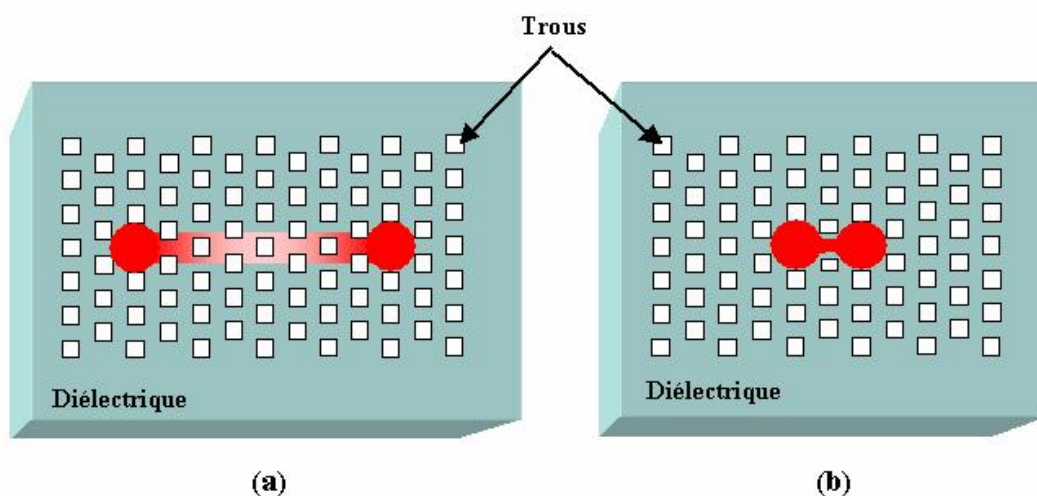
La réalisation d'une fonction de filtrage nécessite l'association de plusieurs résonateurs élémentaires couplés entre eux. L'intensité de l'interaction entre deux résonances est généralement quantifiée par le facteur de couplage inter-résonateur :  $K_{ij}$ .

Ce coefficient est obtenu en comparant les fréquences de fonctionnement des deux modes propres existants pour un système de résonateurs couplés (figure II.9).



**Figure II.9 :** Représentation schématique du champ magnétique pour les deux modes propres de résonateurs couplés - calcul du coefficient de couplage

Dans notre configuration, deux cavités réalisées sur le même substrat peuvent être couplées en modifiant la distance qui les sépare ou sur la dimension de l'iris les reliant (figure II.10).

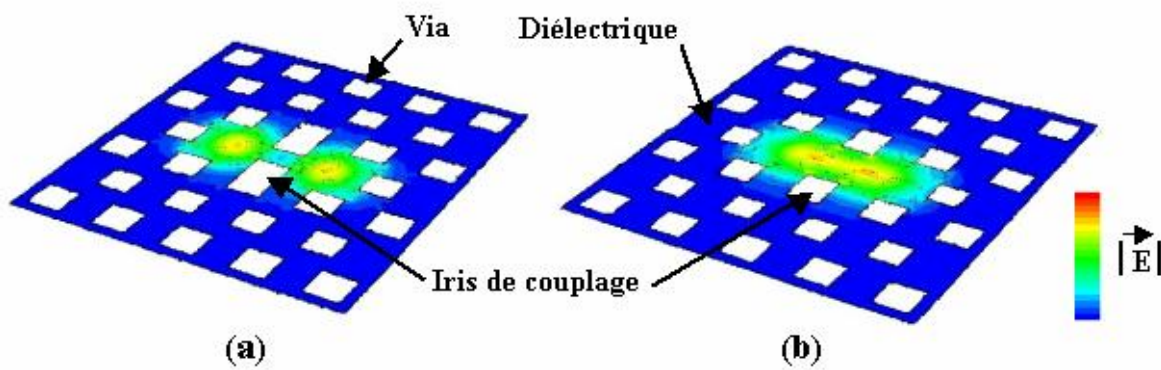


**Figure II.10 :** Différentes méthodes de couplage de résonateurs

(a) Couplage par évanescente - (b) Couplage par iris



Comme nous pouvons le constater dans [69], le couplage par évanescence occupe une surface plus importante que le couplage par iris. Ce dernier s'impose donc logiquement dans notre démarche guidée notamment par la réduction de l'encombrement. Par cette méthode, nous allons pouvoir coupler deux cavités en jouant sur l'écart entre les deux vias les séparant (figure II.11).

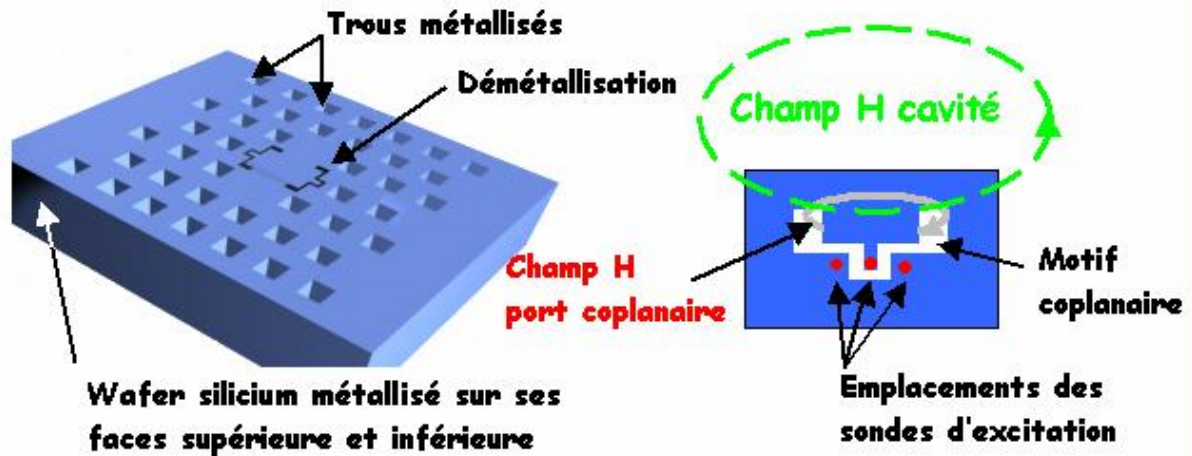


**Figure II.11** : Tracé du champ électrique sur une vue en coupe à mi-hauteur des deux résonateurs couplés (simulation EM3D)  
 (a) couplage faible - (b) couplage fort

## II.2.2. COUPLAGE ENTREE-SORTIE

Le couplage d'un résonateur avec son environnement extérieur, c'est à dire avec les autres éléments d'un circuit hyperfréquence, est un point très important qui va beaucoup influencer sur les performances du filtre. Cette caractéristique est quantifiée par le coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$ .

Nous avons vu en introduction à ce chapitre que cette étude concernait le développement de composants CMS. Le choix d'un type d'excitation a donc été mené en vue d'un report en surface de type flip-chip. Nous avons donc choisi d'utiliser une excitation de type coplanaire gravée dans la métallisation de la face supérieure du substrat (figure II.12).



**Figure II.12 :** Vue schématique de la cavité excitée par des ports coplanaires-  
Détail du système d'excitation

La ligne coplanaire est court-circuitée en son extrémité, le champ magnétique est donc maximal en ce point et permet un couplage par boucle magnétique avec le mode de résonance  $TM_{110}$  de la cavité. La position du motif démétallisé par rapport à la cavité, les dimensions et la forme du motif nous permettront de régler les couplages d'entrée et de sortie requis pour obtenir la fonction de filtrage recherchée.

Ce type d'excitation nous permettra de tester le filtre seul avec une station sous pointes puis de le reporter par flip-chip sur un substrat d'accueil.

### III. FILTRE EN BANDE Q BASE SUR UNE STRUCTURE PERIODIQUE METALLIQUE

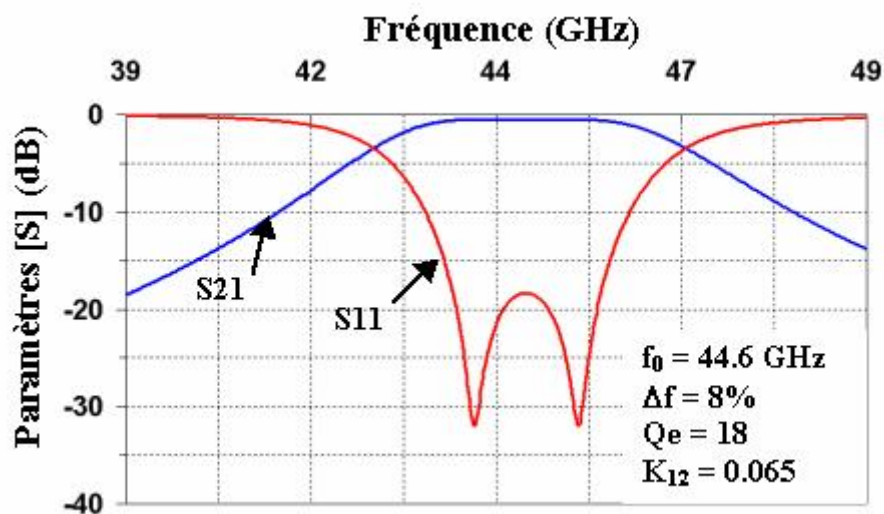
Nous allons, dans cette partie, appliquer le principe général présenté précédemment à la conception et la réalisation d'un filtre deux pôles quasi planaire à 45 GHz avec 8 % de bande passante à  $-3$  dB, basé sur un réseau périodique de trous métallisés dans un bloc de Silicium.

### III.1 GABARIT ET SYNTHÈSE

La première étape de cette conception a été le choix d'un gabarit. Sans avoir de contraintes très précises, nous nous sommes fixés une fréquence de fonctionnement autour de 45 GHz compatible avec les activités du CNES en radiométrie.

Nous avons fixé la bande passante à  $-3$  dB à 8%, c'est à dire 3,6 GHz afin de ne pas avoir de contraintes de sélectivité trop sévères pour ce qui n'est tout d'abord qu'une étude de faisabilité visant à démontrer le concept. Nous avons donc réalisé une synthèse de type Chèbychev afin de calculer les caractéristiques du filtre permettant de remplir nos objectifs. Pour cela, nous avons eu besoin de la valeur du facteur de qualité à vide des cavités utilisées. Celui-ci est de l'ordre de 300, nous présenterons en détails, dans la partie suivante, la façon dont cette valeur a été estimée.

Cette synthèse nous a permis de calculer le nombre de pôles nécessaires ainsi que les valeurs de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  et de couplage inter-résonateurs  $K_{ij}$  que nous devons viser pour obtenir la fonction de filtrage désirée (figure II.13).



**Figure II.13 :** Réponse de filtrage objectif et caractéristiques du filtre idéal obtenues par la synthèse

### III.2 CONCEPTION ET REALISATION DU FILTRE DEUX POLES

La synthèse nous a fourni la réponse de filtrage idéale, ainsi que les paramètres  $K_{12}$ ,  $Q_{\text{ext}}$  et  $f_0$  nécessaires à l'obtention de cette réponse.

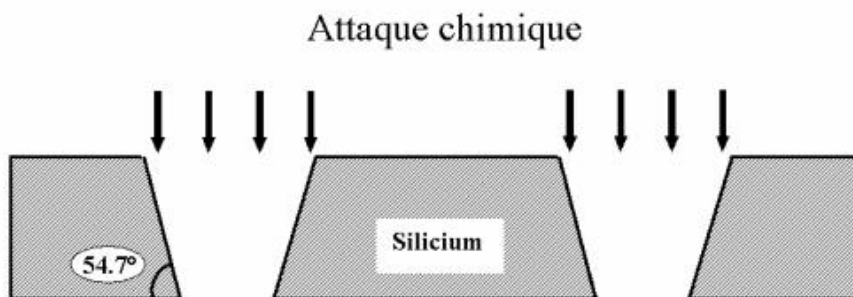
La partie qui suit concerne la transformation du modèle électrique et de ses caractéristiques en une structure physiquement réalisable.

Nous présenterons tout d'abord, les limites de conception imposées par la technologie choisie, puis les étapes de conception pour finir par la fabrication du circuit et sa mesure.

### III.2.1. CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, le choix d'une filière technologique est très important dans la conception d'un circuit. Ici, nous avons décidé d'assurer la conception, la réalisation et la mesure du filtre dans son intégralité à l'IRCOM, ceci afin d'avoir plus de souplesse entre les phases de simulation électromagnétique et de fabrication. Ce choix nous a imposé des contraintes, principalement concernant la réalisation des vias. La seule technique de micro-usinage dont nous disposons pour la réalisation de trous dans un bloc de silicium étant la gravure humide.

Ce procédé a été décrit en détail dans le premier chapitre, nous avons vu qu'il ne permettait pas de creuser du silicium avec des flancs droits, mais était contraint par la maille cristalline du silicium à un angle d'attaque de  $54,7^\circ$ . Les trous réalisés ne sont pas parallélépipédiques, mais ont une forme pyramidale (figure II.14) avec une grande base sur la face du wafer où l'attaque chimique est réalisée et une petite base sur la face opposée à l'endroit où le trou va émerger.



**Figure II.14 :** Micro-usinage des trous dans le silicium par gravure humide

Nous avons donc dû tenir compte de cette contrainte dans la conception du filtre. L'utilisation d'un simple bloc de silicium métallisé sur ses faces supérieures et inférieures, et gravé avec une technique de gravure par voie humide, correspond bien à nos impératifs de simplicité et de faible coût de fabrication.

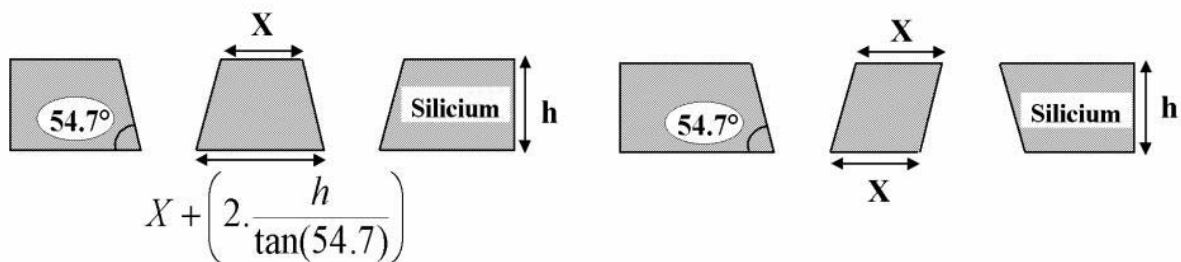
### III.2.2. CONCEPTION ET OPTIMISATION

Le réglage du filtre deux pôles passe par l'optimisation de trois degrés de liberté, la fréquence centrale, le couplage inter-résonateurs et le couplage d'entrée-sortie du filtre. Afin de simplifier la conception du filtre et de limiter le nombre d'itérations numériques, nous avons appliqué une méthode déjà éprouvée [70]. Celle-ci consiste à dissocier le calcul de ces différents paramètres pour tracer des abaques qui servent ensuite à régler rapidement le filtre complet. Cette méthode est d'autant plus efficace que les degrés de liberté sont indépendants les uns des autres.

#### III.2.2.1 Définition de la cavité. Etude paramétrique sur la fréquence

En appliquant le principe décrit dans la première partie, nous définissons un réseau périodique de vias métallisés dans un bloc de silicium haute résistivité, d'épaisseur  $430 \mu\text{m}$  également métallisé sur ses faces supérieure et inférieure. Les dimensions de ce réseau sont calculées pour fournir une bande interdite et donc ne pas autoriser la propagation des ondes électromagnétiques autour de la fréquence de fonctionnement recherchée, c'est à dire 45 GHz.

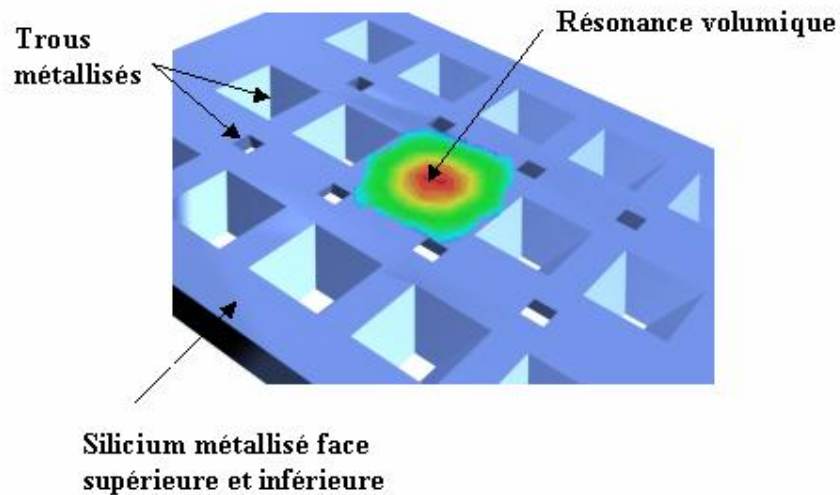
Les contraintes sur la forme des vias que nous avons présentées précédemment, nous ont poussées à placer les vias attenants tête-bêche afin de conserver un écart constant entre eux sur toute l'épaisseur du substrat (figure II.15). Le réseau de trous périodiques est donc divisé en deux sous-réseaux, l'un gravé à partir de la face avant, et l'autre à partir de la face arrière.



**Figure II.15 :** Représentation en coupe de l'écart entre les trous :

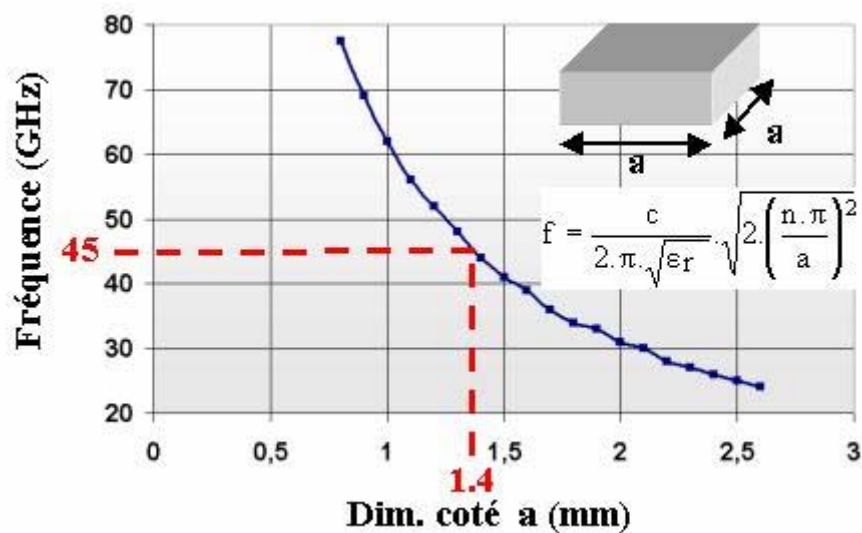
(a) disposition classique - (b) disposition tête-bêche

En créant un défaut dans la périodicité du réseau, c'est à dire en retirant un ou plusieurs vias du réseau périodique, nous définissons une cavité résonante (figure II.16).



**Figure II.16 :** Création d'un défaut de périodicité dans le réseau de trous métallisés

Deux paramètres vont entrer en compte dans le dimensionnement de la structure. Le premier est la taille de la cavité qui va définir sa fréquence de résonance. Même si les limites de la cavité ne sont pas exactement fixées physiquement, comme dans le cas d'une cavité métallique classique, nous pouvons réaliser une approximation de la taille de la cavité pour que le mode fondamental fonctionne à 45 GHz. Ceci est possible par l'application de formules théoriques bien connues (figure II.17).



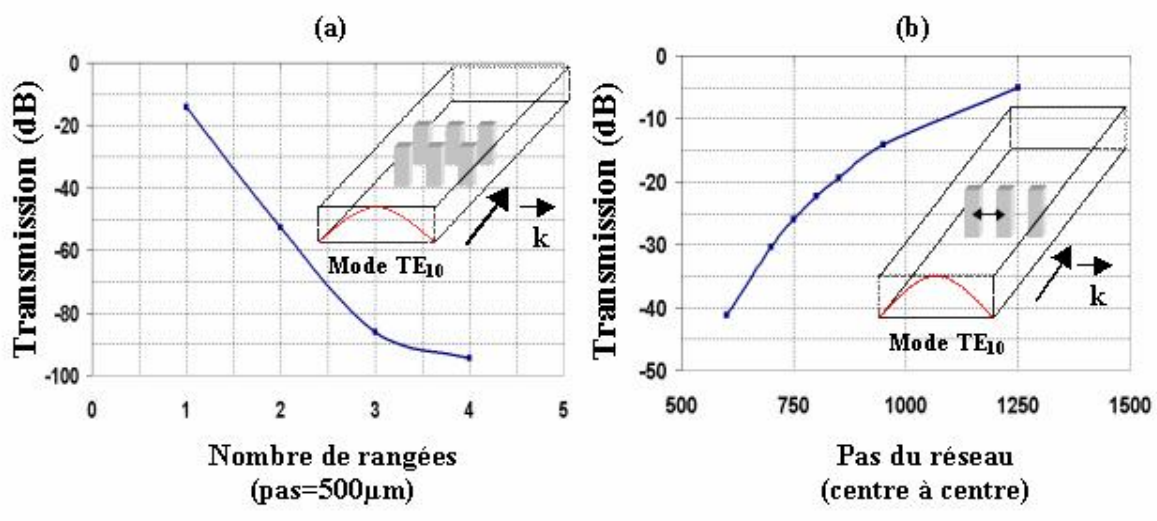
**Figure II.17 :** Etude paramétrique de la fréquence de résonance d'une cavité métallique remplie de silicium en fonction de ses dimensions

Le deuxième paramètre influent est le pas du réseau périodique de trous et le nombre de rangées à utiliser pour confiner correctement le champ électromagnétique à la fréquence de fonctionnement, c'est à dire 45 GHz.

Nous avons donc réalisé plusieurs études paramétriques concernant la réjection d'une onde électromagnétique par un réseau périodique de vias, en fonction du pas du réseau et du nombre de rangées de vias utilisées. Pour cela, le réseau de vias a été inséré dans un guide parallélépipédique métallique fonctionnant sur son mode fondamental  $TE_{10}$ . Ce mode possède la même conformation de champs électromagnétique que le mode de la cavité.

Afin de simplifier cette étude, nous avons considéré des vias de section carrée et de forme parallélépipédique, dont les dimensions correspondent à celles d'un via pyramide à mi-hauteur dans le substrat. Cette approximation avait été validée par Bertrand Lenoir [64].

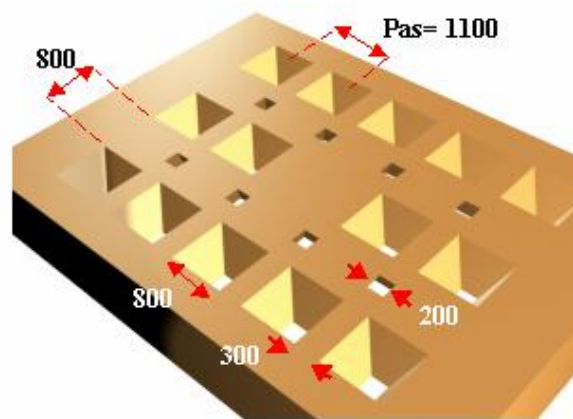
Ce travail a été réalisé à l'aide d'une simulation électromagnétique 3D. Le diamètre des trous a été choisi pour être le plus petit possible, tout en étant aisément réalisable avec la technologie utilisée. Ils présentent donc un diamètre à mi-hauteur de  $500\ \mu\text{m}$ . La maille de réseau triangulaire s'est, quant à elle, imposée comme étant la meilleure candidate à la configuration tête-bêche du réseau périodique. Les structures de test et les résultats sont présentés sur la figure II.18 (fréquence de calcul 45 GHz).



**Figure II.18 :** Etude de la réjection en fonction des paramètres du réseau périodique :

- (a) effet du nombre de rangées pour un pas de réseau fixé
- (b) effet du pas de réseau pour une rangée de trous

A partir de ces données, nous avons fixé les dimensions de la cavité, en réalisant un compromis entre une bonne réjection et un encombrement acceptable. Cette structure a été modélisée et simulée numériquement en oscillations libres à l'aide du logiciel EMXD. Après quelques retouches, les dimensions finales de la structure résonant à 45 GHz sont obtenues et sont données sur la figure II.19. En incluant des pertes au calcul, c'est à dire en intégrant la conductivité de l'or pour les parties métallisées ( $\sigma = 4.10^{-7}$  S/m) et la résistivité du silicium haute résistivité ( $\rho = 2$  k $\Omega$ .cm), nous avons pu évaluer le facteur de qualité à vide de cette cavité autour de 300 à 45 GHz. Les caractéristiques de l'or et du silicium H-R que nous avons utilisées ont été obtenues par la caractérisation d'échantillons réalisée à l'IRCOM.



**Figure II.19** : Vue schématique et dimensions de la cavité optimisée par le calcul électromagnétique (en  $\mu\text{m}$ )

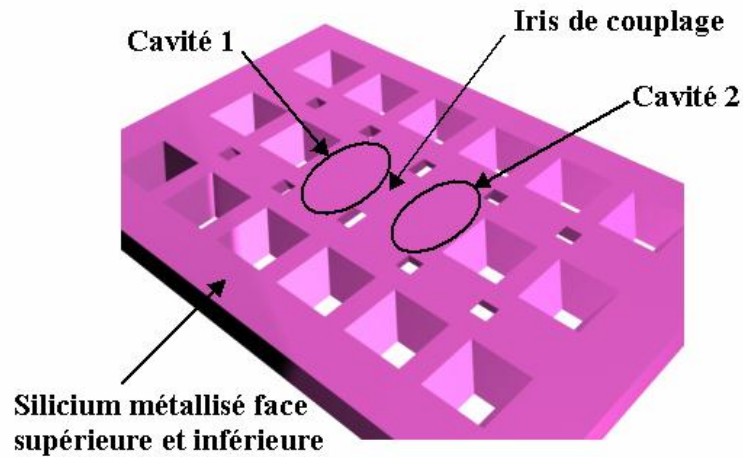
Nous avons dimensionné un résonateur élémentaire, nous allons procéder à l'optimisation du filtre deux pôles.

### ***III.2.2.2 Etude paramétrique des couplages***

#### Couplage inter-résonateur : $K_{12}$

Afin de concevoir un filtre deux pôles conforme à la synthèse, nous devons associer deux cavités élémentaires comme nous l'avons décrit précédemment. Ces deux résonateurs sont réalisés sur le même substrat, côte à côte et séparés par un iris de couplage. Le filtre deux pôles est représenté sur la figure II.20.

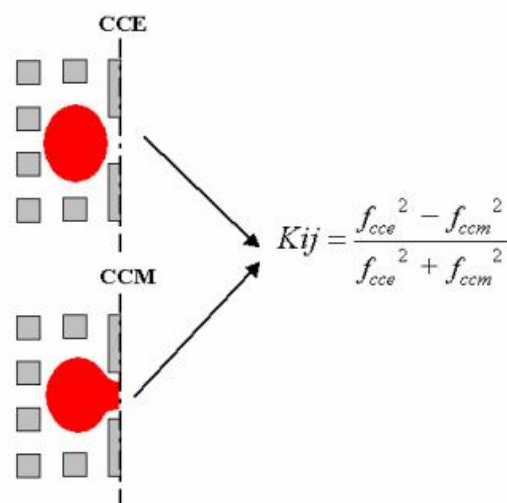




**Figure II.20 :** Vue schématique des deux résonateurs couplés

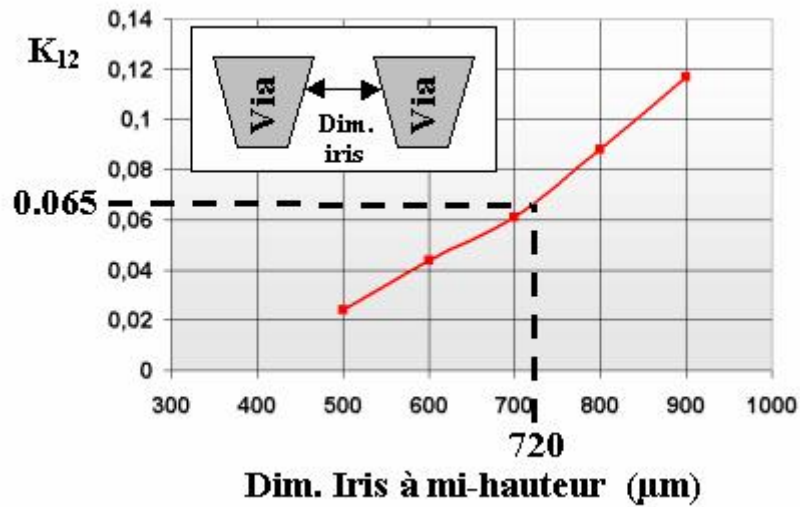
Le couplage inter-résonateurs est fixé par la distance entre les deux vias séparant les cavités. Ce canal reliant les deux cavités peut être assimilé à un guide sous coupure plus ou moins évanescent selon ses dimensions. Plus il est étroit, plus le couplage inter-résonateur sera faible et inversement.

Nous avons fait une étude de la structure en oscillations libres, c'est à dire sans le système d'excitation, afin de tracer un abaque du coefficient  $K_{12}$  en fonction de la dimension de l'iris de couplage. Cette méthode de calcul, consiste à remplacer le plan de symétrie entre les deux cavités couplées par les conditions vérifiées par les modes couplés à l'interface. Dans un cas, le plan de symétrie est équivalent à un mur électrique idéal, dans l'autre, il est équivalent à un mur magnétique parfait. L'application de la formule adéquate permet ainsi de calculer le coefficient  $K_{12}$  (figure II.21).



**Figure II.21 :** Calcul du coefficient de couplage inter-résonateurs à partir de simulation E.M en oscillations libres

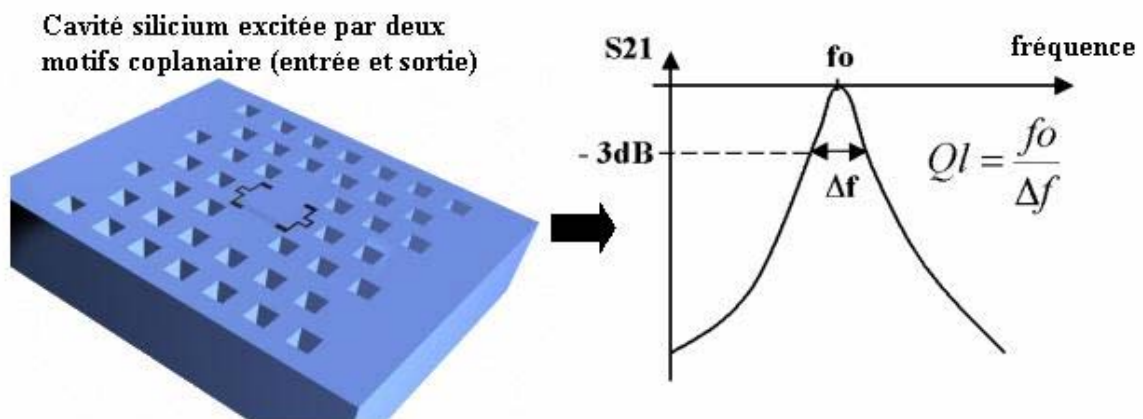
Les résultats de cette étude sont présentés sur la figure II.22.



**Figure II.22** : Etude paramétrique du coefficient de couplage  $K_{12}$  en fonction de la dimension de l'iris séparant les deux cavités

#### Couplage entrée-sortie

La méthode généralement utilisée pour calculer le couplage extérieur, consiste à placer deux excitations, l'entrée et la sortie, sur une cavité comme présenté sur la figure II.23. Une simulation électromagnétique 3D en oscillations forcées, sans pertes, de la structure permet alors de calculer le coefficient de qualité en charge de la cavité.



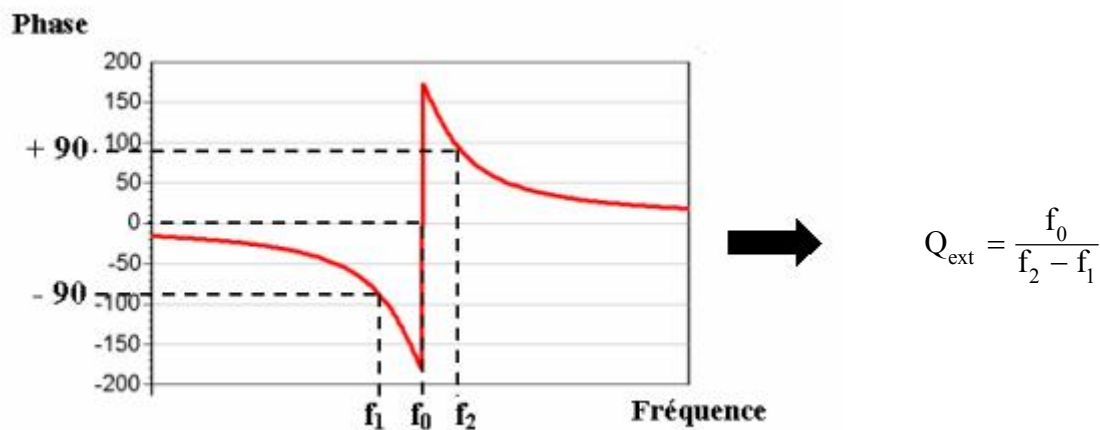
**Figure II.23** : Méthode de calcul du coefficient de couplage en charge  $Q_l$  d'un résonateur équipé de deux systèmes d'excitation

On applique ensuite, la formule suivante pour retrouver le coefficient de couplage externe :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{ext entrée}}} + \frac{1}{Q_{\text{ext sortie}}} \quad (\text{II-2})$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{2}{Q_{\text{ext}}} \Rightarrow Q_{\text{ext}} = 2Q_L \quad \text{pour } Q_0 \rightarrow \infty \quad (\text{II-3})$$

Dans notre cas, l'obtention d'un couplage d'entrée raisonnable en vue de la réalisation d'un filtre, nécessite des dimensions de motif d'excitation ne permettant d'en placer qu'un seul au-dessus de la cavité. Nous avons donc utilisé une autre technique en n'utilisant qu'une seule excitation et en travaillant sur la phase du paramètre  $S_{11}$ . Comme nous pouvons le voir sur la figure II.24, cette méthode consiste à relever la fréquence  $f_0$  correspondant au passage de la phase par zéro lors du saut de phase et les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  correspondantes aux passages par  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$  de part et d'autre du saut de phase. La valeur du coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  se déduit de ces fréquences.

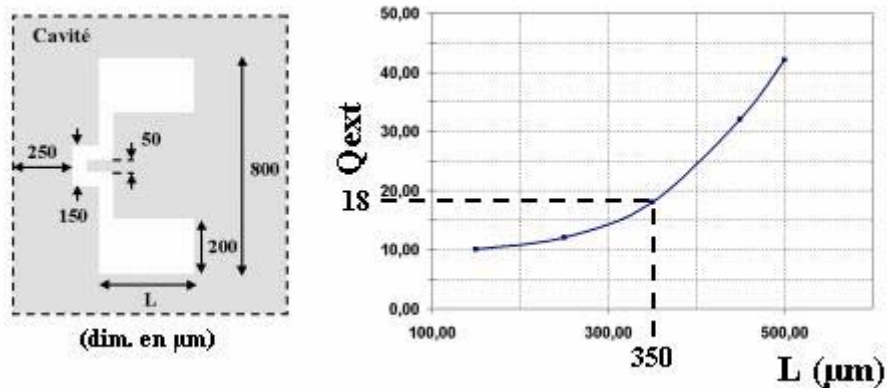


**Figure II.24 :** Calcul de coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  à partir de la phase de  $S_{11}$

Nous avons donc étudié l'impact des modifications de géométrie et de position du motif démétallisé sur l'excitation de la cavité.

Les dimensions des gaps et du conducteur central ont été fixées pour s'adapter aux pointes de mesure. La forme, la position et les dimensions du motif coplanaire influent sur la valeur du coefficient de couplage.

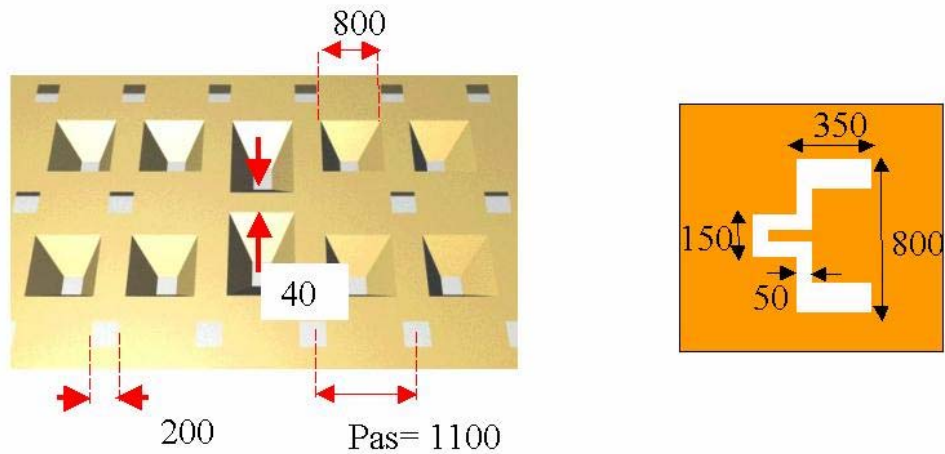
Après quelques études préliminaires, nous avons fixé la géométrie et la position du motif par rapport à la cavité pour ne conserver qu'un paramètre variable, la dimension notée  $L$  sur la figure II.25. Ce paramètre permet une dynamique de réglage du  $Q_{\text{ext}}$  largement suffisante pour l'obtention de la fonction de filtrage recherchée.



**Figure II.25 :** Etude paramétrique du coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  en fonction de la dimension du motif d'excitation coplanaire

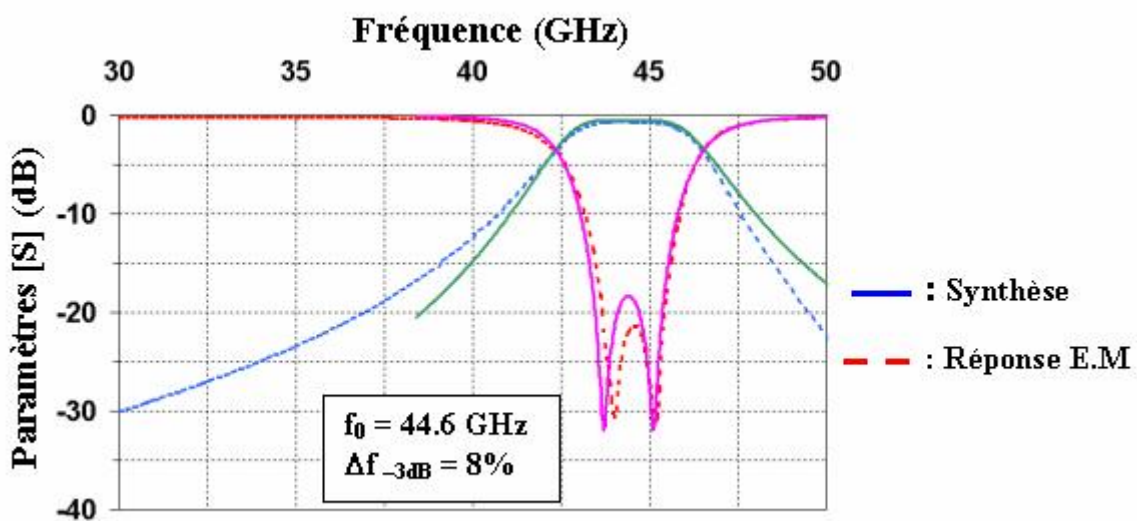
### III.2.2.3 Simulation globale

Les études préliminaires que nous venons de présenter vont nous permettre de faire le lien entre les paramètres de la fonction de filtrage idéale, calculés lors de la synthèse ( $K_{12}$ ,  $Q_{\text{ext}}$ ,  $f_0$ ) et les grandeurs physiques correspondantes. Il nous est ainsi plus facile de dimensionner une première structure dont le fonctionnement est proche du résultat optimal recherché, ceci en nous appuyant sur les abaques tracés. Pour obtenir une fréquence centrale de 45 GHz et un  $K_{12}$  de 0,065 fixés par la synthèse, nous avons débuté avec un réseau de vias de diamètre à mi-hauteur 500 µm et un iris de 700 µm) mi-hauteur également. Le coefficient de couplage externe fourni par la synthèse est de 18, nous avons donc choisi la dimension  $L$  du motif coplanaire égale à 350 µm. Cette structure a été simulée en oscillations forcées et quelques itérations ont permis d'obtenir une réponse satisfaisante. Les dimensions de la structure ainsi optimisée sont données sur la figure II.26.



**Figure II.26 :** Dimensions du filtre 2 pôles optimisé-Détail de l'excitation coplanaire

La réponse électromagnétique de ce filtre est présentée sur la figure II.27. La fréquence centrale est de 44,6 GHz, la bande passante à  $-3$  dB est de 8%, soit 36 GHz et l'on trouve 0,7 dB de pertes d'insertion. Nous sommes très proche de la réponse idéale que la synthèse nous avait donnée.



**Figure II.27 :** Comparaison de la réponse du filtre 2 pôles simulé avec l'objectif calculé lors de la synthèse

Nous n'avons pas poussé plus loin le réglage du filtre car, rappelons le, il s'agit d'une étude de faisabilité sans réels impératifs concernant le gabarit.

### III.2.3. FABRICATION

Ce filtre a été réalisé à l'IRCOM, le substrat est un wafer de silicium haute-résistivité d'épaisseur 430  $\mu\text{m}$ . Les métaux utilisés pour le plaquage sont l'or et le chrome en sous-couche d'accrochage. Le processus de fabrication peut se décomposer en deux étapes. La première concerne la définition des cavités dans le silicium à l'aide de la méthode de gravure par voie humide TMAH. La deuxième étape est le dépôt de la métallisation par évaporation et électrolyse et la gravure du métal de la face supérieure du wafer par photolithographie. Les détails de ce processus de fabrication sont donnés sur la figure II.28.

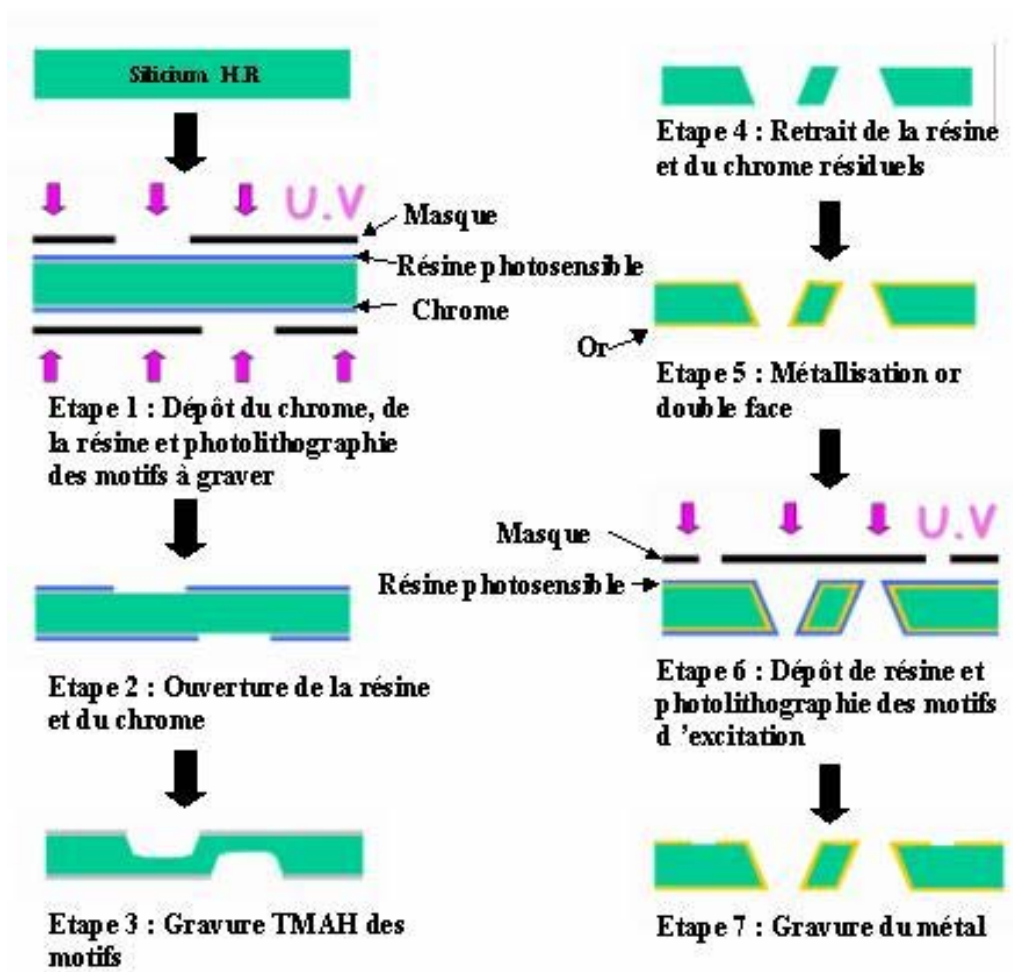


Figure II.28 : Description des principales étapes de réalisation du filtre

Toutes les techniques citées ont été présentées en détails dans le premier chapitre.

La figure II.29 est une photographie du filtre réalisé. On repère facilement les deux cavités, la zone de couplage et les excitations coplanaires d'entrée et de sortie.

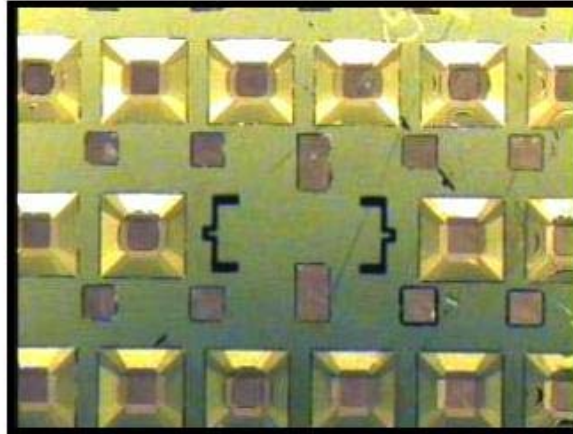


Figure II.29 : Photographie du filtre réalisé à l'IRCOM (6.3x5.6mm<sup>2</sup>)

#### III.2.4. MESURES ET ANALYSE DES RESULTATS

Le circuit réalisé a été mesuré à l'aide d'une station sous pointes et d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8581C. Une calibration de type SOLT a été utilisée de 20 à 50 GHz. La réponse de filtrage obtenue est satisfaisante, elle présente une fréquence centrale de 46,7 GHz, 2,5 dB de pertes d'insertion et une bande passante à  $-3$  dB de 6% (figure II.30).

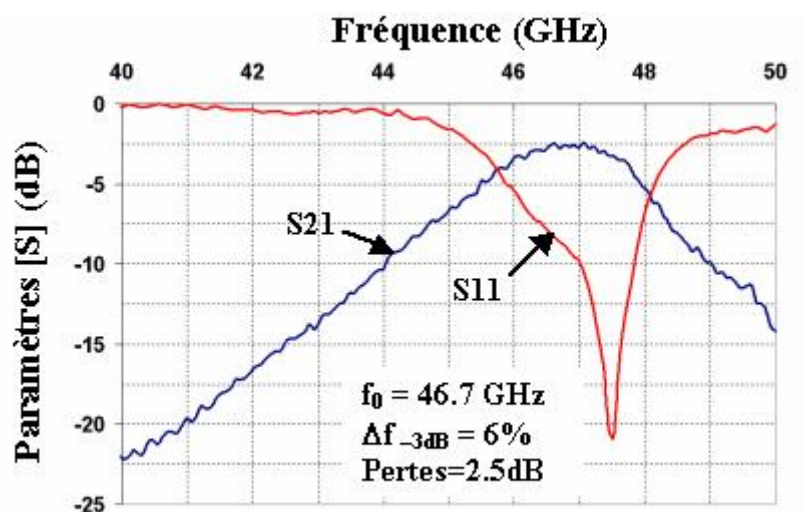
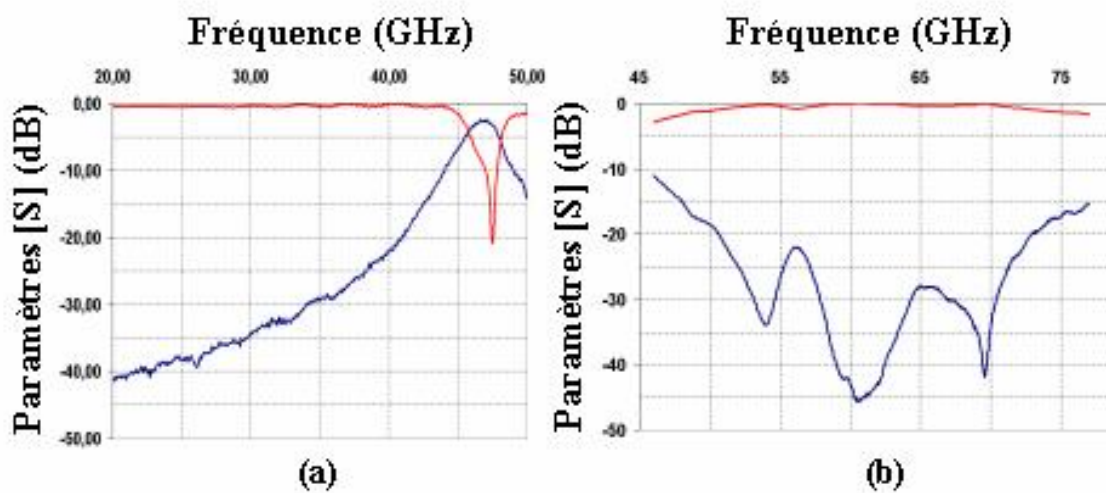


Figure II.30 : Mesure des paramètres [S] du filtre fabriqué

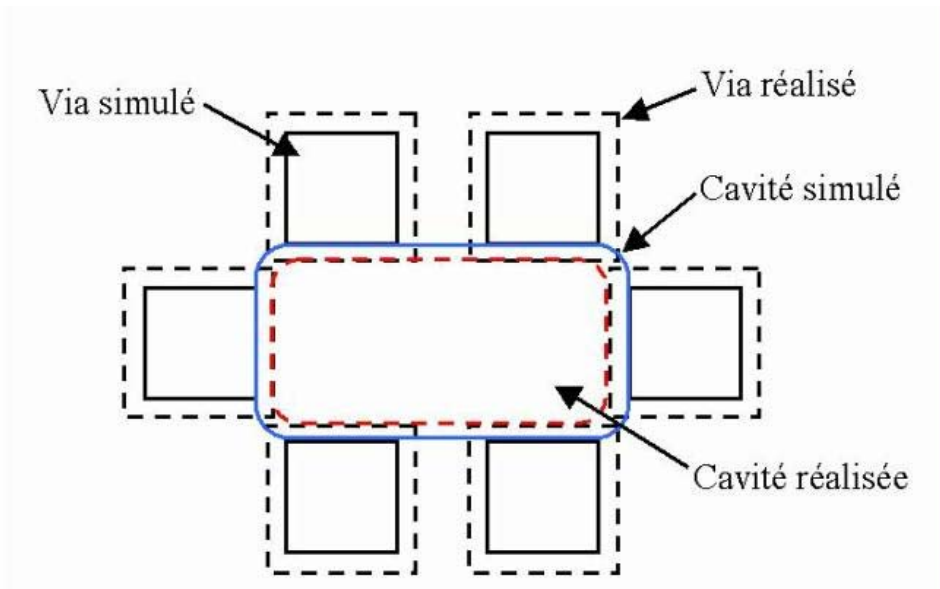
Une mesure large bande a également été réalisée et nous avons pu vérifier que, conformément à la simulation, le filtre présente une très bonne isolation en fréquence. La mesure présentée sur la figure II.31.a ne va pas au-delà de 50 GHz pour des raisons matérielles. En effet, la mesure aux fréquences supérieures à 50 GHz nécessite la modification de la chaîne de mesure et un autre calibrage. Pour des raisons d'occupation du matériel de mesure, nous n'avons pu réaliser que plus tard la mesure d'un filtre pour des fréquences supérieures à 50 GHz. Sur la figure II.31.b, est représentée la mesure au delà de 50 GHz pour un filtre dont les dimensions diffèrent légèrement du premier circuit présenté, il est néanmoins issu du même wafer.



**Figure II.31 :** Mesures large bande des filtres (a) et (b)-Isolation fréquentielle

Ces mesures démontrent donc la bonne isolation fréquentielle de notre filtre de 20 à 80 GHz. Nous observons cependant, un décalage en fréquence de l'ordre de 4,5%, en effet, la fréquence centrale du filtre simulé est de 44,6 GHz alors qu'en mesure, nous obtenons 46,7 GHz. Ceci est dû aux trous réalisés qui sont plus larges que ceux qui étaient prévus, 550  $\mu\text{m}$  à mi-hauteur au lieu de 500  $\mu\text{m}$ . Ce défaut, dû à un phénomène de surgravure rencontré lors de la réalisation du réseau de vias, est la cause d'une réduction des dimensions internes de la cavité de l'ordre de 7% qui explique cette différence sur les fréquences centrales (figure II.32).





**Figure II.32 :** Plan en coupe à mi-hauteur du réseau périodique et de la cavité

La différence que l'on observe sur la bande passante qui est de 8% en simulation et seulement 6% en mesure est également due à la même cause. En effet, les vias permettant le réglage du couplage entre les deux cavités ont également été réalisés trop grands. Il s'ensuit une diminution de la largeur de l'iris reliant les cavités, un couplage inter-résonateurs  $K_{12}$  plus faible et donc une bande passante plus étroite.

Ceci a également des effets sur les pertes d'insertion mesurées, car il est bien connu qu'en réduisant la bande passante d'un filtre (facteurs de qualité à vide ou extérieur), les pertes d'insertion tendent à augmenter. Finalement, la légère dissymétrie que l'on peut observer sur la réponse mesurée (figure II.30) est attribuée à un alignement imparfait des masques utilisés pour la gravure des vias face avant et face arrière. Comme on peut le constater sur la photographie de la figure II.29, les deux cavités n'ont donc pas les mêmes dimensions et résonnent à des fréquences légèrement différentes.

La rétro-simulation d'un modèle électrique du filtre, tenant compte des défauts de fabrication que nous venons d'énumérer nous a permis d'estimer les caractéristiques du filtre fabriqué et de les comparer à celles attendues (figure II.33).

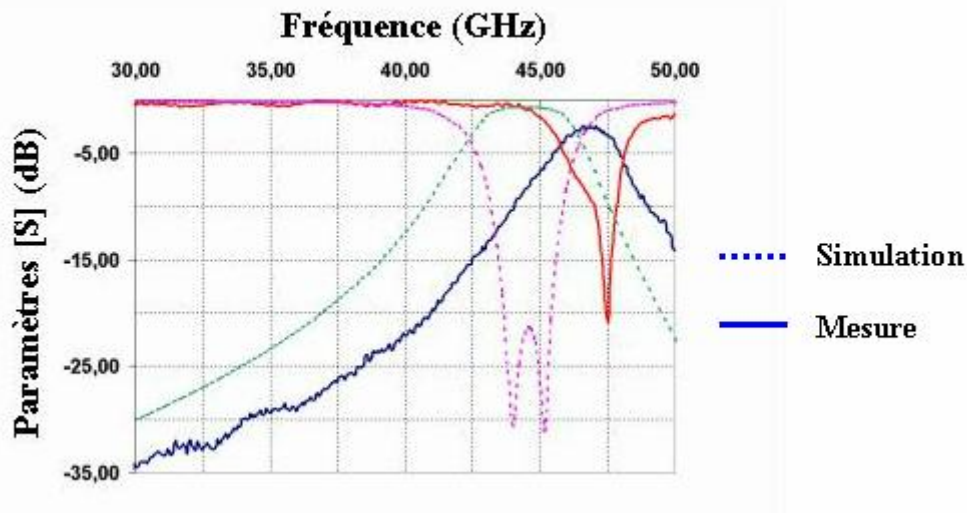


Figure II.33 : Comparaison entre les résultats de la simulation E.M et de la mesure du filtre fabriqué

	Simulation EM objectif		Mesure
Fréquence premier résonateur	$f_{01}$	44,6 GHz	46,9 GHz
Fréquence deuxième résonateur	$f_{02}$	44,6 GHz	46,45 GHz
Couplage inter-cavité	$K_{12}$	0,065	0,041
Facteur de qualité externe	$Q_e$	18	25
Facteur de qualité à vide	$Q_0$	300	300

Tableau II.2

Les différences entre la théorie et l'expérimentation ont été aisément expliquées et ne remettent pas en cause le principe de fonctionnement du filtre. Une légère mise au point du processus de fabrication aurait suffi à corriger ces défauts de réalisation.

Nous avons donc validé le principe de fonctionnement d'un filtre quasi-planaire utilisant des structures périodiques métalliques ainsi que sa méthode de conception basée sur l'utilisation d'un modèle électromagnétique. Ce circuit est compact et simple dans son principe, il est également aisément reportable en surface comme nous le démontrerons par la suite.

Nous n'avons pas été plus loin dans la réalisation d'un nouveau circuit par manque de temps, mais le but initial de cette réalisation n'était qu'une étude de faisabilité. La validation de cette étape nous a permis de passer à une application plus concrète du principe dans le cadre du projet que nous allons maintenant présenter.

## **IV. FILTRE QUASI-PLANAIRE EN BANDE V. INTERCONNEXION AVEC UN MODULE DE TELECOMMUNICATION**

Nous allons présenter dans cette partie, la conception et la réalisation d'un filtre quasi-planaire en bande V à 58,5 GHz de 2 % de bande passante équiondulation. Ce filtre, réalisé sur un substrat de silicium, est basé sur un réseau périodique de trous métallisés formant des cavités couplées et est destiné à être intégré à un module de communication hyperfréquence. Cette étude s'inscrit dans le cadre du projet européen LIPS (Low cost Interconnect, Packaging and Subsystem integration technologies for millimeter wave applications). La partie conception a été réalisée à l'IRCOM et la fabrication du circuit s'est déroulée chez THALES R&T, partenaire du projet CIPS.

### **IV.1 LE PROJET LIPS [71]**

#### ***IV.1.1. PRESENTATION***

La conception de ce filtre se déroule dans le cadre de l'étude technologique de filtres MMW (Millimeter Wave) montables en surface et est encouragée par la communauté européenne à travers le projet LIPS.

Le but de ce projet est de développer les technologies d'interconnexion bas-coût, l'encapsulation et l'intégration de sous-systèmes pour des applications de communication et de radar aux ondes millimétriques. Les technologies MCM-D, MCM-L et M-HDI (Microwave High Density Interconnections), ainsi que les méthodes d'assemblage Flip-Chip et Wire-Bonding, sont évaluées. L'intégration de sous-systèmes tels des antennes, des coupleurs, des filtres et des composants passifs (résistance, capacité, self inductance) fait partie des objectifs de ce projet. Afin de valider ces technologies, deux démonstrateurs sont étudiés, un module d'émission-réception à 60 GHz pour des applications WLAN et un radar automobile d'aide à la conduite à 77 GHz.

#### ***IV.1.2. MODULE D'EMISSION - RECEPTION [72]***

Le filtre que nous avons conçu s'intègre dans l'étude du démonstrateur d'émetteur - récepteur à 60 GHz, il doit donc respecter les contraintes électriques ainsi que les spécifications fixées par les technologies du projet LIPS. La figure II.34 présente le schéma

bloc du module d'émission - réception. La partie qui nous intéresse est le module MMW (Millimeter Wave) représenté en grisé, qui sera donc encapsulé en technologie M-HDI.

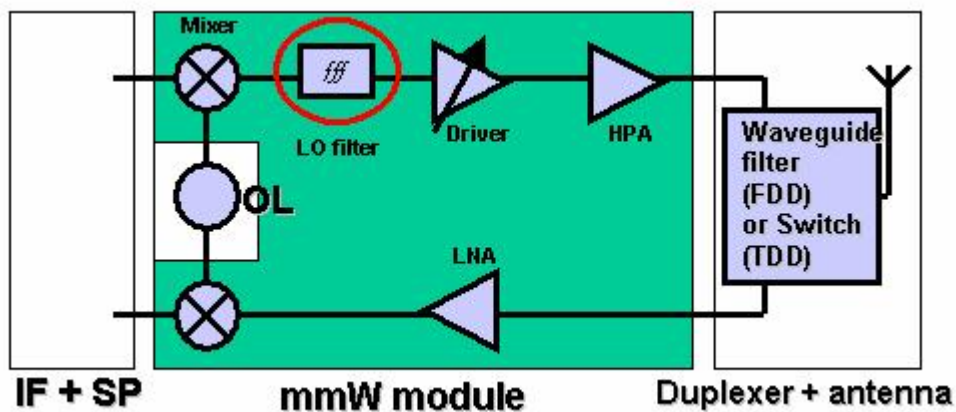


Figure II.34 : Schéma bloc du module d'émission - réception

Notre filtre s'inscrit dans ce schéma du côté émetteur. Il sert à éliminer les fréquences d'oscillateur local et d'images issues du mélange en fréquence. Il est donc centré sur la bande d'application considérée  $F_{rf}$  et doit rejeter l'oscillateur local situé à la fréquence  $F_{OL} = F_{rf} - F_{fi}$  et l'image située à  $F_{im} = F_{OL} - F_{fi}$  ;  $F_{fi}$  étant la fréquence intermédiaire (figure II.35).

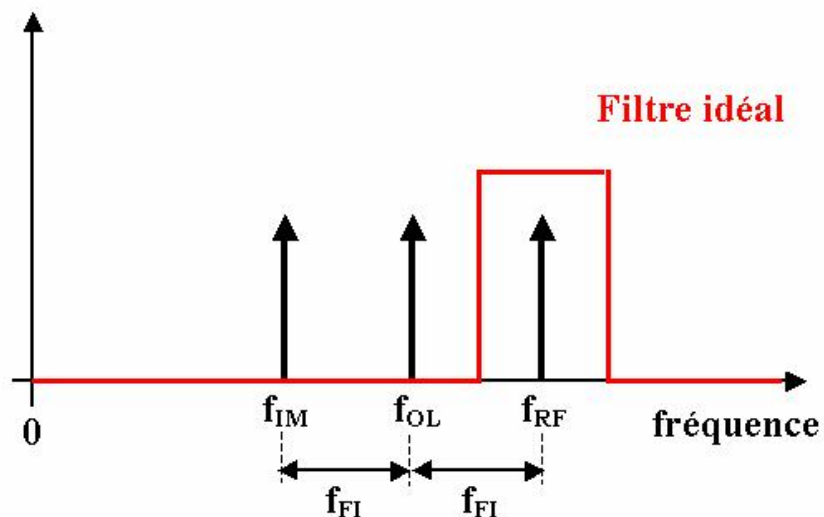


Figure II.35 : Représentation schématique des différentes composantes fréquentielles du signal en sortie du mélangeur

Le gabarit de filtrage requis est présenté sur la figure II.36. Il nécessite un filtre centré sur une fréquence RF de 58,5 GHz avec une bande passante équi-ondulation de 1 GHz, des pertes d'insertions inférieures à 5 dB et une ondulation dans la bande ne devant pas dépasser 0,5 dB par canal de 50 MHz. Ce filtre devra assurer une réjection de 32 dB jusqu'à 53 GHz et

de 26 dB entre 53 et 56 GHz pour supprimer la fréquence de l'oscillateur local et la fréquence image. Le gabarit de filtrage est symétrique par rapport à la fréquence centrale, mais les contraintes en haut de bande sont beaucoup moins drastiques qu'aux fréquences de l'oscillateur local et de l'image. Nous verrons donc plus loin, qu'il sera possible de relâcher les contraintes en haut de bande.

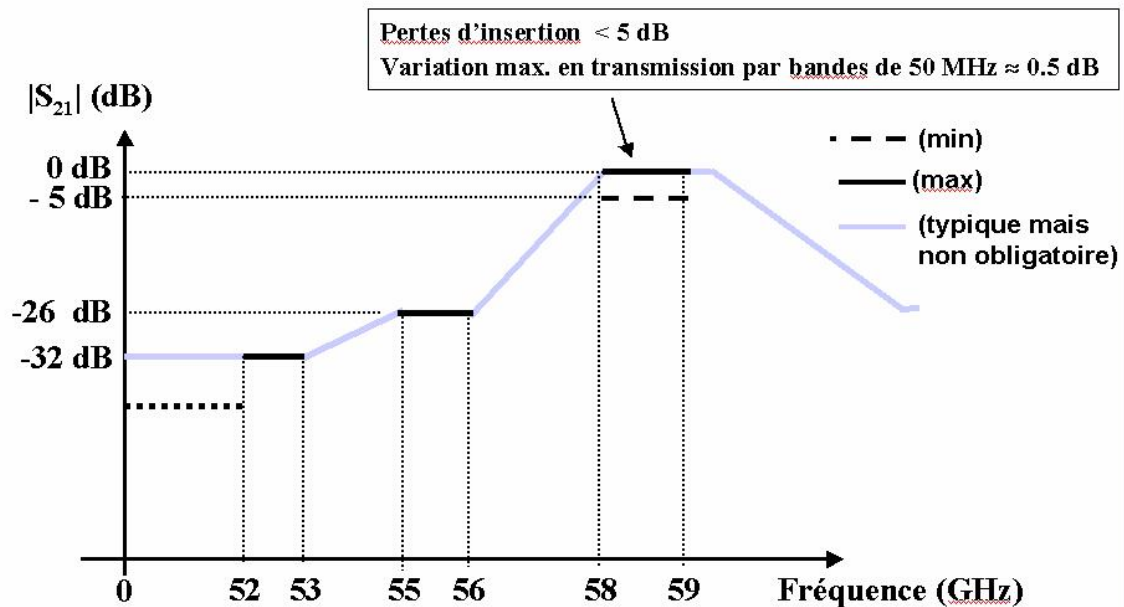


Figure II.36 : Gabarit de filtrage requis pour le filtre d'émission

Un filtre de type de celui que nous avons présenté précédemment, offrant une excellente isolation fréquentielle, paraît parfaitement adapté pour remplir les contraintes de filtrage de ce gabarit. De plus, par sa topologie et sa conception, il s'intègre à la technologie CMS du projet LIPS.

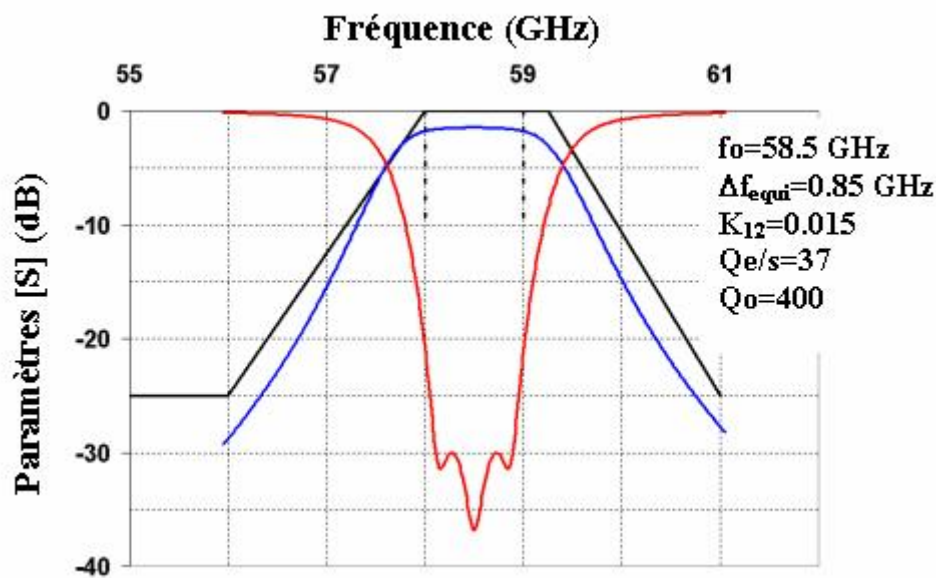
#### IV.1.3. SYNTHÈSE

Comme pour toute conception de filtre, le premier pas concerne l'identification théorique des caractéristiques d'un filtre satisfaisant les impératifs du gabarit en terme de fréquence centrale, de pertes d'insertion, de largeur de bande et de réjection hors bande.

L'étude précédente nous a permis d'évaluer le facteur de qualité à vide d'une cavité quasi-planaire réalisée avec un réseau de vias métallisés dans un bloc de silicium, autour de 300. L'épaisseur du substrat que nous allons utiliser étant plus importante que celle du filtre précédent (500  $\mu\text{m}$  au lieu de 430  $\mu\text{m}$ ), nous pensons être pessimistes et ne pas risquer de

mauvaise surprise en prenant cette valeur comme approximation. L'application d'une méthode de synthèse de filtre classique de type Chèbychev intégrant le facteur de qualité à vide  $Q_0$ , nous a permis de calculer le nombre de pôles ainsi que les caractéristiques du filtre, coefficients de couplage externes et inter-résonateurs permettant de remplir les objectifs de filtrage.

Nous présentons sur la figure II.37, la réponse en fréquence théorique d'un filtre 3 pôles de type Chèbychev satisfaisant les impératifs fixés par le gabarit.

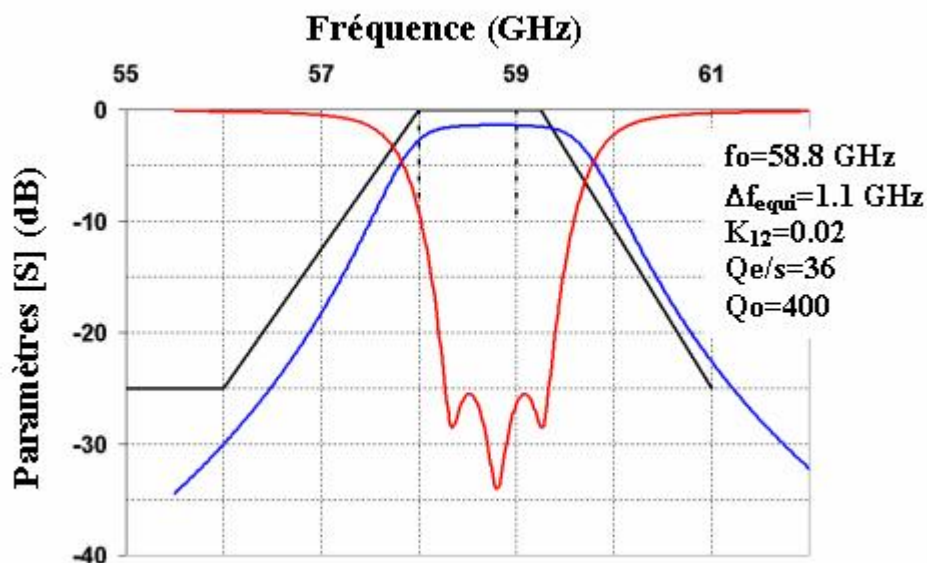


**Figure II.37** : Réponse de filtrage objectif et caractéristiques du filtre idéal obtenues par la synthèse

Même si la synthèse fournit une fonction de filtrage satisfaisant le gabarit de filtrage, il nous a semblé très délicat de pouvoir l'obtenir par la réalisation expérimentale. En effet, les valeurs des coefficients de couplage inter-résonateurs  $K_{ij}$  donnés par le calcul risquent d'être difficiles à obtenir à la vue de notre expérience concernant le même type de filtres à 45 GHz. En effet, comme nous l'avons vu lors de l'étude du filtre en bande Q, les valeurs limites de  $K_{ij}$  sont liées à la distance entre les vias et sont donc contraintes par la technologie. Nous avons donc décidé de revoir cette synthèse et deux solutions ont été envisagées, la première consiste à rajouter un pôle à la fonction de filtrage, ce qui va considérablement compliquer la mise au point du filtre, augmenter son encombrement et ajouter des pertes d'insertion par l'utilisation d'un résonateur supplémentaire. Le rôle de ce filtre est, rappelons le, de rejeter les fréquences situées en-dessous de la fréquence de travail, les contraintes de réjection en haut de bande

sont donc moins sévères.. La deuxième solution consiste à élargir la bande passante du filtre et donc à relâcher les contraintes sur les couplages inter-résonateurs et à décaler la fréquence centrale en conséquence pour satisfaire le gabarit en bas de bande.

Cette voie nous évite d'ajouter un pôle à la fonction, l'élargissement de la bande passante devrait également réduire les pertes d'insertion du filtre. Une nouvelle synthèse est présentée sur la figure II.38.



**Figure II.38** : Réponse du filtre décentré et caractéristiques de filtrage obtenues par la synthèse

C'est donc cette fonction de filtrage objectif qui a été choisie et dont nous allons maintenant présenter la réalisation.

Il a été montré par ailleurs à l'IRCOM que des technologies de filtrage classiques sur substrat plein, intégrant des résonateurs micro-ruban ou coplanaire, ne permettent pas de satisfaire ce cahier des charges, les facteurs de qualité à vide des résonateurs étant insuffisants.

## IV.2 CONCEPTION DU FILTRE TROIS POLES ET DE SON INTERCONNEXION BOITIER

### IV.2.1. FILTRE SEUL [73]

#### IV.2.1.1 Principe

Le principe de fonctionnement du filtre est identique à celui du filtre deux pôles à 45 GHz présenté dans la section précédente. La différence principale se situe au niveau des procédés de fabrication utilisés, la technologie de THALES R&T nous a notamment donné accès à des méthodes de gravure par voie sèche. Les trous dans le silicium ne sont donc pas réalisés par gravure humide mais par une technique de DRIE (Deep Reactiv Ion Etching) basée sur le procédé Bosch ICP et détaillée dans le premier chapitre.

Le principal avantage de la gravure par DRIE est la possibilité d'obtenir des vias de forme parallélépipédique, c'est à dire avec des flancs droits. Les contraintes de réalisation sont moins sévères et laissent donc plus de liberté dans l'arrangement des vias et dans les réglages des paramètres du filtre. Le réseau périodique peut également être densifié et permet un meilleur confinement du champ électromagnétique.

Nous avons vu, lors de la première partie (figure II.8), que le facteur de qualité d'une cavité augmentait avec sa hauteur.

L'utilisation de Wafers de silicium d'épaisseur 500  $\mu\text{m}$  au lieu de 430  $\mu\text{m}$ , nous laisse penser que les performances de la cavité en terme de facteur de qualité devraient être améliorées. La métallisation du wafer est réalisée par pulvérisation suivie d'une recharge électrolytique, elle est constituée d'une couche de cuivre avec une sous couche d'accrochage de titane.

Le système d'excitation quant à lui, ne change pas, il consiste toujours en une démétallisation partielle du plan de masse supérieur du circuit. Un schéma de principe du filtre trois pôles est présenté sur la figure II.39.



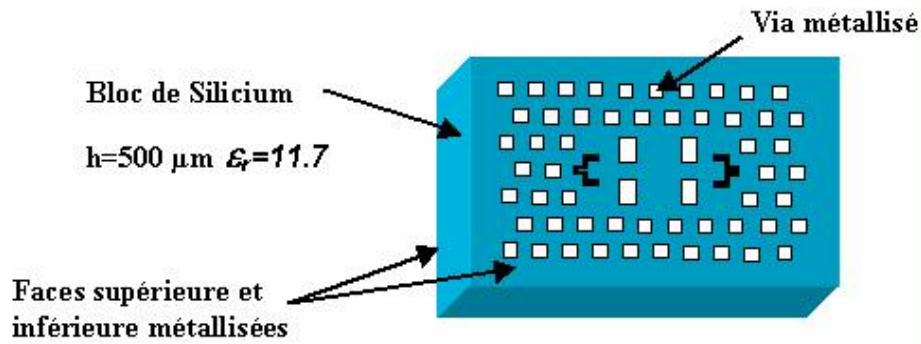


Figure II.39 : Schéma de principe du filtre trois pôles

#### IV.2.1.2 Etude paramétrique sur la cavité

Comme lors de l'étude précédente, la première étape a été de définir le pas du réseau périodique de vias afin que celui-ci se comporte comme un filtre stop-bande à la fréquence de fonctionnement visée, c'est à dire vers 60 GHz. Nous avons donc réalisé des études paramétriques sur la réjection du mode  $TE_{10}$  d'un guide parallélépipédique métallique chargé par un réseau de vias en fonction du nombre de rangées et du pas de réseau utilisés. Cette étude a été réalisée à l'aide de simulations électromagnétiques en 3D, les résultats sont regroupés sur la figure II.40.

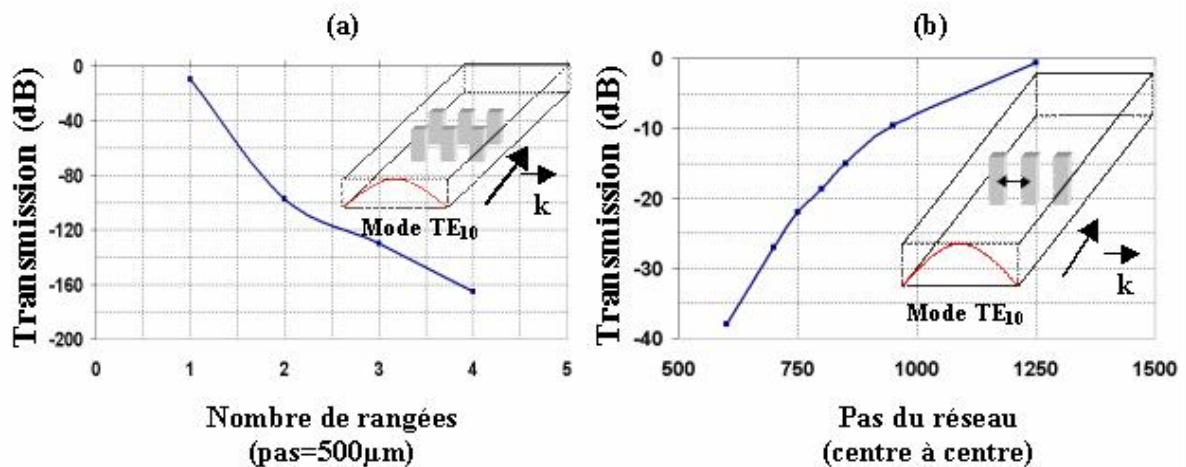
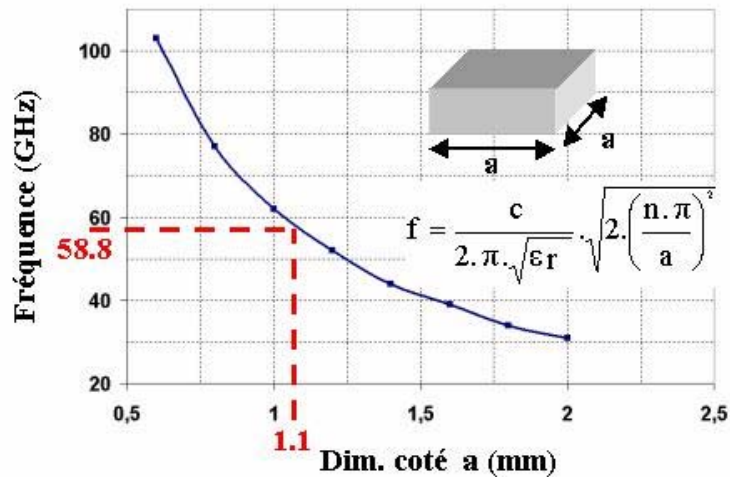


Figure II.40 : Etude de la réjection en fonction des paramètres du réseau périodique :

- (a) Effet du nombre de rangées pour un pas de réseau fixé
- (b) Effet du pas de réseau pour une rangée de trous

Pour l'application que nous visons, nous avons donc choisi d'utiliser des vias de dimension  $415 \mu\text{m}$  et un pas de réseau de  $830 \mu\text{m}$ . Ceci afin d'avoir un réseau périodique de vias suffisamment dense pour empêcher la propagation du champ électromagnétique. Trois rangées de vias seront utilisées pour délimiter la cavité dans le bloc de silicium. Nous avons également effectué une approximation des dimensions de la cavité pour qu'elle résonne à  $58,8 \text{ GHz}$  sur son mode fondamental (figure II.41).



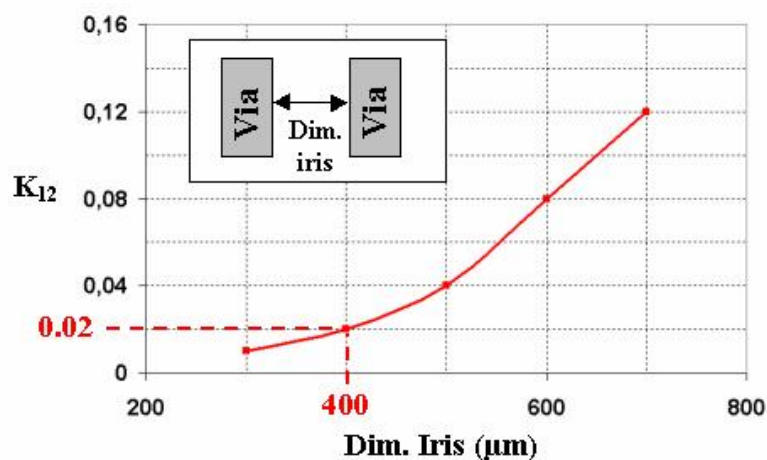
**Figure II.41 :** Etude paramétrique de la fréquence de résonance d'une cavité métallique remplie de silicium en fonction de ses dimensions

De la même façon que précédemment, nous avons optimisé une cavité de dimensions internes (1,1 x 1,1 mm<sup>2</sup>) délimitée dans le silicium par un réseau de vias métallisés de diamètre 415 μm, espacés de 415 μm. Un calcul électromagnétique en oscillations libres tenant compte des pertes ( $\sigma = 4.10^7$  S/m,  $\tan\delta = 1.10^{-3}$ ) nous a permis d'estimer le facteur  $Q_0$  de cette cavité à 400.

#### IV.2.1.3 Etude paramétrique sur les couplages

##### Couplage inter-résonateurs

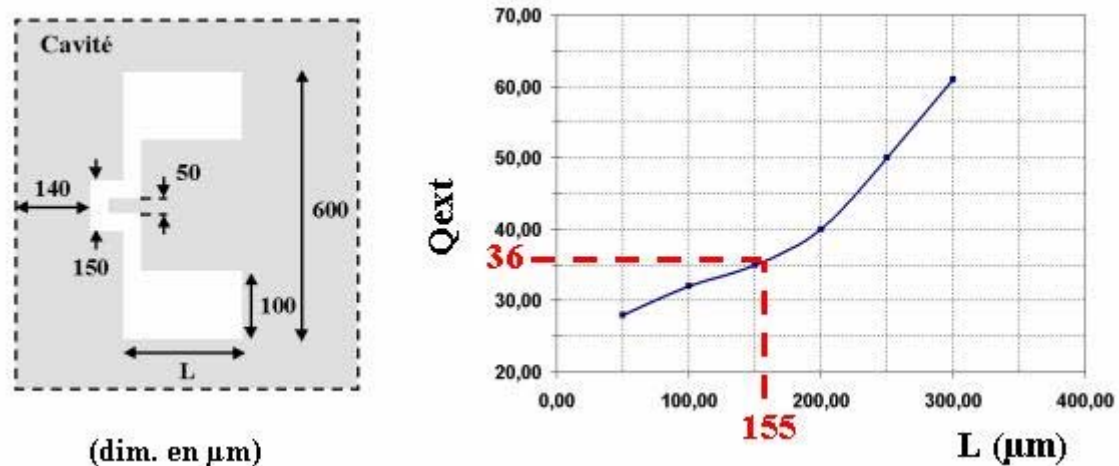
Comme décrit précédemment, nous avons réalisé une étude paramétrique sur le couplage inter-résonateurs  $K_{ij}$  en fonction de la taille de l'iris. Une étude électromagnétique en oscillations libres nous a permis de tracer l'abaque de la figure II.42.



**Figure II.42 :** Etude paramétrique du coefficient de couplage  $K_{12}$  en fonction de la dimension de l'iris séparant les deux cavités

### Couplage entrée-sortie

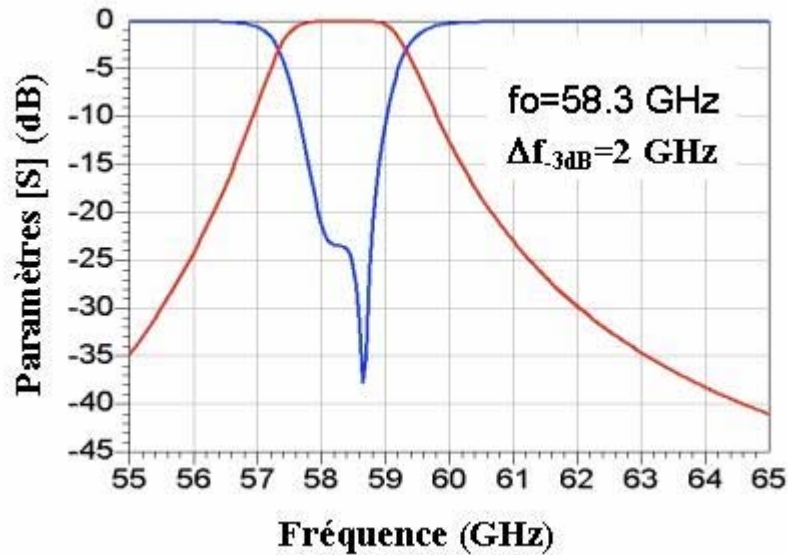
Comme pour le filtre à 45 GHz, la topologie et les dimensions du circuit ne nous permettent pas d'utiliser la méthode classique de calcul du coefficient de couplage entrée-sortie. Nous avons donc appliqué, comme pour le premier filtre, la méthode consistant à n'utiliser qu'un seul système d'excitation et à raisonner sur la phase du paramètre  $S_{11}$ . en utilisant la simulation EM 3D d'une cavité, nous avons réalisé un abaque reliant le coefficient de couplage d'entrée du résonateur  $Q_{ext}$  aux dimensions du motif coplanaire gravé (figure II.43).



**Figure II.43 :** Etude paramétrique du coefficient de couplage externe  $Q_{ext}$  en fonction de la dimension du motif d'excitation coplanaire

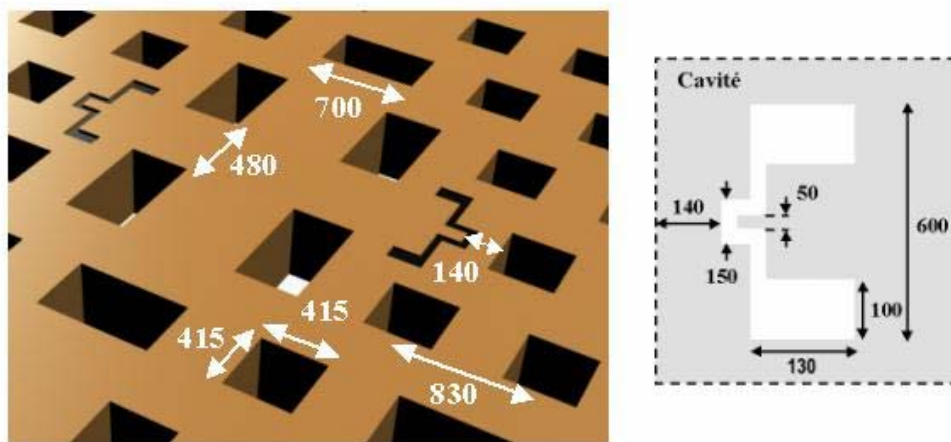
#### *IV.2.1.4 Le filtre passe bande trois pôles*

Ces études préliminaires nous ont, dans un premier temps, servis de base afin d'optimiser le fonctionnement du filtre seul avant son report. Rappelons que les objectifs de filtrage sont une fréquence centrale de 58,8 GHz et une bande passante équi-ondulation de 1,1 GHz, ce qui correspond à des  $K_{12}$  et  $K_{23}$  de 0,02. Nous avons modélisé le filtre complet, et nous avons effectué quelques itérations numériques en prenant comme point de départ, les dimensions données par les abaques pour obtenir une réponse approximative (figure II.44).



**Figure II.44 :** Réponse électromagnétique du filtre trois pôles optimisé

Les dimensions du réseau périodique et des excitations coplanaires correspondantes à cette réponse sont données ci-dessous.



**Figure II.45 :** Dimensions du filtre 3 pôles optimisé et détail de l'excitation coplanaire (dimensions en  $\mu\text{m}$ )

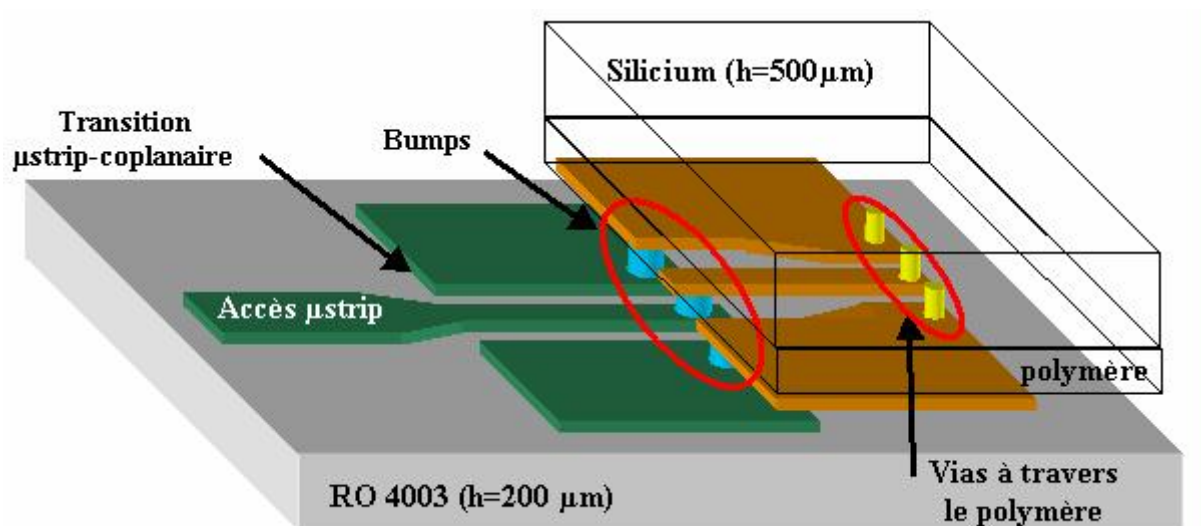
Nous n'avons pas cherché à aligner parfaitement le filtre sur le gabarit car, comme nous allons tout de suite le voir, c'est le système global (filtre + transition) qui sera étudié.

## IV.2.2. INTERCONNEXION MODULE SILICIUM – PCB, CONCEPTION ET OPTIMISATION DE LA TRANSITION

### IV.2.2.1 Interconnexion du filtre avec son environnement [74]

Nous avons vu en introduction que, dans le cadre du projet LIPS, le filtre doit être intégré à un module Radio Fréquence de type MCM-D. Nous avons donc dû étudier le report du filtre silicium sur un substrat d'accueil en duroïd Roger 4003. Ce dernier accueillera par la suite, toutes les fonctions et les interconnexions du module RF, et sera encapsulé avant d'être monté en tant que CMS sur le PCB de l'émetteur – récepteur.

La figure II.46 montre la transition que nous avons utilisée pour transférer le signal RF du substrat d'accueil vers le filtre silicium [75].



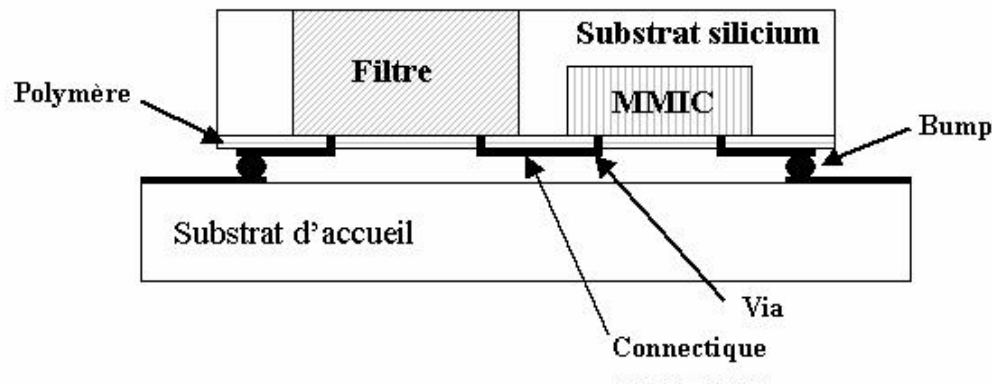
**Figure II.46** : Schéma de la transition permettant le report du filtre silicium sur le substrat d'accueil

Nous allons maintenant décrire les étapes qui suivent la réalisation du filtre silicium jusqu'au report de ce circuit sur son substrat d'accueil.

Après les phases d'usinage des vias dans le silicium et de gravure des motifs d'excitation dans la métallisation, le circuit est découpé puis recouvert d'un polymère laminé à haute pression. En effet, une connexion directe entre le substrat d'accueil et le silicium par des bumps est impossible pour cause d'incompatibilité entre les dimensions de ligne et de gap et

les précisions réalisables sur ces deux supports. L'utilisation d'un polymère et de procédés collectifs tels que la métallisation, la photolithographie et le perçage de via-holes par laser va permettre l'interconnexion entre les motifs d'excitations sur le silicium et les bumps. Le polymère va également protéger le circuit silicium et améliorer le comportement thermo-mécanique du module en faisant office de couche tampon entre le silicium et le duroïd qui présentent des CTE (Coefficient of Thermal Expansion) différents.

Finalement, la technologie HDI (High Density of Interconnection) rendue possible par l'utilisation de ce polymère pourra également, par la suite, permettre des interconnexions directes, c'est à dire sans transiter par le substrat d'accueil, entre le filtre et des composants tels des puces MMIC intégrées au même support (figure II.47).



**Figure II.47 :** Exemple d'interconnexion directe entre un filtre quasi-planaire réalisé dans un substrat de silicium et une puce MMIC intégrée à ce même substrat

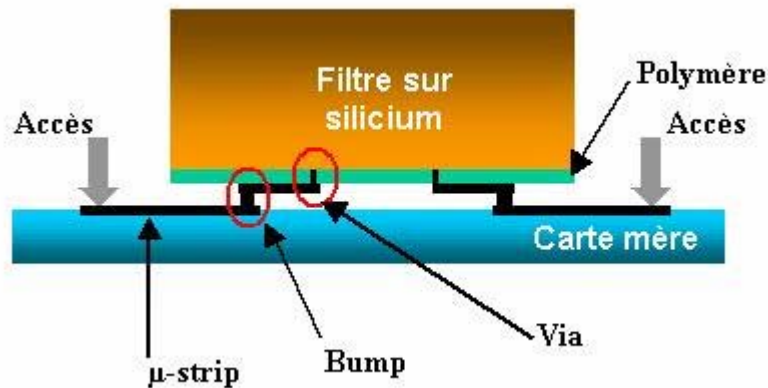
Pour finir, le circuit est soudé sur le substrat d'accueil (PCB) par une méthode de report Flip-Chip. Ce type de report nécessite plusieurs étapes, notamment pour la préparation surfacique des deux éléments à souder. Nous ne rentrerons donc pas dans les détails et nous contenterons de la description sommaire du procédé donnée lors du premier chapitre.

#### ***IV.2.2.2 Optimisation de la transition***

Le système complet, filtre plus transition, a été pris en compte dans la conception globale de la fonction de filtrage. Ceci signifie que l'effet de la transition entre le PCB et le filtre silicium est intégré dans la définition des ports d'entrée / sortie du système. Cette

démarche a pour but de limiter les pertes par désadaptation et par rayonnement induits par la transition en les incluant dans le calcul du coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  du filtre.

La structure complète présentée sur la figure II.48 a été optimisée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique EMXD.

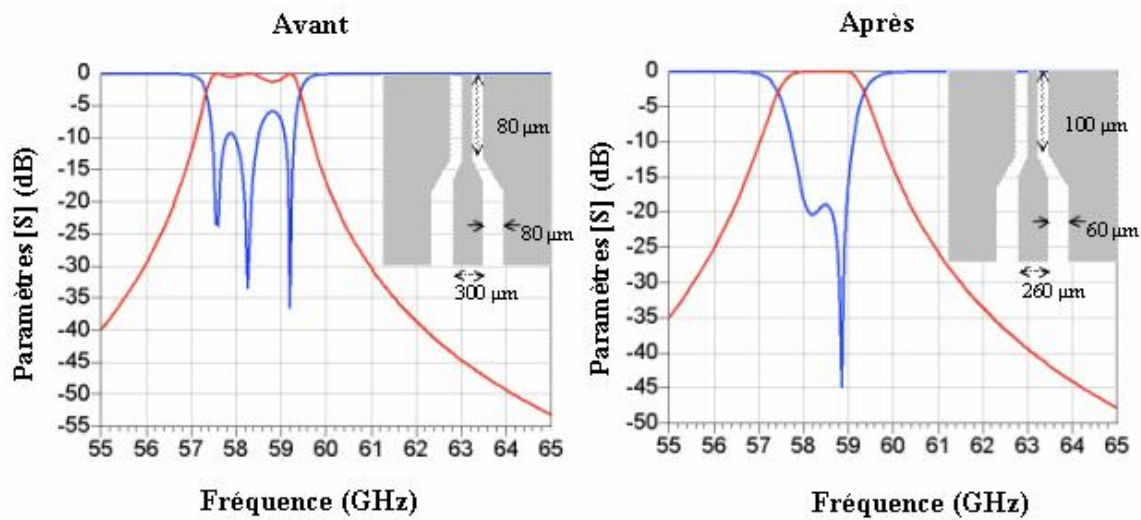


**Figure II.48 :** Vue en coupe de la structure complète : substrat d'accueil-transition-filtre

Le point de départ a été le filtre sur silicium seul, pré-réglé lors de l'étape précédente, auquel il a fallu ajouter, pas à pas, les différentes parties de la transition, tout d'abord le polymère, puis les bumps et enfin les lignes de signal sur le RO 4003 et les pads d'accès coplanaires pour la mesure sous pointes.

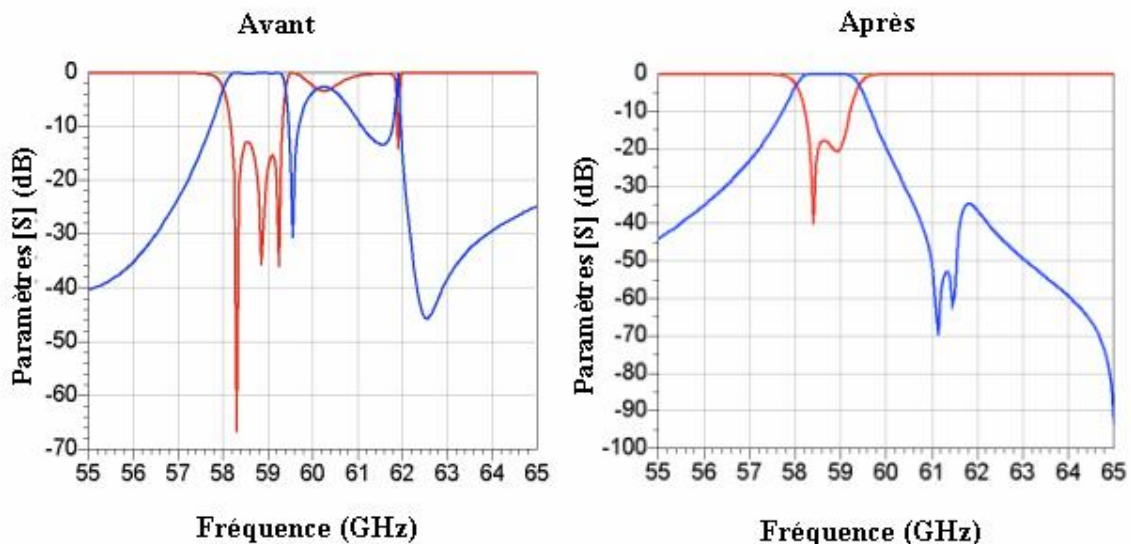
Les points délicats de cette étude ont été l'adaptation, à chaque étape, des tronçons de ligne présents dans la transition et la suppression des modes parasites. Ces derniers peuvent apparaître dans le substrat d'accueil, dans le polymère ou au niveau des bumps de report, dans la couche d'air comprise entre le substrat d'accueil et le filtre. L'adaptation de la transition a été obtenue en modifiant les longueurs et les largeurs des lignes, la suppression des modes parasites a été réalisée en tenant compte de la répartition des champs électromagnétiques pour placer judicieusement des vias et/ou des bumps.

A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.49 les réponses électromagnétiques, avant et après optimisation, pour l'étape de transition entre le métal du polymère et le filtre silicium. Nous avons joué entre autre sur l'adaptation de la ligne coplanaire située sur le polymère : sur la longueur et la largeur du conducteur central et sur le gap.



**Figure II.49 :** Optimisation de la transition entre le polymère et le silicium : adaptation de la ligne coplanaire sur polymère

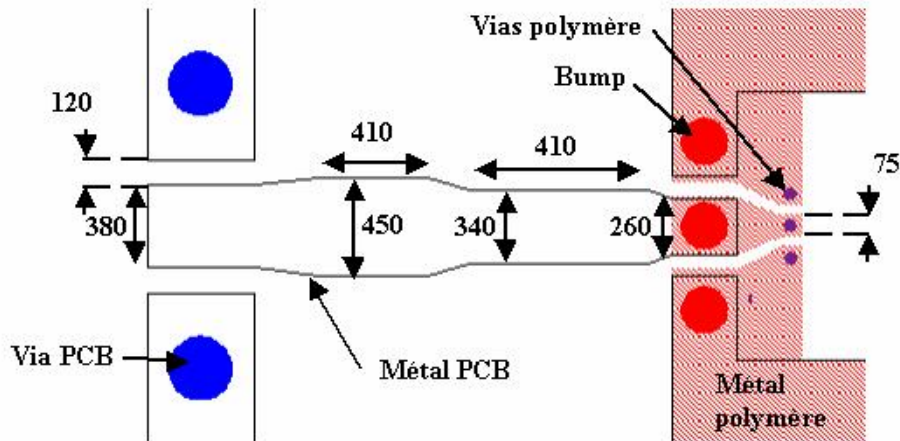
Sur la figure II.50, nous présentons les réponses électromagnétiques du filtre complet reporté, avant et après la suppression d'un mode parasite situé en haut de bande et dû à un couplage direct entre l'entrée et la sortie au travers du gap d'air compris entre le PCB et le polymère. L'ajout de bump dans cette zone a permis de le repousser plus haut en fréquence et donc d'atténuer son influence dans la bande du filtre.



**Figure II.50 :** Optimisation de la transition complète : suppression d'un mode parasite

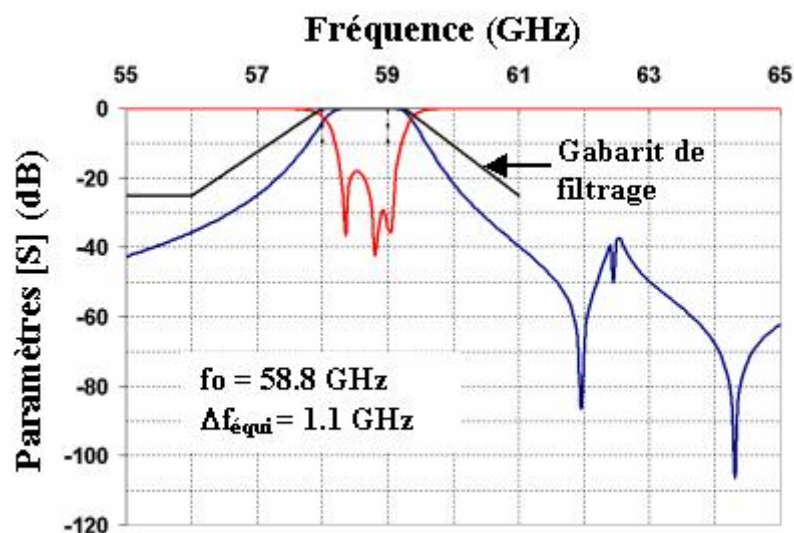


Les dimensions optimisées de la transition sont données sur la figure II.51.



**Figure II.51 :** Vue schématique de la transition entre le substrat d'accueil (PCB) et le niveau signal du polymère (dimensions en  $\mu\text{m}$ )

La simulation électromagnétique du dispositif complet ainsi que le gabarit de filtrage visé sont présentés sur la figure suivante (figure II.52). Les contraintes sur l'ondulation dans la bande sont respectées et les conditions sur la réjection hors bande, notamment à 56 GHz sont parfaitement remplies.



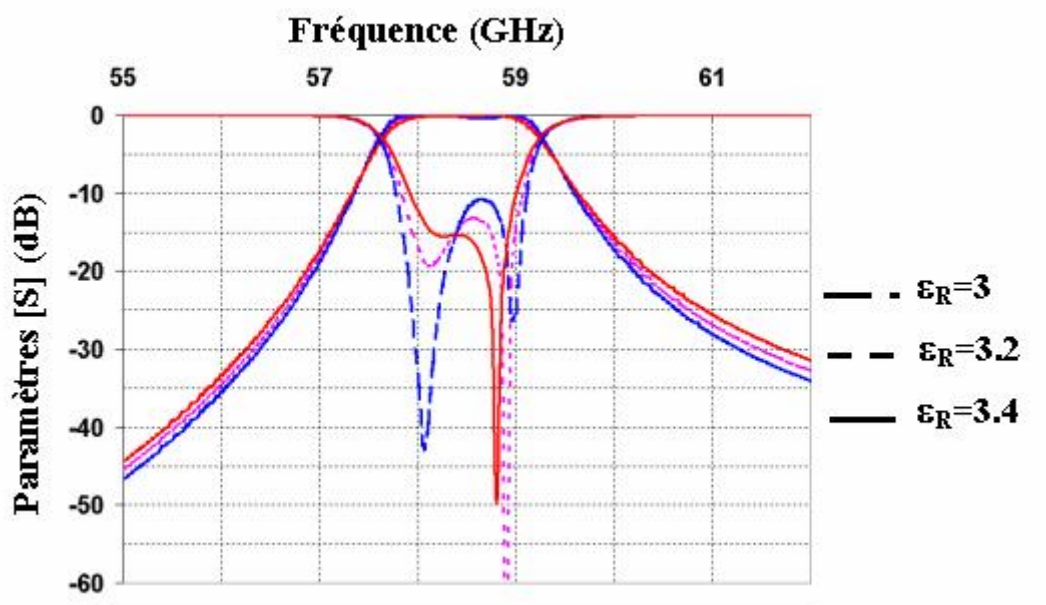
**Figure II.52 :** Comparaison de la réponse du filtre 3 pôles optimisé par la simulation électromagnétique avec l'objectif de filtrage imposé

### IV.2.2.3 Etude de sensibilité

Afin de finaliser la conception du filtre reporté, nous avons réalisé des études de sensibilité sur certains paramètres du modèle électromagnétique de la structure.

#### Permittivité du polymère

Le polymère utilisé est constitué de deux couches, du Biac de permittivité  $\epsilon_r = 3$  et du microlam de permittivité  $\epsilon_r = 3,4$  [76]. Afin de faciliter les simulations, nous avons réduit cette association à une couche unique de permittivité équivalente  $\epsilon_r = 3,2$ . Nous présentons sur la figure II.53, l'effet d'une variation de la permittivité autour de cette valeur sur la réponse du filtre reporté.

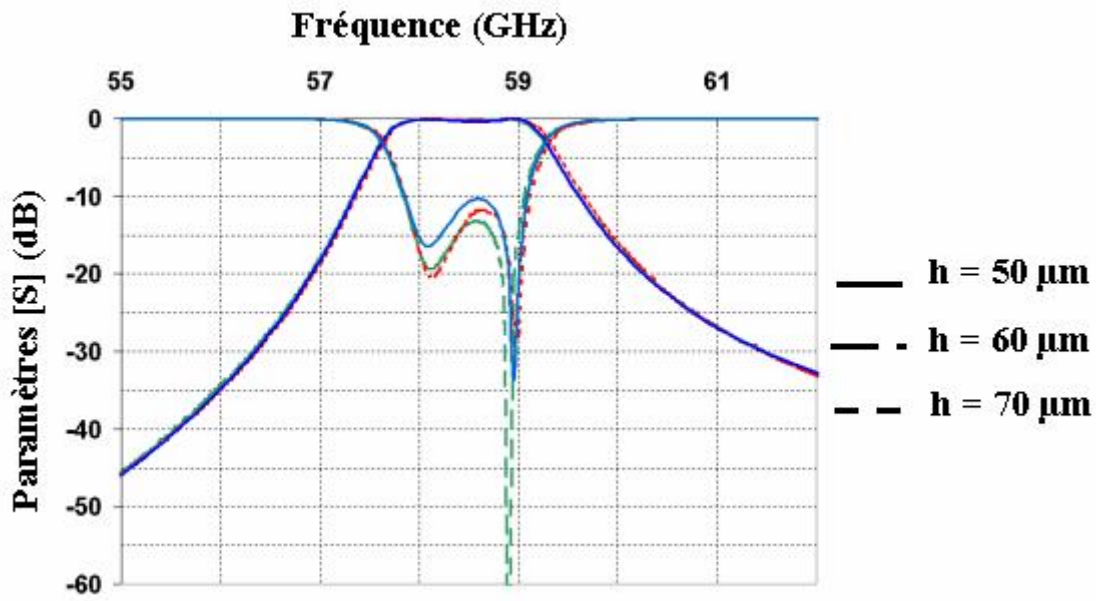


**Figure II.53 :** Evolution de la réponse électromagnétique du filtre trois pôles reporté pour une variation de la permittivité du polymère

Nous pouvons constater que la variation de la permittivité du polymère a une influence sur l'impédance de sa ligne coplanaire et donc sur l'adaptation de la transition. Les dégradations engendrées restent raisonnables malgré les variations relativement importantes de  $\pm 6,5\%$  que nous avons appliquées à la permittivité.

#### Hauteur des bumps

Nous avons ici étudié les conséquences d'une variation de hauteur des bumps de report. Théoriquement, ce paramètre vaut  $60\ \mu\text{m}$ , mais il peut être sensible aux conditions de report. En simulation, nous l'avons fait varier entre  $50$  et  $70\ \mu\text{m}$  (figure II.54).



**Figure II.54 :** Evolution de la réponse électromagnétique du filtre trois pôles reporté pour une variation de la hauteur des bumps

Là encore, notre structure se révèle très peu sensible à une variation de ce paramètre, dans ces conditions.

#### Surgravure du silicium

Comme nous l'avons vu lors de la fabrication du premier filtre en bande Q, la surgravure des trous dans le silicium a une influence sur la fréquence de fonctionnement du filtre et sur les couplages inter-résonateurs. Nous avons donc évalué les conséquences d'une surgravure du diamètre des trous de 10 ou 20  $\mu\text{m}$  sur les caractéristiques du filtre complet reporté (tableau II.3).

Diamètre des trous dans le silicium	$K_{ij}$	$f_0$
+ 10 $\mu\text{m}$	+ 10 %	+ 1,1 %
+ 20 $\mu\text{m}$	+ 15 %	+ 2,2 %

**Tableau II.3 :** Impact de la surgravure du silicium sur les caractéristiques du filtre trois pôles reporté

Comme nous l'avons montré pour le premier filtre, ce paramètre est très sensible et perturbe le fonctionnement du filtre. Il faudra donc y porter une attention toute particulière lors de la fabrication du circuit.

### IV.3 FABRICATION ET MESURES

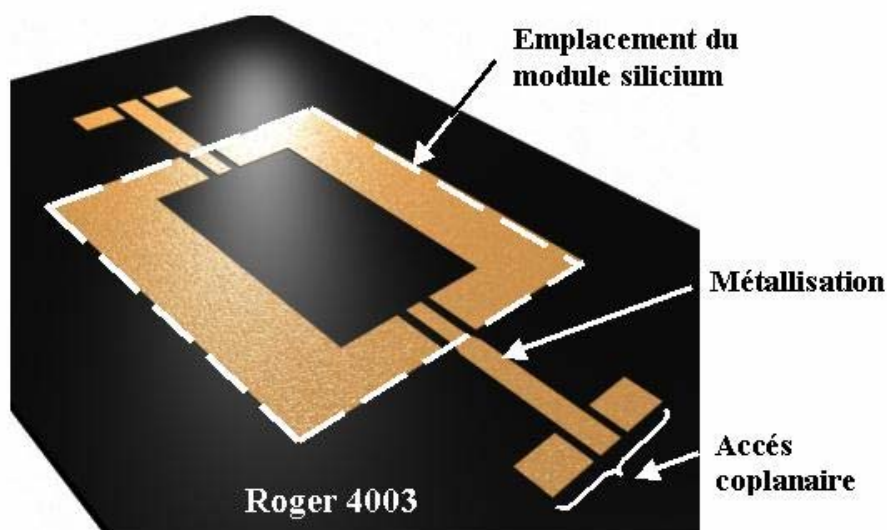
#### IV.3.1. FABRICATION

La fabrication de ce circuit s'est déroulée au sein de THALES R&T à Orsay. Elle fait appel à de nombreuses étapes de réalisation et a donc nécessité une étroite collaboration avec les technologues pour la conception et le dessin des masques. Cette collaboration avait été amorcée au cours de la conception du circuit afin de modéliser précisément les matériaux utilisés et de respecter les contraintes technologiques lors du dimensionnement de la structure.

La réalisation du circuit peut se décomposer en trois grandes étapes, la préparation du substrat d'accueil (gravure des lignes de transmission), la fabrication du module filtre sur silicium et enfin, l'assemblage de ce dernier sur le substrat d'accueil.

##### Substrat d'accueil

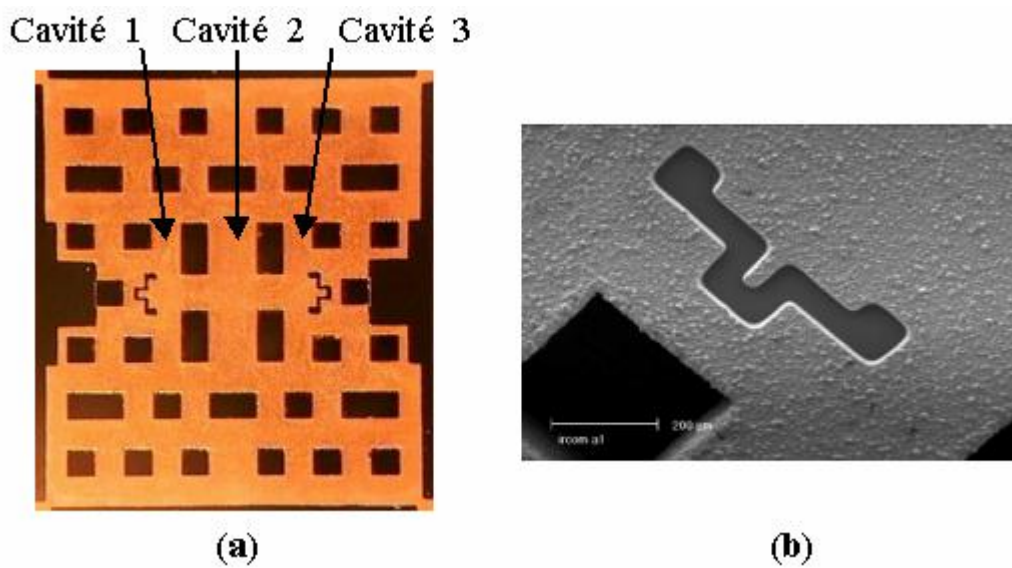
Le substrat d'accueil est un duroïd, le ROGER 4003, d'épaisseur  $h = 200 \mu\text{m}$ . la métallisation utilisée est du cuivre sur  $35 \mu\text{m}$  recouvert d'une couche d'étain de passivation qui protège le circuit de l'oxidation. Des via-holes permettent d'assurer la continuité de masse électrique entre le niveau signal et le plan de masse du substrat. La figure II.55 est une image du circuit PCB (Printed Circuit Board) qui accueillera le module silicium du filtre.



**Figure II.55 :** Vue d'ensemble du circuit P.C.B qui servira de substrat d'accueil pour le filtre silicium

### Filtre silicium

Le filtre est réalisé sur un substrat de silicium haute résistivité d'épaisseur 500  $\mu\text{m}$ . Le substrat est percé de part en part afin de délimiter les trois cavités par des trous. Cette étape est effectuée en appliquant une technique de gravure sèche DRIE dont nous avons détaillé le principe dans le premier chapitre. Le circuit est ensuite entièrement métallisé, sur ses faces supérieure, inférieure et sur les flancs des trous. Une sous-couche de Titane, puis 10  $\mu\text{m}$  de cuivre sont déposés par pulvérisation cathodique suivie d'une croissance électrolytique. Les motifs d'excitation coplanaires sont gravés dans la métallisation de la face supérieure du wafer comme nous pouvons le voir sur la figure II.56.



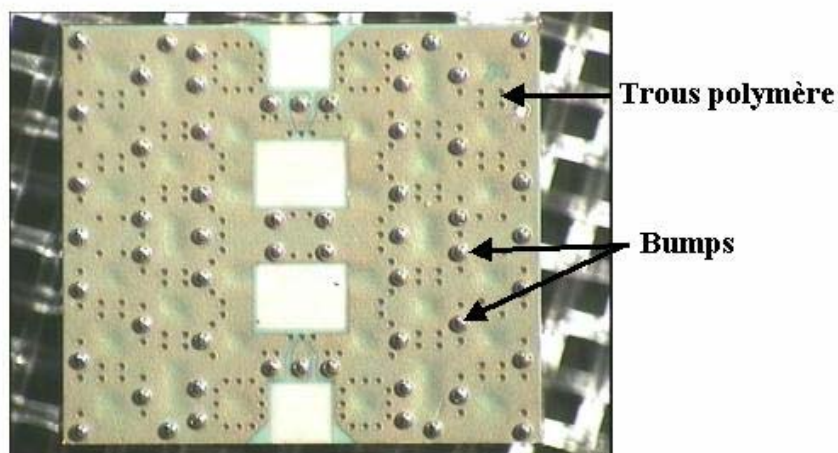
**Figure II.56 :** (a) Photographie du filtre silicium fabriqué avant le laminage du polymère  
(b) Détail de la gravure de l'excitation coplanaire (MEB)

Le polymère est laminé à haute pression sur la face supérieure du filtre, puis percé par usinage laser pour définir les via-holes qui serviront aux interconnexions. Enfin, un dépôt de cuivre suivi d'une photolithographie permettent de métalliser les trous et de tracer les lignes de signal sur le polymère.

### Report du module

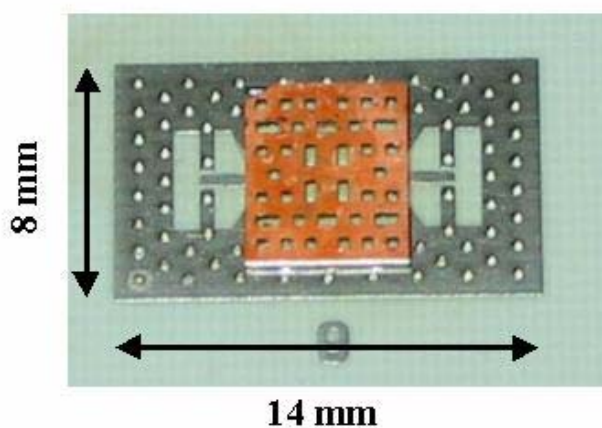
La dernière étape de fabrication et l'assemblage du filtre silicium sur le PCB. Comme nous l'avons déjà évoqué, la méthode d'interconnexion par une soudure de type Flip-Chip est

utilisée. Une croissance de billes d'étain / plomb est réalisée sur le polymère du module silicium pour former les bumps (figure II.57).



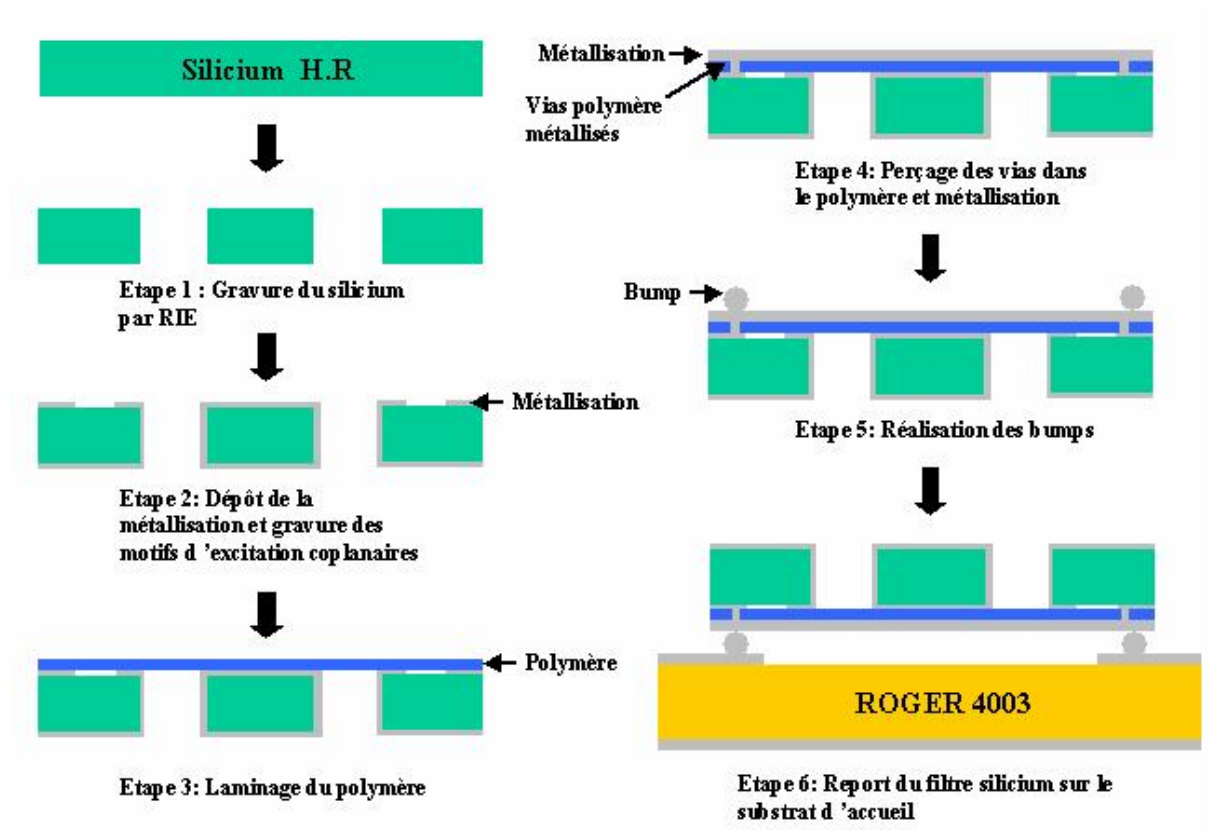
**Figure II.57 :** Photographie de la face supérieure du filtre silicium avec le polymère et le réseau de bumps avant le report sur le PCB

Le filtre est ensuite retourné, aligné avec les lignes de signal du PCB et mis en contact avec ce dernier. Une étape de refusion des bumps permet de finaliser le report en soudant les deux éléments ensemble (figure II.58).



**Figure II.58 :** Photographie du filtre complet reporté sur le substrat d'accueil

Pour conclure, le résumé des principales étapes de la fabrication est présenté sur la figure II.59.

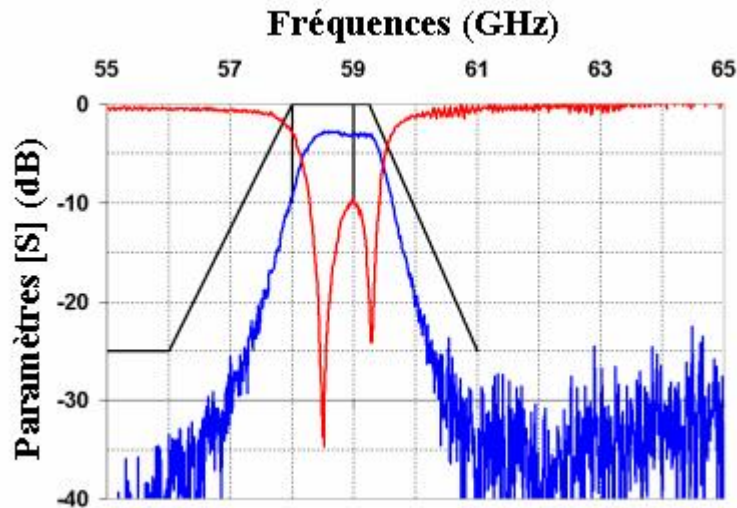


**Figure II.59** : Description des principales étapes de réalisation et de report du filtre sur le PCB

#### IV.3.2. MESURES

##### IV.3.2.1 Comportement électrique du circuit

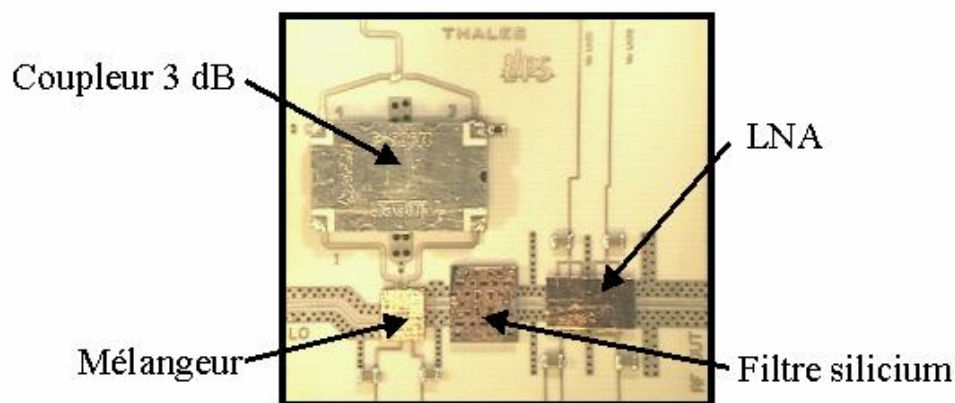
Le circuit que nous venons de présenter a été mesuré à l'aide d'une station sous pointe et d'un analyseur de réseau vectoriel. L'effet des pads coplanaires utilisés pour la mesure sous pointes du circuit reporté sur le PCB a été retiré de la mesure grâce à une technique de deembedding [77]. La figure II.60 représente le résultat de cette mesure confronté aux objectifs modélisés par le gabarit de filtrage.



**Figure II.60** : Comparaison de la réponse du filtre trois pôles fabriqué avec le gabarit de filtrage imposé

La fonction observée présente un décalage de 0,3 % sur la fréquence qui était de 58,8 GHz en simulation et de 59 GHz en mesure, ainsi qu'un rétrécissement de 0,18 % de la bande passante ( $\Delta f_{\text{equiSIM}} = 1,1 \text{ GHz}$ ,  $\Delta f_{\text{equiMES}} = 1 \text{ GHz}$ ). La bande passante entre 58 et 59 GHz, imposée par le gabarit, n'est donc pas tout à fait respectée. Néanmoins, les autres contraintes de filtrage sont parfaitement remplies. La réjection à 56 GHz est inférieure à 30 dB pour 25 dB demandés, les pertes d'insertion dans la bande de  $-3 \text{ dB}$  sont inférieures aux 5 dB requis et l'ondulation maximum tolérée de 0,5 dB par bande de 50 MHz est également respectée.

Le principe de fonctionnement et la méthode de conception ont donc été validés par ces mesures. Le filtre a donc été intégré au démonstrateur d'émetteur à 58 GHz. Les mesures de démonstrateur ne nous ont pas été communiquées.



**Figure II.61** : Photographie de la partie RF de l'émetteur à 58 GHz



### IV.3.2.2 Comportement mécanique du circuit

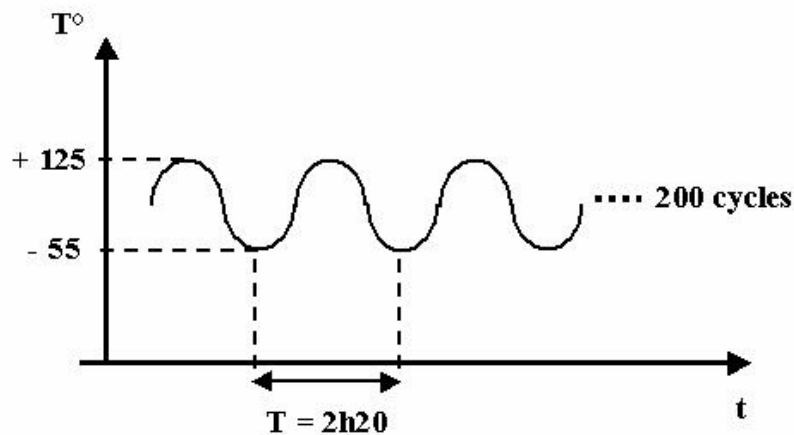
En vue de son intégration au module d'émission – réception, le filtre a dû subir une série de tests visant à éprouver son comportement en milieu réel. Il est important de préciser que le circuit testé n'est pas celui dont nous avons décrit les performances électriques précédemment, il ne présente donc pas un fonctionnement optimal.

Le but de cette étude est seulement de mesurer l'impact des contraintes environnementales sur les performances du circuit. Ceci, en comparant les mesures électriques réalisées avant et après les tests.

Ces études concernent la température, l'humidité et les vibrations.

#### Contraintes en température

Ce test consiste à placer le circuit dans une étuve et à lui faire subir des VRT (Variations Rapides de Température ambiante) pour comparer ses performances avant et après les contraintes en température. La gamme de variation est de 170°C entre -55°C et +125°C avec une pente de 5°C/min. Le circuit subit ainsi une variation de température ambiante de forme sinusoïdale, de période 2h20, sur 200 cycles (figure II.62).



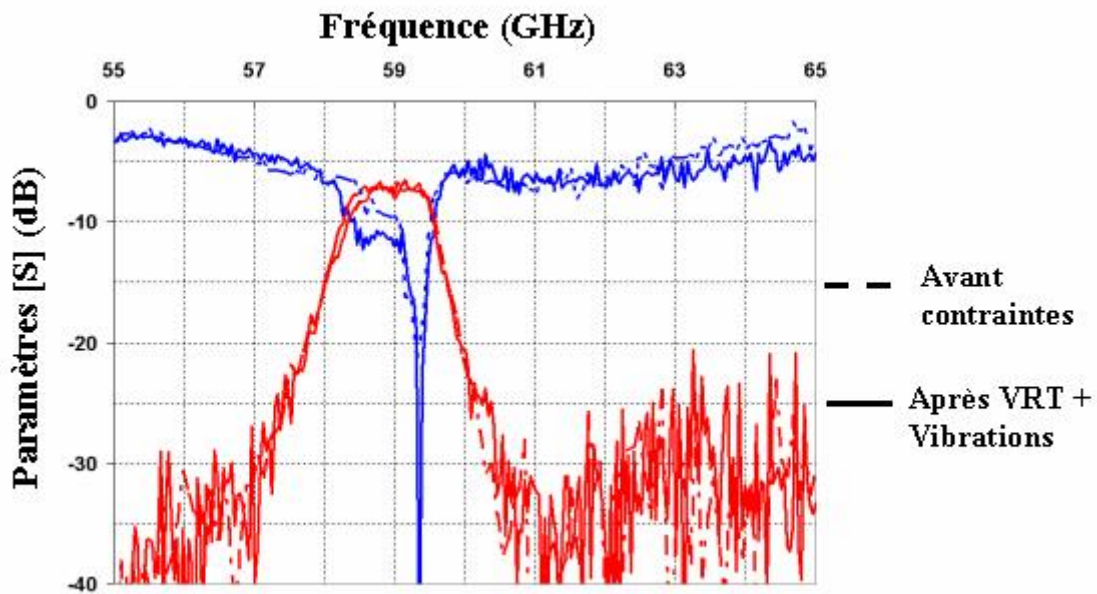
**Figure II.62** : Evolution temporelle de la contrainte en température imposée au circuit

#### Contraintes en vibration

Ici, le circuit est soumis à des vibrations suivant les trois axes, 2h30 par axe, pour quatre gammes de fréquences :

- 5 Hz → 13 Hz
- 13 Hz → 40 Hz
- 40 Hz → 86 Hz
- 86 Hz → 2000 Hz

Sur la figure II.63 sont comparées les mesures électriques du circuit avant toute contrainte et après avoir subit 200 VRT et un cycle de vibrations.

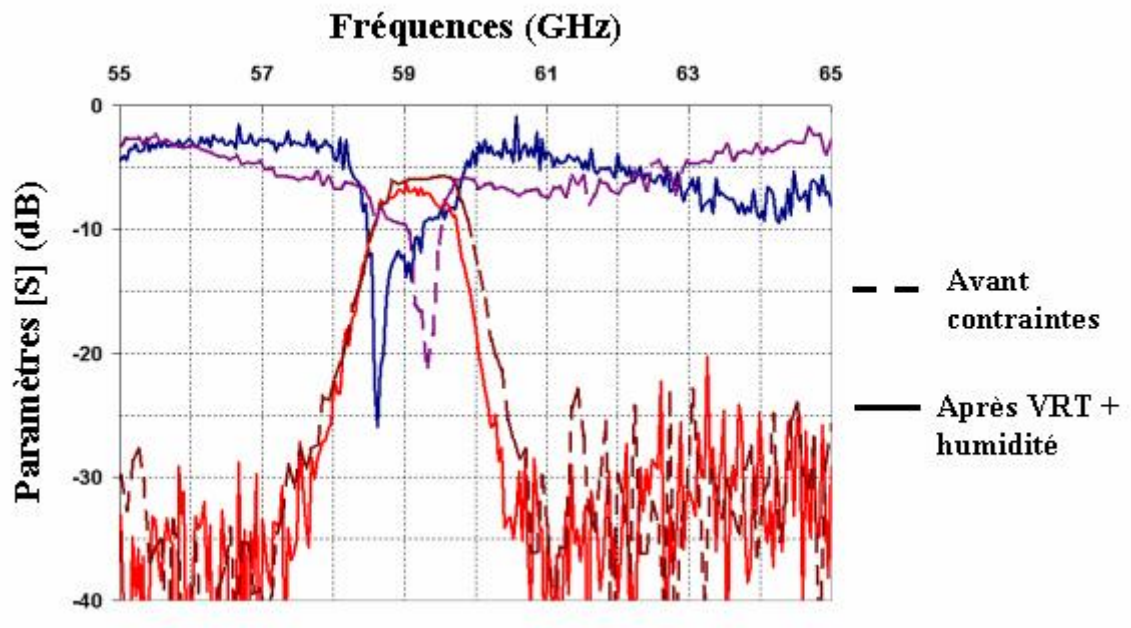


**Figure II.63 :** Comparaison des performances électriques du circuit avant et après l'application des contraintes en température et en vibration

Nous pouvons constater, qu'aux problèmes de mesure près, le circuit ne montre pas de signe de dégradation, que se soit sur la fréquence de fonctionnement, sur la bande passante ou sur les pertes d'insertion.

#### Contraintes en humidité

Pour cette étude, le circuit testé est placé dans une atmosphère à 85 °C avec 85 % d'humidité relative pendant 11 jours. Nous observons sur la figure II.64, les mesures électriques du circuit avant et après qu'il ait subi 200 VRT et un test d'humidité.



**Figure II.64 :** Comparaison des performances électriques du circuit avant et après l'application de la contrainte en humidité

Une diminution de la bande passante de 10 % et une augmentation des pertes d'insertion de l'ordre de 1 dB, sûrement liée à la variation de la bande passante, apparaissent. La fréquence elle, ne varie pas.

Ces résultats ne constituent pas une réelle étude de fiabilité, pour cela, il aurait fallu réaliser cette étude sur un plus grand nombre de circuits. Néanmoins, ils démontrent que notre circuit est relativement peu sensible aux contraintes extérieures. De plus, les dégradations observées sur la bande passante et les pertes pourront facilement être réglées en amont, lors de la conception, en prévoyant cette tendance.

## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une application des structures périodiques à la réalisation de filtres quasi-planaires sur substrat de silicium en bande Q et V.

La topologie des résonateurs développés permet d'atteindre des facteurs de qualité de l'ordre de 300 – 400, c'est à dire supérieurs à ce qui se fait en technologie planaire classique à ces fréquences ( $Q_0 < 100$ ), tout en restant dans un environnement planaire. Leur fabrication fait appel à des technologies planaires collectives et répond donc aux contraintes de réduction

des coûts et de simplicité de fabrication imposées par l'évolution du marché des composants hyperfréquences.

Dans une première partie, nous avons présenté une étude de faisabilité du concept de filtre basé sur un réseau périodique métallique. Le filtre passe bande deux pôles développé pour cette étude a été entièrement conçu et fabriqué à l'IRCOM. Il fonctionne en bande Q autour de 45 GHz avec une bande passante à  $-3$  dB de 8%.

Les travaux décrits dans la seconde partie de ce chapitre concernent l'étude technologique de filtre MMW montables en surface. Ils ont été menés en collaboration avec THALES R&T, dans le cadre du projet européen LIPS visant à développer les technologies d'interconnexion bas coût et l'intégration de sous-systèmes pour des applications de communication et de radar.

Le concept démontré dans la première partie du chapitre a donc été appliqué à la conception d'un filtre passe bande trois pôles quasi-planaire sur silicium fonctionnant en bande V. La transition permettant le report et l'intégration de ce filtre sur un substrat d'accueil PCB a également été étudiée. Ce circuit, centré sur 58,8 GHz et présentant 2% de bande passante équiondulation a été fabriqué par THALES R&T pour être intégré à un démonstrateur d'émetteur – récepteur WLAN.

Nous avons donc démontré l'intérêt des structures périodiques pour la réalisation de dispositifs de filtrage bas coûts dans un environnement modulaire, aisément intégrables à un environnement planaire avec de bonnes performances électriques.

# CHAPITRE III

*Applications des structures périodiques et de la  
technologie LTCC pour la réalisation de filtres quasi  
planaires compacts*



## I. INTRODUCTION

Dans l'optique de toujours réduire les coûts et l'encombrement des circuits hyperfréquences, tout en améliorant leurs performances électriques, nous avons vu au cours du premier chapitre que la tendance était à la conception de dispositifs de type MCM. Dans ce domaine, l'une des technologies les plus développées et les plus utilisées est le procédé LTCC que nous avons brièvement présenté dans le premier chapitre. Cette méthode de fabrication qui consiste à empiler des couches de céramique permet l'intégration de fonctions dans la troisième dimension et donc la réduction de l'encombrement des circuits et l'amélioration des performances électriques des interconnexions entre les différents éléments d'un module. Dans le cadre du projet européen PIDEA LOTTO [78], dont le but est notamment d'étudier des solutions de filtrage à 40 GHz pour l'intégration dans des modules de télécommunications, nous avons travaillé en collaboration avec VTT Electronics, un organisme de recherche Finlandais. Ces derniers ont mis à notre disposition leur technologie de fabrication LTCC pour la réalisation de circuits.

Nous avons donc cherché à appliquer le concept de filtre développé dans le deuxième chapitre à la technologie LTCC, en profitant du potentiel d'intégration 3D de cette dernière.

Une première partie sera consacrée à la description détaillée de la technologie LTCC. Puis, nous présenterons la conception et la fabrication d'un filtre en bande Q à 42,6 GHz avec 7% de bande passante à  $-3$  dB constitué de cavités délimitées dans le diélectrique par un réseau de via-holes métallisés. L'intégration de défauts capacitifs nous a permis de réduire l'encombrement de ces cavités. Comme pour les circuits silicium déjà présentés, la topologie quasi-planaire de ces filtres permet leur intégration aisée à un environnement planaire. Enfin, les performances de filtrage visées correspondent à la voie  $T_X$  d'un module E/R à concevoir dans le cadre du projet LOTTO.

## II. LA TECHNOLOGIE MULTI-COUCHES LTCC

Dans cette partie, nous allons décrire la technologie de fabrication LTCC. Ceci afin d'intégrer et de prendre en compte dès la conception, la façon dont sera fabriqué le circuit et ainsi anticiper les points sensibles auxquels il faudra porter attention lors de l'optimisation de ses dimensions.

## II.1 GENERALITES

La technologie **Low Temperature Cofired Ceramic** permet de produire des circuits multi-couches à partir de simples feuilles de céramique laminées ensemble et cuites en une seule étape. Dans les années 80, les matériaux **High Temperature Cofired Ceramic** nécessitaient une température de cuisson supérieure à 1600°C, seul des métaux faiblement conducteurs tel le tungstène ou molybdène pouvaient être utilisés. La mise au point des matériaux LTCC ayant une température de cuisson inférieure à 1000°C a permis l'utilisation de métaux faiblement résistifs comme l'or, le cuivre et l'argent et donc d'améliorer les performances des circuits réalisés.

Avec cette technologie, l'intégration des composants se fait aussi bien horizontalement que verticalement et permet ainsi, la conception de circuits utilisant les trois dimensions. Grâce à cette approche multi-couches et à la possibilité d'enterrer des composants passifs, ce procédé correspond à la demande actuelle concernant l'augmentation de la densité d'intégration des circuits avec des réductions de dimensions pouvant aller jusqu'à 50% comparé à un PCB. Les composants LTCC sont parfaitement protégés des perturbations extérieures et ne nécessitent pas d'encapsulation supplémentaire. Il sont compatibles avec un grand nombre de techniques de type CMS permettant ainsi leur intégration sur des substrats bas-coûts.

L'investissement initial est élevé mais, par la suite, les techniques de fabrication sont relativement simples et peu coûteuses. Le procédé peut être réellement appliqué à la production de masse car de nombreuses étapes peuvent être automatisées.

## II.2 PROCEDE DE FABRICATION [79,80]

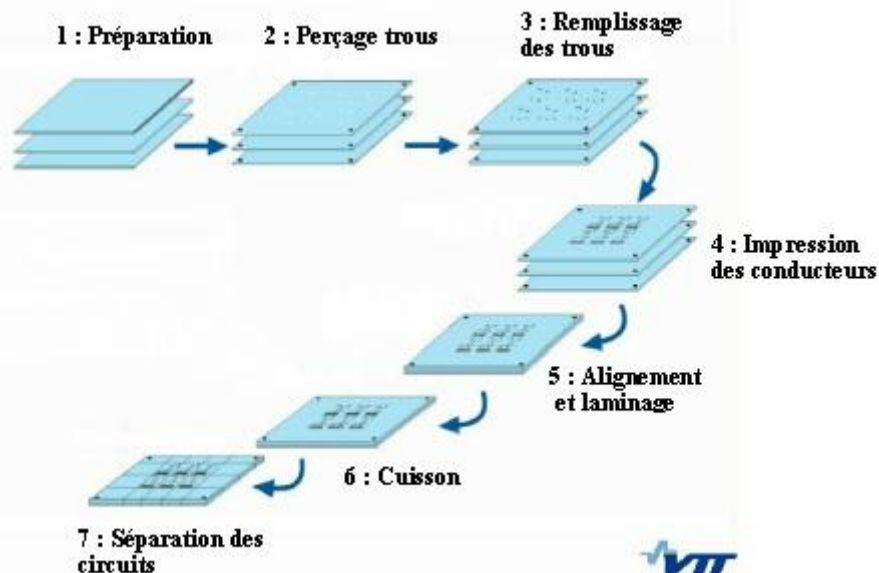
Le procédé de fabrication LTCC est très proche des HTCC sans les contraintes concernant les conditions de cuisson. Les matériaux sont composés d'un mélange de verre, d'alumine, de composés organiques et de solvants. Selon les proportions de ces différents composants, les fabricants proposent des céramiques dont les propriétés physiques (permittivité, conductivité thermique, résistance mécanique,...) varient. Nous présentons, sur le tableau III.1, quelques exemples de productions. Le matériau est conditionné sous forme de feuilles souples généralement en rouleau.



	Dupont 951	Ferro A6S	Heratape CT700	EMCAT 8800
Constante diélectrique	7,8	5,9	7,9	7,2
Tan $\delta(10^{-3})$	1,5	1,3	<2	<2
Rétrécissement				
X, Y	13% $\pm$ 2%	14,50% $\pm$ 2%	15% $\pm$ 2%	12% $\pm$ 2%
Z	15% $\pm$ 5%	35% $\pm$ 5%	25% $\pm$ 5%	14% $\pm$ 5%
Métallisation	Au/Ag - Ag - Au			

**Tableau III.1** : Caractéristiques des principaux matériaux utilisés en technologie LTCC [81]

Les procédés de fabrication de modules LTCC varient peu selon les fabricants. Ils se décomposent en plusieurs étapes que nous allons décrire ci-dessous (figure III.1).



**Figure III.1** : Description des principales étapes d'une chaîne de réalisation LTCC (Source VTT Electronics)

**Etape 1** : cette étape regroupe les phases de préparation du matériau. Les feuilles de céramique sont déroulées et découpées au format du circuit avec une lame, un poinçon ou un laser. Pour certains matériaux, les feuilles doivent subir une cuisson. Des marques de repérage sont ensuite appliquées pour permettre l'alignement des couches entre elles en fin de processus.

**Etape 2** : les trous et les cavités sont ouvertes dans les couches concernées. Cette étape est réalisée par poinçonnage ou usinage laser.

**Etape 3** : le remplissage des trous avec une encre conductrice est réalisé à l'aide d'un procédé de type sérigraphie utilisant un pochoir métallique.

**Etape 4** : les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur chaque feuille avec le même procédé que pour le remplissage des trous. Les feuilles sont ensuite séchées dans une étuve. A ce stade, toutes les couches peuvent être contrôlées visuellement et électriquement avant de passer à l'étape suivante.

**Etape 5** : les couches qui vont composer le module LTCC final sont alignées grâce aux repères placés lors de la première étape, puis empilées et enfin pressées entre deux plaques à une température de 70°C, une pression de 200 bars pendant dix minutes.

**Etape 6** : le cofrittage : les couches de céramiques laminées sont cuites suivant un profil de cuisson spécifique qui nécessite le recours à un four programmable. Cette cuisson s'accompagne d'un rétrécissement des couches selon les plans X, Y et Z variable selon les matériaux utilisés et dont il faut tenir compte pendant les étapes d'impression et de perçage des trous. Ces rétrécissements sont de l'ordre de 12 à 16 % selon les axes X et Y et 15 à 25 % selon l'axe Z. Ils sont connus par les fabricants avec une incertitude de plus ou moins 0,2 %. A la fin de cette étape, les couches de céramiques sont solidaires et forment un bloc compact et rigide (tableau III.1).

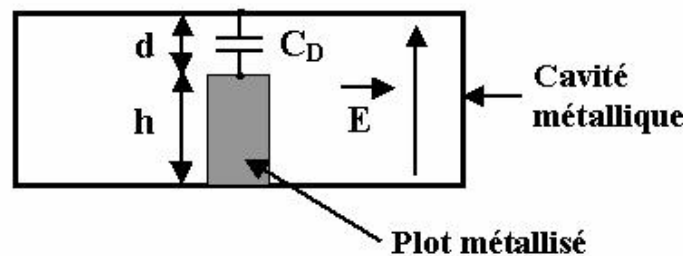
**Etape 7** : les faces inférieures et supérieures peuvent subir une dernière étape d'impression afin d'y intégrer de la connectique ou des composants, une étape de post-cuisson est alors nécessaire. Des tests sur les caractéristiques géométriques et électriques du module LTCC sont réalisés et le circuit est découpé si besoin.

### III. ETUDE D'UN RESONATEUR EN CAVITE LTCC A PLOT CAPACITIF

#### III.1 PRINCIPE [82,83]

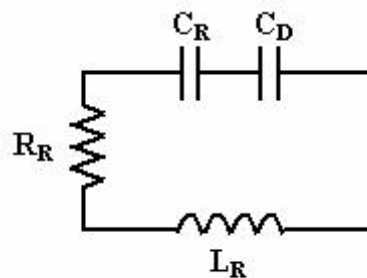
Le principe de cavité diélectrique délimitée par un réseau périodique de trous métallisés traversant le substrat de part en part a été largement décrit dans le chapitre précédent. Nous utilisons ici le même mode de fonctionnement, le  $TM_{110}$  et la seule différence provient du substrat employé qui n'est pas du silicium mais un empilement de couches

céramiques. Dans le cadre du projet LOTTO, nous avons cherché à réduire significativement les dimensions des composants réalisés en LTCC. Cette technologie multi-couches permet de définir des trous ne traversant pas tout le substrat mais un certain nombre de couches. En ajoutant un trou non débouchant au centre de la cavité décrite précédemment, nous réalisons une structure de type cavité réentrante [84,85]. Ce renforcement de la cavité en son centre, zone où le champ électrique  $\vec{E}$  est le plus intense dans le cas du mode  $TM_{110}$ , va créer un effet capacitif entre le sommet du renforcement et la paroi de la cavité (figure III.2). Ce principe peut très bien être appliqué à la technologie silicium, dans ce cas, la dimension du plot central ne varie pas de façon discrète mais continue. La profondeur de gravure doit être cependant bien maîtrisée.



**Figure III.2 :** Schéma descriptif de l'effet capacitif apparaissant au centre de la cavité

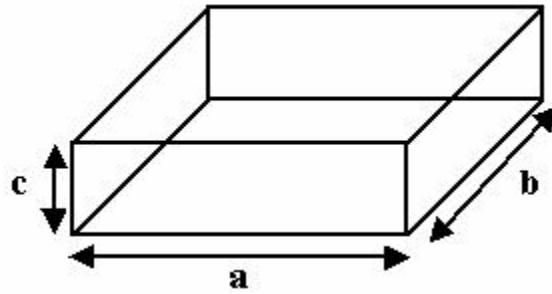
Si l'on utilise un modèle RLC série électrique en éléments localisés du résonateur, cet effet capacitif vient s'ajouter à la capacité et à l'inductance représentant la résonance (figure III.3).



$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot (C_R + C_D)}}$$

**Figure III.3 :** Modélisation de l'effet capacitif sur un circuit RLC série

La fréquence de résonance qui est dépendante des valeurs de  $L_R$  et  $C_R + C_D$  va donc décroître avec l'augmentation de l'effet capacitif. Ce phénomène est donc très intéressant, nous allons l'utiliser pour contrarier l'évolution inversement proportionnelle de la fréquence de résonance d'une cavité en fonction de ses dimensions (figure III.4).



$$f_r = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_R}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p \cdot \pi}{c}\right)^2}$$

**Figure III.4 :** Calcul théorique de la fréquence de résonance d'une cavité rectangulaire

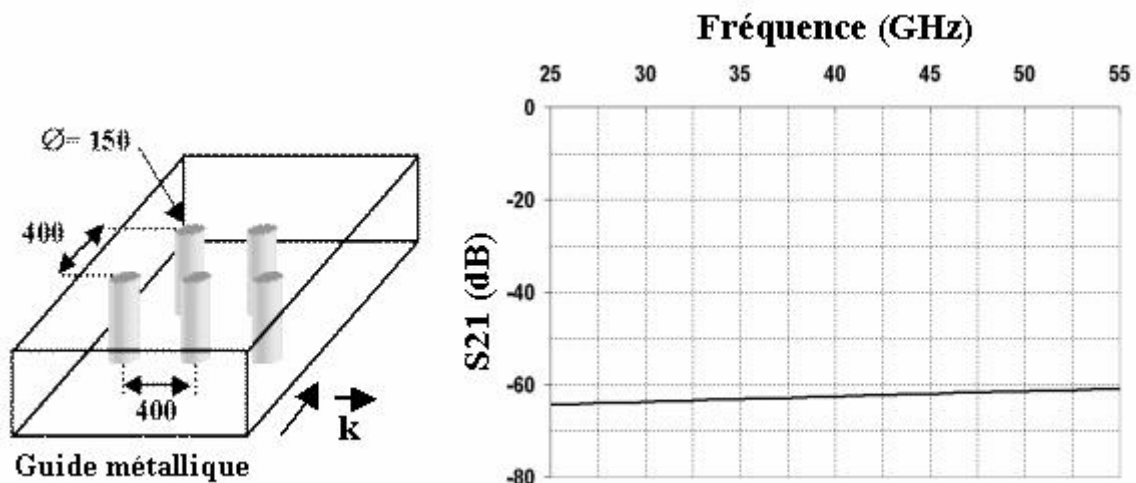
A dimensions équivalentes, la fréquence de résonance d'une cavité à défaut capacitif est donc plus basse que celle d'une cavité classique et ce d'autant plus que l'effet capacitif est important. La fréquence de résonance d'une cavité réentrante est donc la même qu'une cavité classique d'encombrement plus important.

### III.2 CAVITE LTCC DELIMITEE PAR UN RESEAU PERIODIQUE DE TROUS METALLISES

Dans cette partie, nous avons appliqué le concept démontré dans le deuxième chapitre afin de concevoir une cavité à 42,6 GHz délimitée dans le substrat LTCC par des vias métallisés. Le matériau utilisé est du Ferro A6S ( $\epsilon_r = 5,9$ ) constitué de 6 couches de 99  $\mu\text{m}$  (après rétrécissement), l'épaisseur totale du substrat est donc approximativement de 600  $\mu\text{m}$ .

#### III.2.1. LE RESEAU DE TROUS METALLISES [86,87]

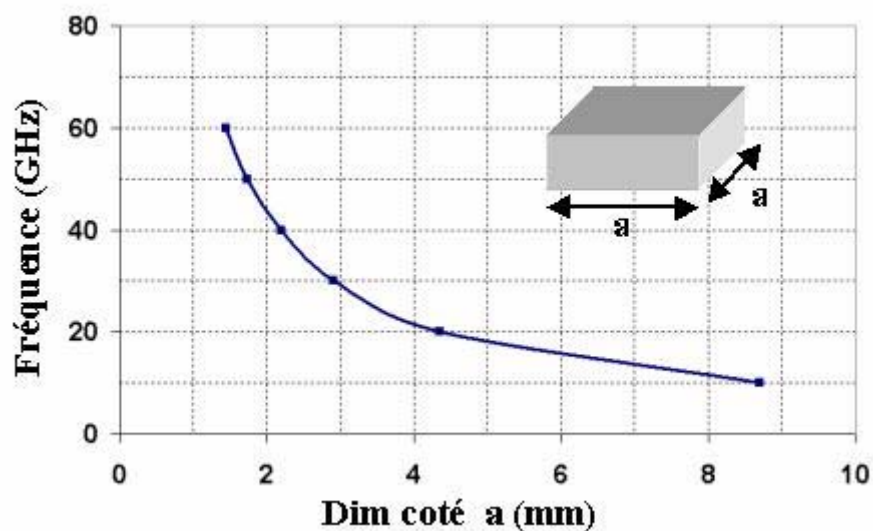
En technologie LTCC, les vias sont réalisés mécaniquement, les diamètres qui nous sont proposés par VTT sont de 150, 200 ou 250  $\mu\text{m}$ . La distance centre à centre minimale entre les vias est limitée à deux fois et demi le diamètre des vias concernés. Notre expérience dans ce type de structure et l'expérience acquise lors de l'étude des filtres sur silicium nous ont permis de choisir les caractéristiques du réseau périodique de trous afin que celui-ci présente des propriétés de stop bande autour de 42,6 GHz. Ce dernier est donc basé sur un réseau triangulaire constitué de deux rangées de trous métallisés de diamètres 150  $\mu\text{m}$  espacés de 400  $\mu\text{m}$  centre à centre. La simulation électromagnétique d'un guide d'onde métallique rempli de Ferro A6S, chargé par le réseau de vias et excité sur son mode  $\text{TE}_{10}$ , nous a permis d'observer une réjection supérieure à 60 dB sur la bande 25-55 GHz (figure III.5).



**Figure III.5 :** Réponse en transmission d'un réseau de deux rangées de trous métallisés insérées dans du Ferro A6S ( $\epsilon_r=5.9$ )

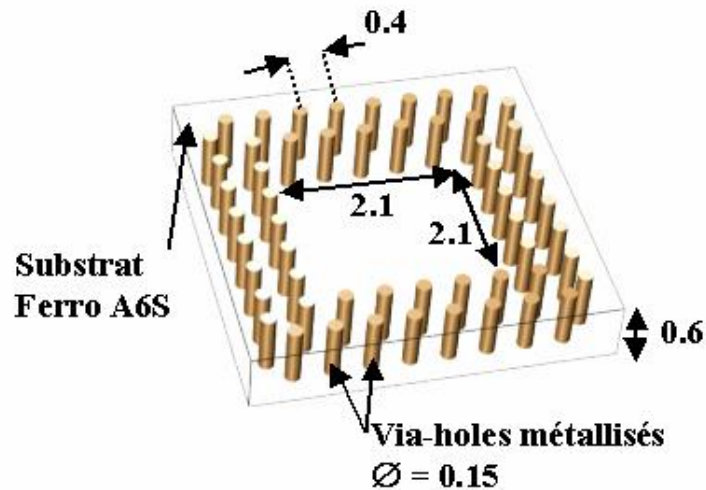
### III.2.2. DIMENSIONNEMENT DE LA CAVITE

Dans un premier temps, nous avons étudié la variation de la fréquence de résonance du mode  $TM_{110}$  d'une simple cavité métallique remplie de matériau Ferro A6S en fonction de ses dimensions (figure III.6). Ces résultats sont issus de simulation EM3D en oscillations libres.



**Figure III.6 :** Fréquence de résonance du mode  $TM_{110}$  d'une cavité métallique remplie de Ferro A6S ( $\epsilon_r=5.9$ ) en fonction de ses dimensions

Nous nous sommes ensuite appuyés sur les résultats précédents afin d'utiliser le réseau périodique de trous pour confiner le champ électromagnétique dans une cavité à l'intérieur du substrat LTCC. Les résultats de l'optimisation de cette structure sont présentés sur la figure III.7.



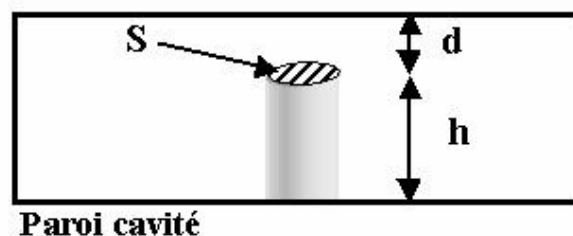
**Figure III.7 :** Représentation de la cavité optimisée à 42.6 GHz et de ses dimensions en mm

Les dimensions internes de la cavité sont de 2,1 x 2,1 mm<sup>2</sup>.

### III.3 CAVITE LTCC AVEC PLOT CAPACITIF [88]

#### III.3.1. INFLUENCE DU PLOT CAPACITIF

Nous allons présenter ici les études paramétriques portant sur l'influence du plot capacitif sur le fonctionnement de la cavité optimisée précédemment. Comme nous l'avons vu, ce plot est un via métallisé situé au centre de la cavité et ne traversant pas entièrement le substrat. L'effet capacitif introduit dans le fonctionnement de la cavité modifie sa fréquence de résonance qui va être fonction de la distance  $d$  entre le sommet du via et la face supérieure métallisée de la cavité, ainsi que de la surface de vis à vis  $S$  de ces deux plans (figure III.8).



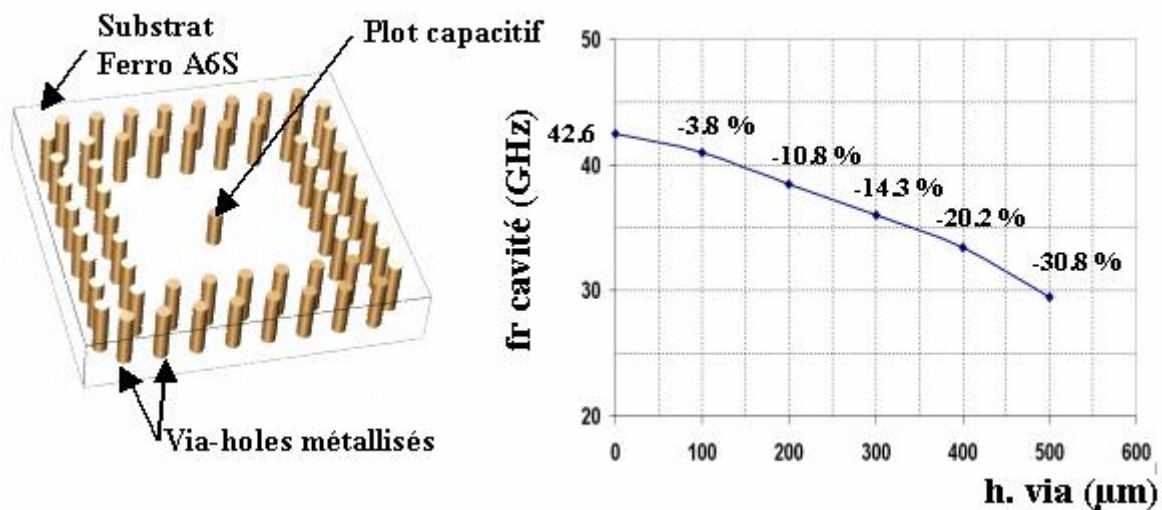
$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \cdot \pi \cdot 10^9} \text{ F / m} \quad \varepsilon_R = 5.9$$

$$C \# \varepsilon_R \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{S}{d} \quad (\text{effets de bord négligés})$$

**Figure III.8 :** Représentation schématique de l'effet capacitif

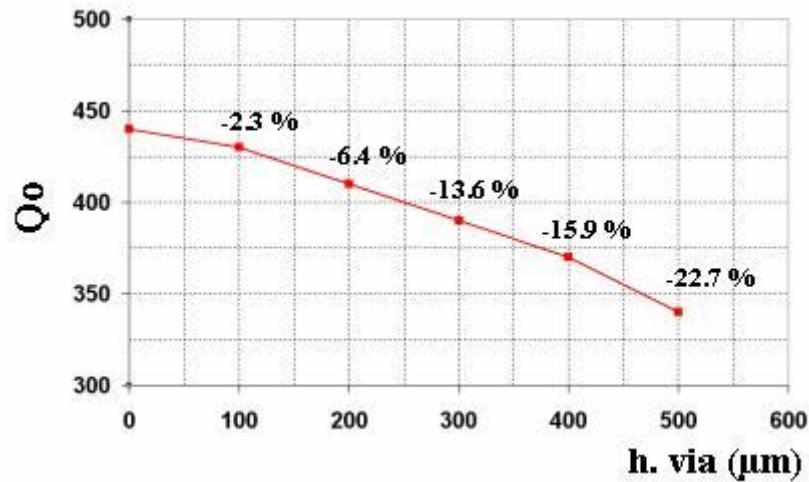
### III.3.1.1 Hauteur du via

Comme nous l'avons vu dans la partie dédiée à la description du processus de fabrication LTCC, les vias sont réalisés sur chaque niveau avant le laminage des couches ensemble. Ce paramètre ne peut donc prendre que des valeurs discrètes avec un pas égal à l'épaisseur d'une couche, approximativement égale à  $100\ \mu\text{m}$  ; dans notre cas, six couches de LTCC sont utilisées. Nous avons donc étudié l'évolution de la fréquence de résonance de la cavité décrite précédemment dans laquelle est placé un via métallisé de diamètre  $150\ \mu\text{m}$  et de hauteur variable (figure III.9).



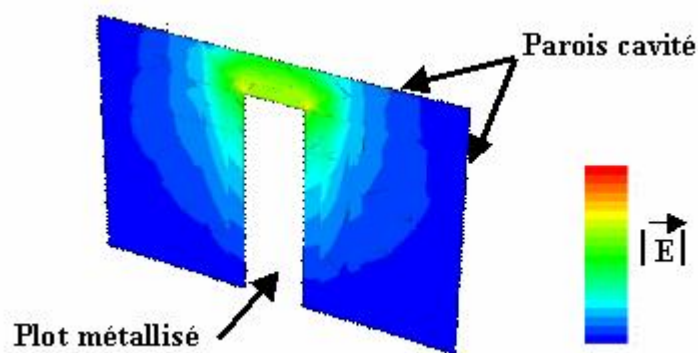
**Figure III.9 :** Etude de la variation de la fréquence de résonance de la cavité en fonction de la hauteur du via capacitif

Le paramètre hauteur de via permet une réduction maximale de 31 % de la fréquence centrale de la cavité qui varie de 42,6 GHz à 29,5 GHz pour un via réalisé sur cinq couches. La prise en compte des caractéristiques du matériau ( $\sigma_{\text{conducteur}} \# 4.10^7\ \text{S/m}$  et  $\tan\delta(\text{Ferro A6S}) \# 1,3.10^{-3}$  [73]) dans la simulation EM3D en oscillations libres, nous a donné accès au facteur de qualité à vide  $Q_0$  de la cavité. L'évolution de ce dernier en fonction de la hauteur du via central est présentée ci-dessous (figure III.10).



**Figure III.10** : Influence de la hauteur du via sur le facteur de qualité à vide  $Q_0$  de la cavité

Le renforcement capacitif s'accompagne donc d'une dégradation du facteur  $Q_0$  dû à une augmentation des pertes entre le via et la face supérieure de la cavité, puisque dans cette zone le champ électromagnétique est extrêmement concentré (figure III.11).



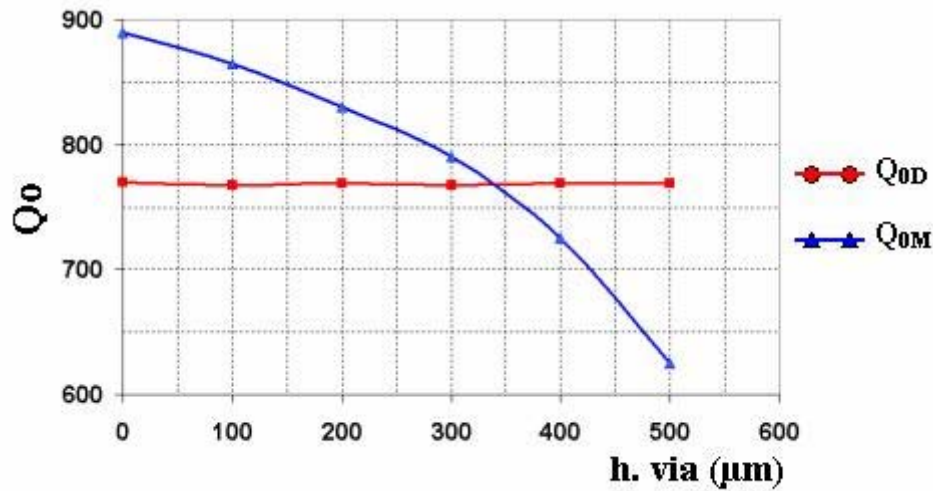
**Figure III.11** : Tracé du champ électrique sur une vue en coupe de la cavité (simulation EM3D)

Afin d'identifier la cause de cette dégradation du facteur  $Q_0$ , nous avons réalisé une étude détaillée en décomposant l'influence des pertes métalliques et diélectriques (III-1).

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{0M}} + \frac{1}{Q_{0D}} \quad (\text{III-1})$$



Nous avons ainsi observé l'évolution du facteur de qualité à vide lié aux pertes métalliques  $Q_M$  et de son conjugué lié aux pertes diélectriques en fonction de la hauteur du plot capacitif (figure III.12).



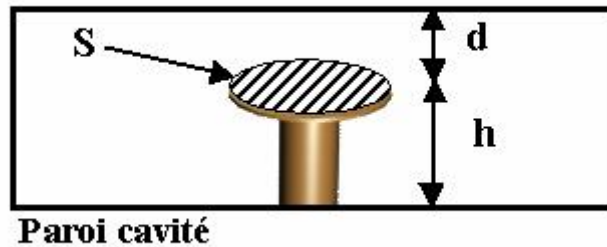
**Figure III.12 :** Répartition des pertes métalliques et diélectriques en fonction de la hauteur du plot capacitif

Cette étude fait apparaître que le facteur  $Q_{0D}$  ne varie pas avec la hauteur du plot capacitif, l'influence des pertes diélectriques sur le facteur  $Q_0$  est donc constante. Le facteur  $Q_{0M}$  quant à lui, décroît avec l'augmentation de la hauteur de plot. Jusqu'à une hauteur de 350  $\mu\text{m}$ , les pertes diélectriques sont prédominantes, ensuite ce sont les pertes métalliques qui dégradent le facteur  $Q_0$  global. En plus d'être discontinue, l'évolution de l'effet capacitif et donc de la fréquence de résonance de la cavité n'est pas linéaire. Nous avons donc également étudié l'influence d'une modification de la surface métallisée à l'extrémité du via sur la fréquence.

### III.3.1.2 Surfaces métalliques en regard

La technologie LTCC autorise l'utilisation de via-holes de diamètres différents sur un même circuit, mais le recours à un diamètre de via unique facilite les étapes de fabrication. Nous avons donc préféré utiliser pour le plot capacitif central un via de diamètre 150  $\mu\text{m}$  identique à ceux délimitant la cavité.

L'influence sur l'effet capacitif de la surface métallique commune au via et à la face supérieure de la cavité a néanmoins été étudiée grâce au rajout d'une couronne de conducteur sur l'extrémité du via (figure III.13).

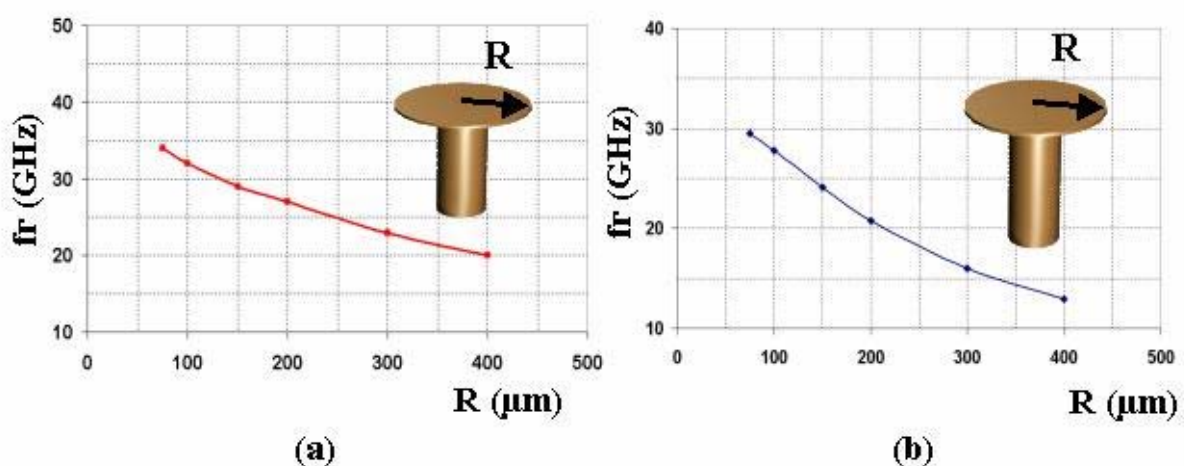


$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \cdot \pi \cdot 10^9} \text{ F / m} \quad \varepsilon_R = 5.9$$

$$C \# \varepsilon_R \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{S}{d} \quad (\text{effets de bord négligés})$$

**Figure III.13 :** Représentation de la cavité avec le plot capacitif et sa couronne métallique

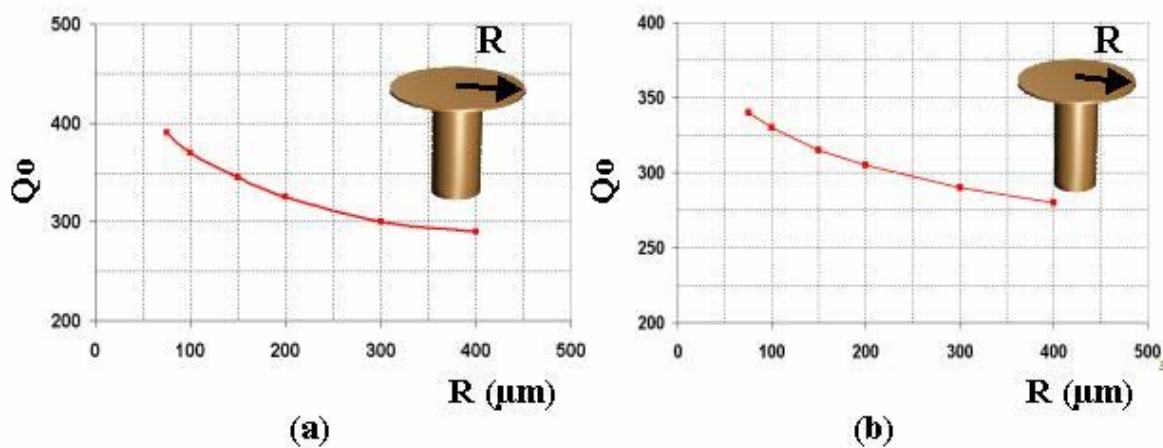
Les courbes de la figure III.14 représentent l'évolution de la fréquence de résonance de la cavité précédente (dimensions internes : 2,1 x 2,1 mm<sup>2</sup>) perturbée par un via surmonté d'une couronne métallique de dimension variable.



**Figure III.14 :** Influence de rayon de la couronne métallique sur la fréquence de fonctionnement de la cavité pour deux hauteurs de plot : (a) 400 μm et (b) 500 μm

Cette couronne métallique nous donne accès à un réglage plus précis de la fréquence de fonctionnement de la cavité. Elle nous permet également d'atteindre une réduction maximale de la valeur de cette fréquence de 70 % dans le cas d'un via de 500  $\mu\text{m}$  de hauteur avec une couronne de 400  $\mu\text{m}$  de rayon.

Nous représentons, sur la figure III.15, l'évolution du facteur de qualité à vide  $Q_0$  de la cavité en fonction du rayon de la couronne.



**Figure III.15 :** Influence de rayon de la couronne métallique sur le facteur de qualité à vide  $Q_0$  de la cavité pour deux hauteurs de plot : (a) 400  $\mu\text{m}$  et (b) 500  $\mu\text{m}$

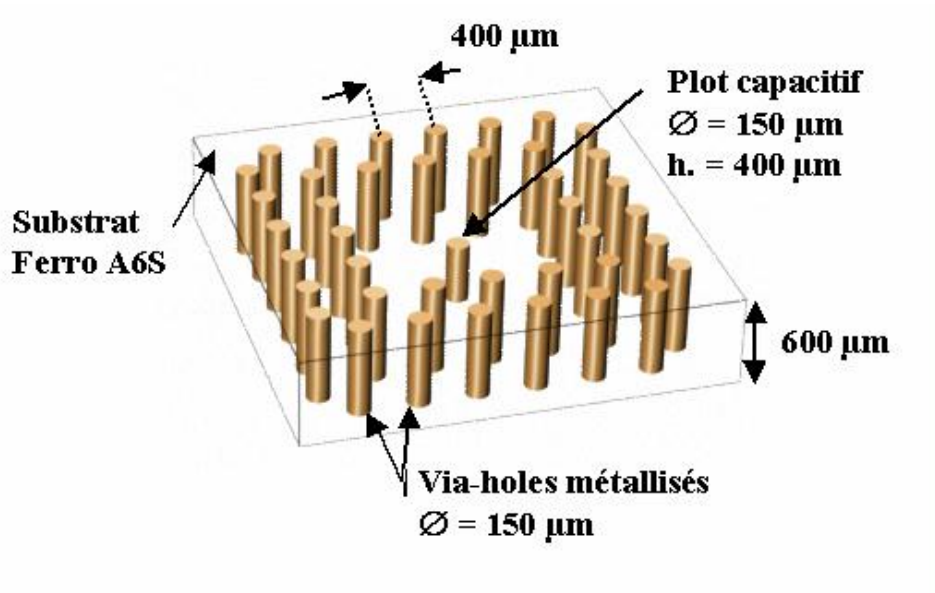
Comme nous l'avons déjà noté, l'accroissement de l'effet capacitif s'accompagne d'une dégradation du  $Q_0$ .

### III.3.2. OPTIMISATION DE LA CAVITE A PLOT CAPACITIF A 42,6 GHz

Dans cette partie, nous allons dimensionner une cavité fonctionnant à 42,6 GHz et utilisant un plot capacitif comme décrit précédemment pour réduire son encombrement.

En nous appuyant sur les abaques et l'expérience acquise au cours des études paramétriques préliminaires, nous avons dimensionné la cavité et le via central. Comme nous l'avons démontré précédemment, l'accroissement de l'effet capacitif dégrade les performances électriques de la cavité. Le gain en encombrement se fait donc au détriment du facteur de

qualité à vide  $Q_0$ . Nous avons donc fait un compromis en utilisant un via de  $400\ \mu\text{m}$  de hauteur, sans couronne, afin de conserver un facteur  $Q_0$  élevé. La structure optimisée grâce à la simulation électromagnétique 3D est décrite sur la figure III.16.



**Figure III.16 :** Dimensions de la cavité à plot capacitif optimisée

Les dimensions internes de la cavité sont de  $1,45 \times 1,45\ \text{mm}^2$ . Nous observons donc une réduction de l'encombrement surfacique de l'ordre de 52 % par rapport à une cavité sans défaut capacitif fonctionnant à la même fréquence (figure III.7).

Le calcul électromagnétique de cette structure tenant compte des caractéristiques des matériaux utilisés ( $\sigma = 4 \cdot 10^{-7}\ \text{S/m}$  et  $\tan\delta$  Ferro A6S =  $1,3 \cdot 10^{-3}$ ) nous a permis d'estimer son facteur de qualité à vide  $Q_0 = 350$ .

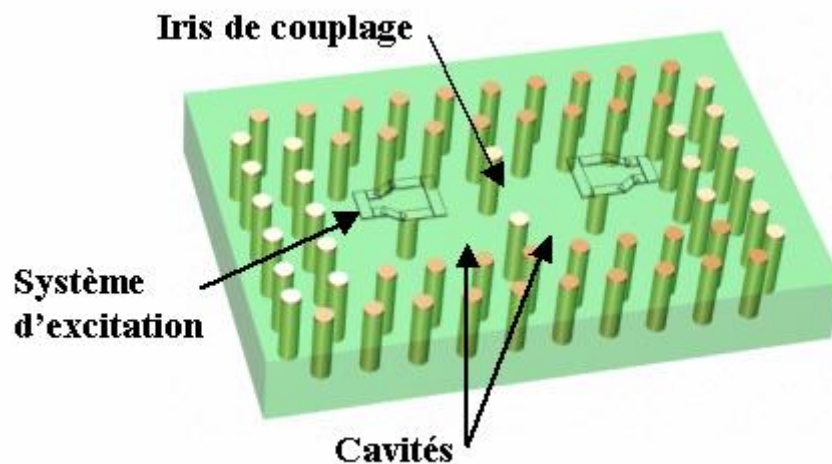
Il est techniquement possible d'augmenter le nombre de couches de LTCC et donc l'épaisseur du substrat. Ceci permettrait, comme il a été démontré dans le chapitre II, d'améliorer le facteur de qualité des cavités et donc les performances du filtre [89]. Cependant, au-delà de huit couches, le coût de fabrication des circuits va rendre cette solution peu intéressante dans notre cas.

## IV. FILTRE MULTIPLES BASE SUR DES CAVITES A PLOT CAPACITIF

Nous allons, dans cette partie, appliquer le principe de fonctionnement de la cavité que nous venons de présenter à la réalisation d'un filtre passe bande destiné à être intégré au canal  $T_X$  du terminal d'un système point / multipoint autour de 40 GHz.

### IV.1 PRINCIPE ET SYNTHESE

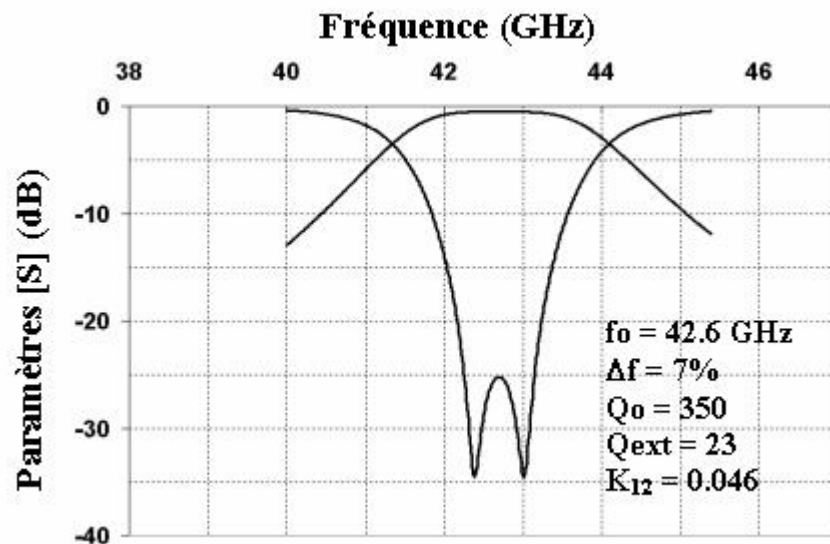
Le principe de fonctionnement de ce filtre est identique à celui des filtres déjà présentés. Le couplage entre les deux cavités est contrôlé par un iris constitué de deux vias du réseau périodique et le système d'excitation est composé de deux ports coplanaires du même type que ceux qui ont déjà été présentés (figure III.17).



**Figure III.17** : Exemple de topologie de filtre deux pôles basée sur un résonateur à plot capacitif

Les spécifications requises pour cette application sont une fréquence centrale de 42,6 GHz et une bande passante de l'ordre de 7 %. En ayant recours au résonateur que nous venons de présenter ( $Q_0 \# 350$ ), le respect de ces contraintes requiert un filtre d'ordre deux.

L'application d'une synthèse classique de type Chèbychev [70] intégrant le facteur de qualité à vide de la cavité  $Q_0$  nous a permis d'accéder aux caractéristiques de la fonction de filtrage théorique, coefficients de couplage externes et inter-résonateurs permettant de remplir les objectifs de filtrage (figure III.18).



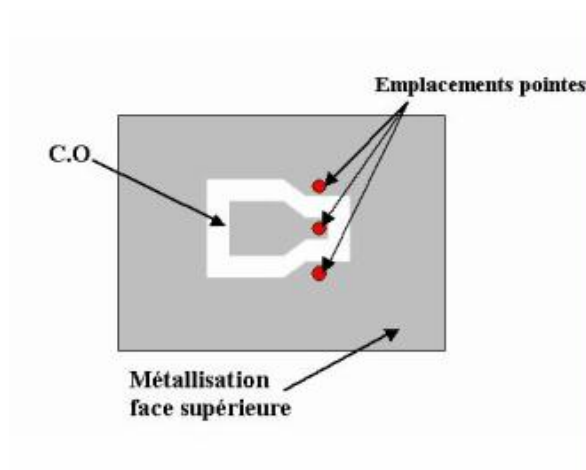
**Figure III.18 :** Paramètres S et caractéristiques théoriques de la fonction de filtrage objectif

## IV.2 ETUDES PARAMETRIQUES SUR LES CARACTERISTIQUES DU FILTRE

Cette étape consiste à faire correspondre les couplages objectifs théoriques utilisés pour décrire la fonction de filtrage ( $Q_{ext}$  et  $K_{12}$ ) aux caractéristiques géométriques de la structure.

### IV.2.1. COEFFICIENT DE COUPLAGE EXTERNE $Q_{ext}$

Ce paramètre est lié au système d'excitation du filtre. Celui-ci est composé d'une démétallisation partielle de la face supérieure de la cavité qui permet une mesure coplanaire aisée des circuits à l'aide d'une station sous pointes et un report des circuits dans un environnement planaire (CMS) (figure III.19).

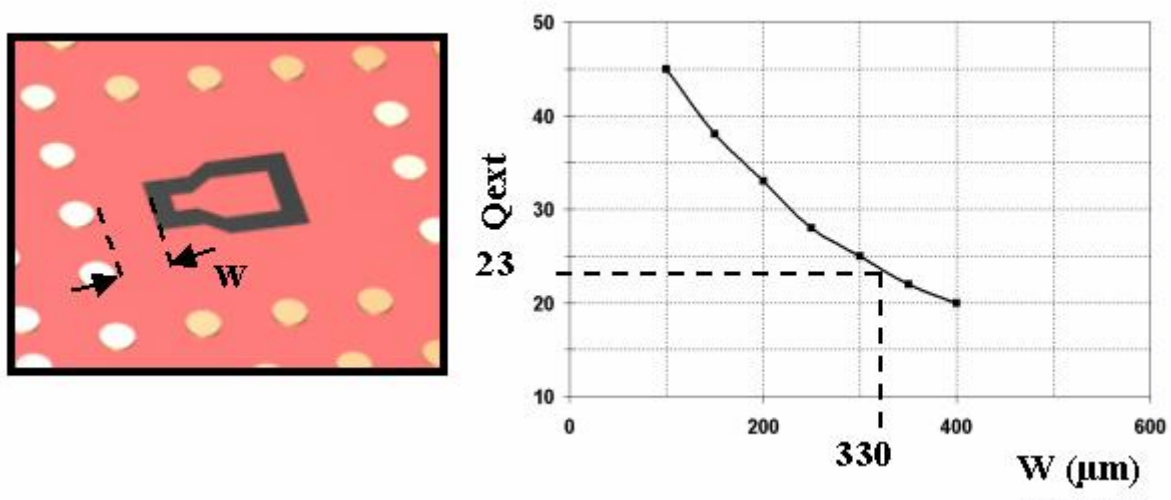


**Figure III.19 :** Détail du système de couplage composé d'une excitation coplanaire

Le principe de fonctionnement de ce système a été décrit lors du deuxième chapitre, nous ne reviendrons pas dessus. La valeur du facteur de qualité extérieur  $Q_{\text{ext}}$  dépend de la forme et des dimensions du motif coplanaire gravé, mais également de sa position par rapport au contour de la cavité. Afin de limiter les variables d'optimisation, nous avons fixé les dimensions du motif d'excitation en tenant compte des contraintes technologiques [79] et de mesure (espacement des pointes de mesure). Nous avons donc étudié l'influence de la position du système d'excitation sur la valeur du facteur  $Q_{\text{ext}}$ .

Etant donné les dimensions réduites de la cavité, la disposition de deux motifs d'excitation sur le même résonateur pour le calcul du  $Q_{\text{ext}}$  est encore moins envisageable que pour les filtres silicium. Nous avons donc utilisé le même principe de calcul que pour ces derniers en raisonnant sur la phase de  $S_{11}$  avec un seul système d'excitation.

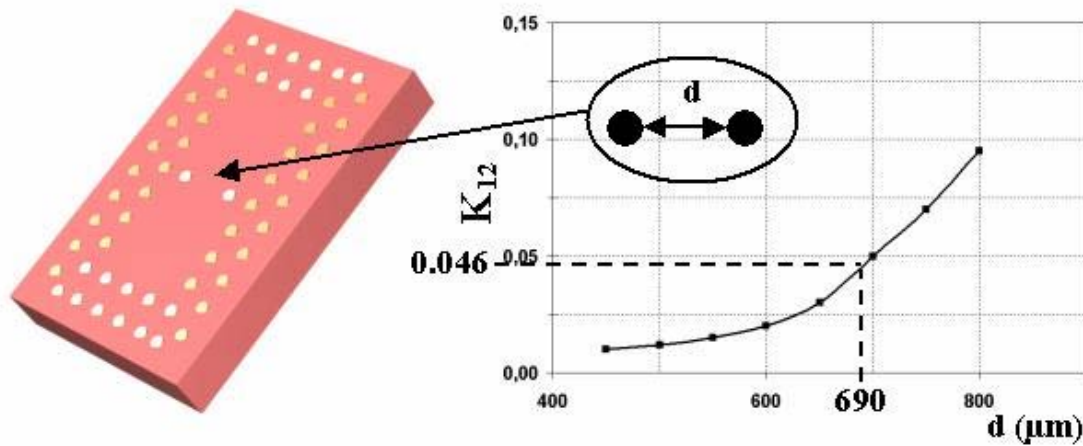
Nous avons ainsi pu tracer l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la position  $W$  du système d'excitation par rapport aux bords de la cavité (figure III.20).



**Figure III.20 :** Evolution du  $Q_{\text{ext}}$  en fonction de la position du motif d'excitation coplanaire

#### IV.2.2. COEFFICIENT DE COUPLAGE INTER-RESONATEURS

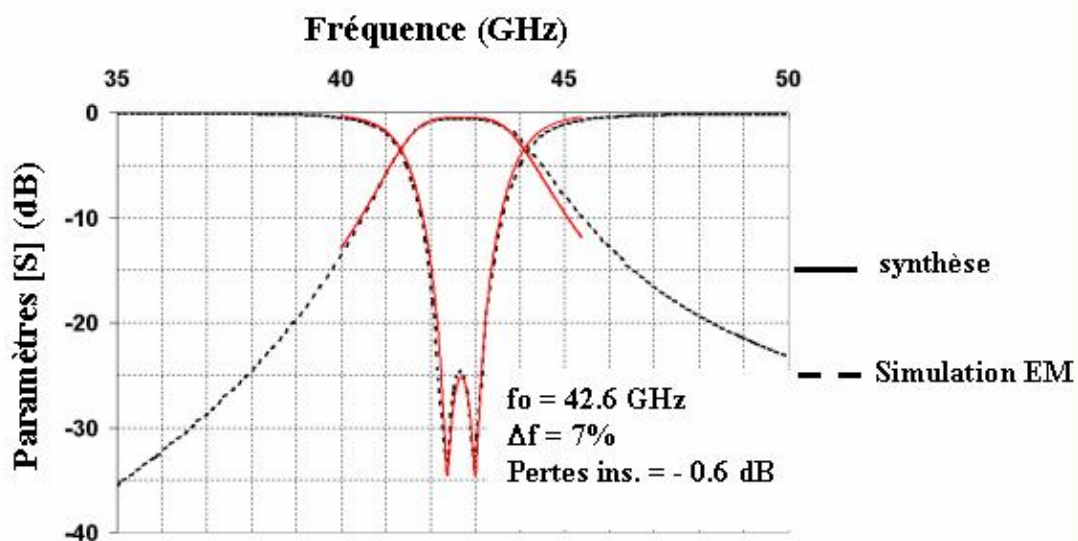
Nous avons étudié l'influence de la dimension de l'iris, c'est à dire de l'écart  $d$  entre les deux vias séparant les cavités sur la valeur du coefficient de couplage inter résonateurs  $K_{12}$  (figure III.21). La méthode de calcul du  $K_{12}$  est identique à celle décrite dans le chapitre II et fait appel à une simulation en oscillations libres.



**Figure III.21 :** Evolution du couplage inter-résonateurs en fonction de la dimension de l'iris de couplage

#### IV.3 OPTIMISATION DU FILTRE PASSE BANDE DEUX POLES

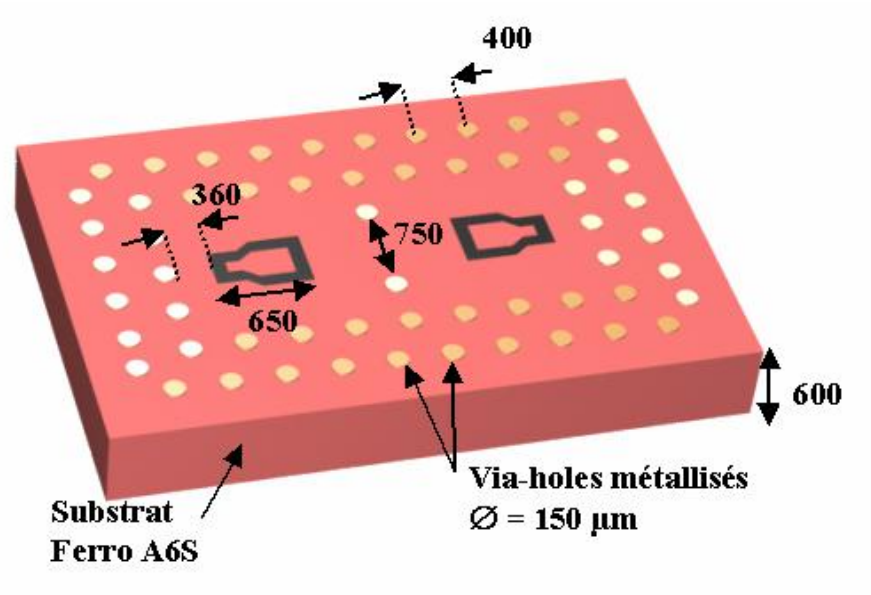
Nous allons ici dimensionner la structure complète afin qu'elle satisfasse la fonction de filtrage calculée lors de la synthèse. Rappelons que pour obtenir une fréquence centrale de 42,6 GHz et une bande passante à  $-3$  dB de 7 %, la synthèse nous a conduit à un facteur de qualité extérieur de 23 et un couplage intercavités  $K_{12}$  de 0,046. En partant des dimensions de cavité calculées dans le IV.2, et en nous appuyant sur les abaques tracés, nous avons choisi un iris de 690  $\mu\text{m}$  et un motif coplanaire décalé de 330  $\mu\text{m}$  par rapport au bord de la cavité. Cette structure a été simulée et quelques itérations nous ont permis d'obtenir une réponse très proche de la fonction de filtrage objectif (figure III.22).



**Figure III.22 :** Confrontation de la réponse de filtrage objectif fournie par la synthèse avec la simulation E.M.3.D du filtre conçu



Ses dimensions optimisées sont présentées sur la figure III.23.



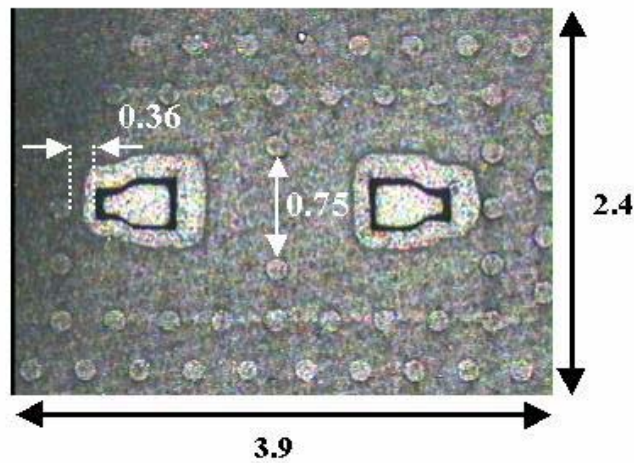
**Figure III.23** : Représentation du filtre deux pôles optimisé avec ses dimensions en  $\mu\text{m}$

#### IV.4 REALISATION ET MESURE

Les masques nécessaires à la fabrication du circuit ont été dessinés à l'IRCOM, puis VTT Electronics s'est chargé de la réalisation.

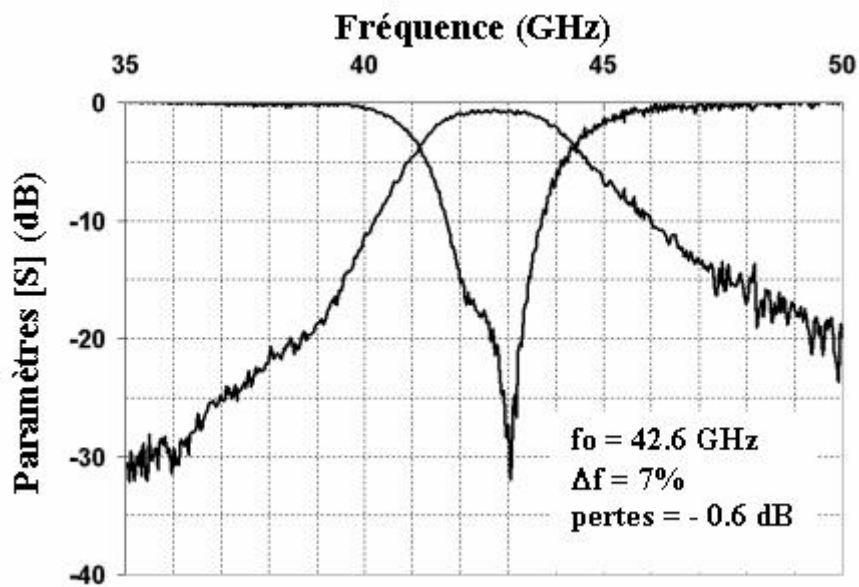
VTT possède une bonne maîtrise du procédé LTCC qui nous garantit d'obtenir des prototypes aux dimensions très proches du modèle optimisé par la simulation électromagnétique. Ceci, à condition d'intégrer et de respecter dès la conception les contraintes technologiques qui nous sont données [79]. Ces contraintes (dimensions des conducteurs, gap entre les conducteurs, espacement des vias,...) ont été évaluées précisément et correspondent à des étapes sensibles de la réalisation.

Les dimensions du circuit fabriqué correspondent donc bien à ce qui était attendu comme nous pouvons le constater sur la figure III.24.



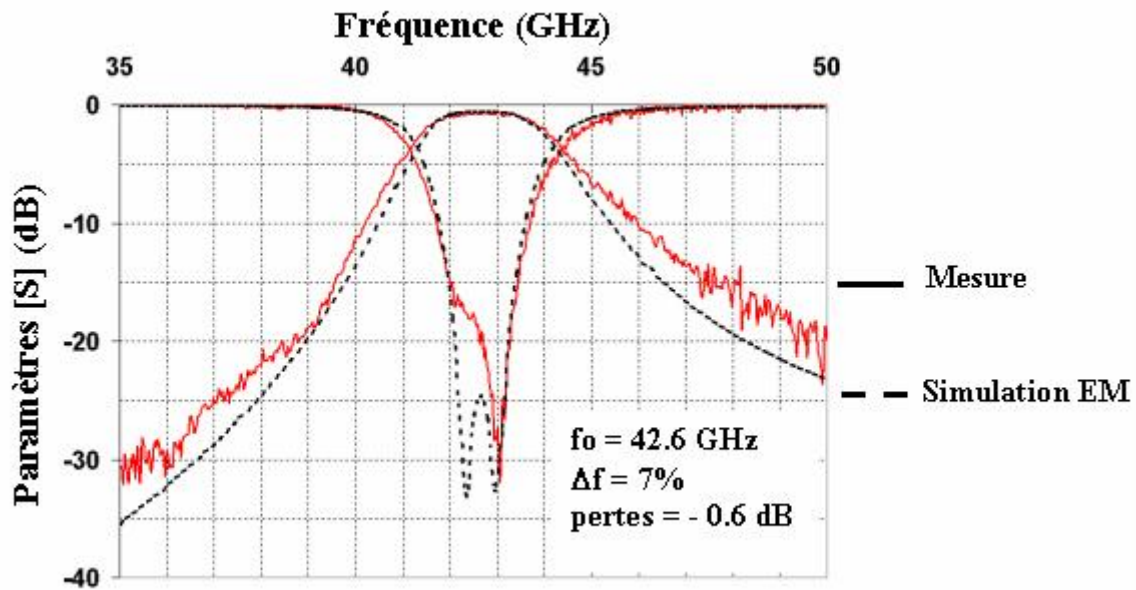
**Figure III.24 :** Photographie du circuit LTCC réalisé avec ses dimensions caractéristiques

Les dimensions globales du filtre sont de  $2,4 \times 3,9 \text{ mm}^2$ . Le circuit a été mesuré à l'IRCOM avec une station sous pointes et un analyseur de réseau vectoriel HP8581C. Une calibration SOLT de 35 à 50 GHz a été réalisée. La réponse de filtrage est très satisfaisante, elle présente une fréquence centrale de 42,6 GHz, une bande passante à  $-3 \text{ dB}$  de 7 % et 0,5 dB de pertes d'insertion.



**Figure III.25 :** Paramètres S du filtre mesuré

Cette mesure correspond parfaitement à la réponse de filtrage prévue par la simulation électromagnétique et valide donc la méthode de conception du filtre (figure III.26).



**Figure III.26 :** Comparaison des résultats de mesure du filtre réalisé avec le modèle électromagnétique utilisé pour la conception

## V. CONCLUSION

Nous avons présenté la conception et la réalisation d'un filtre deux pôles aux dimensions réduites par l'utilisation de cavités à défaut capacitif. Ces cavités sont délimitées dans un substrat par un réseau périodique de via-holes métallisés. La technologie LTCC utilisée pour la réalisation de ce circuit est adaptée à la production en grande série et à son intégration à un environnement planaire par des techniques du type de celles décrites dans le premier chapitre. La mesure de ce circuit nous a permis de valider son principe de fonctionnement ainsi que sa méthode de conception. Ses performances sont intéressantes car il ne présente que 0,5 dB de pertes à 42,6 GHz sur une bande passante à  $-3$  dB de 7 %. A partir de la topologie de cavité présentée ( $Q_0 \# 350$ ) des fonctions de filtrage bande étroite peuvent être conçues. En effet, nous avons estimé à 1 GHz la bande passante équi-ondulation minimale qui peut être obtenue avec un filtre deux pôles centré à 42,6 GHz présentant moins de 1 dB de pertes d'insertion. La technologie LTCC offre des perspectives intéressantes pour ce type de filtre, notamment concernant l'amélioration de la compacité par l'utilisation de couronnes sur les vias capacitifs et l'amélioration des performances avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat.



# CHAPITRE IV

*Filtre en guide d'onde micro-usiné silicium pour des applications sub-millimétriques de radiométrie spatiale – Etude théorique prospective*



## I. INTRODUCTION

La radiométrie est la mesure du rayonnement émis par toute matière, conséquence des interactions entre les atomes et les molécules. Un radiomètre microonde est un récepteur hautement sensible, capable de mesurer des très faibles niveaux de rayonnement. Les gammes de fréquences utilisées sont les bandes K, Ka, W et D. L'utilisation de différents paramètres de réglage (longueur d'onde, polarisation, angle de vue,...) permet de corréler l'énergie reçue par le radiomètre avec des caractéristiques terrestres ou atmosphériques.

La radiométrie spatiale trouve notamment une application directe dans la gestion des ressources en eau, puisqu'elle permet par exemple, la mesure des précipitations ou l'estimation du contenu des nuages en eau [90].

Pour l'instant, les fonctions de filtrage impliquées dans les systèmes radiométriques sont réalisées en guides d'ondes métalliques, avec tous les inconvénients inhérents à ce type de structure dans le domaine spatial tel que l'encombrement, le poids, les interconnexions. Les concepteurs sont donc intéressés par des solutions alternatives permettant notamment de réduire l'encombrement des charges utiles et de favoriser l'intégration vis à vis des autres composants (amplificateurs,...) par l'utilisation de technologies comparables (planaire, quasi-planaire,...).

Dans le cadre de ce travail de thèse mené en collaboration avec le CNES, nous avons cherché à répondre en partie à ces critères. Nous avons ainsi tout naturellement appliqué la théorie des structures périodiques à la conception d'un filtre passe-bande sub-millimétrique dédié à la radiométrie en bande D. Les propriétés d'isolation fréquentielle des structures périodiques démontrées au cours du deuxième chapitre semblent adaptées aux contraintes de transmission à 150 GHz et de réjection à 180 GHz (bande de résonance H<sub>2</sub>O). Afin d'obtenir les forts facteurs de qualité nécessaires à la synthèse des fonctions de filtrage requises par la radiométrie, nous nous sommes orientés vers la conception de dispositifs volumiques plutôt que quasi-planaire. La topologie du filtre envisagée est de type guide d'onde, et est réalisée en technologie silicium micro-usinée par gravure humide développée à l'IRCOM.

Ce chapitre représente une étude préliminaire visant à démontrer le potentiel des structures périodiques pour ce type d'application de filtrage hautes fréquences. Il ne sera donc pas question ici de respecter scrupuleusement un cahier des charges mais de proposer une première approche du problème.

Dans un premier temps, nous présenterons l'étude de la transition permettant l'intégration de ce filtre en guide d'onde à un environnement planaire puis, nous décrirons la conception et la fabrication du filtre inséré dans ce guide.

## **II. TRANSITION MICRO-USINEE COPLANAIRE MICROGUIDE SILICIUM [91]**

Comme nous l'avons vu en introduction, les fréquences visées par l'application de filtrage dont il est question ici sont élevées et se situent autour de 150 GHz. Les dimensions et les précisions mises en jeu sont donc très faibles, de l'ordre du micromètre. L'usinage mécanique classique utilisé pour la fabrication des guides d'ondes métalliques devient alors délicat et coûteux. De plus, l'intégration de ce type de structure volumique à l'environnement Circuit Imprimé de la partie réalisant le traitement du signal est complexe et peu performante, notamment en terme de pertes liées aux interconnexions. Le recours au micro-usinage de substrats de silicium permet de réduire le poids, l'encombrement et le prix de revient du dispositif tout en facilitant son intégration à son environnement planaire.

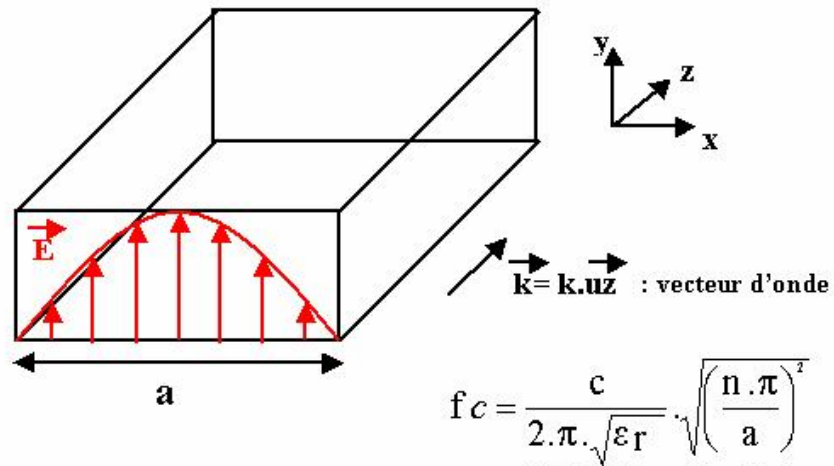
Cette partie concerne donc la conception d'un guide d'onde volumique fonctionnant en bande D et réalisé dans un substrat de silicium. L'étude de la transition entre une ligne coplanaire et ce guide est également présentée.

### **II.1 LE MICROGUIDE SILICIUM**

#### **II.1.1. PRINCIPE**

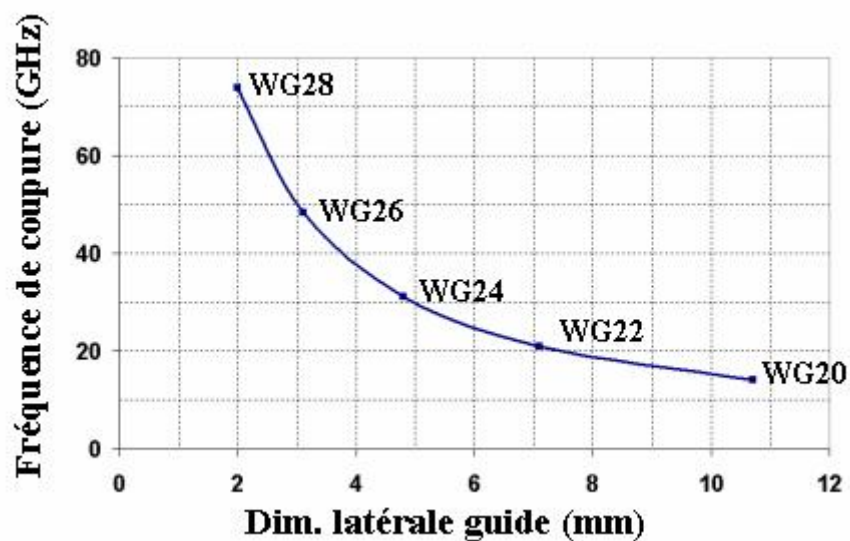
La fréquence de fonctionnement d'un guide d'onde est dépendante de ses dimensions. Pour un guide d'onde métallique fonctionnant sur son mode fondamental, la fréquence de coupure, qui représente la fréquence à partir de laquelle le guide devient propagatif, est fixée par la plus grande dimension de sa section perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde (figure IV.1).





**Figure IV.1 :** Configuration du champ électrique pour le mode fondamental de propagation d'un guide métallique TE<sub>10</sub>-Expression de la fréquence de coupure de ce mode

La figure IV.2 représente l'évolution de la fréquence de coupure en fonction de la dimension latérale pour les guides d'ondes métalliques standards remplis d'air.



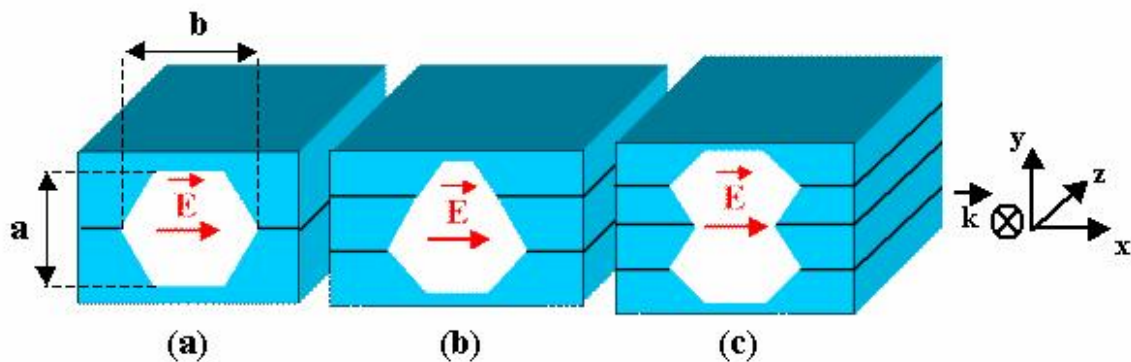
**Figure IV.2 :** Fréquences de coupure des guides d'onde métalliques standards remplis d'air

La structure que nous avons étudiée consiste en un empilement de wafers de silicium micro-usinés.

Comme nous l'avons déjà décrit dans le chapitre dédié aux techniques de gravure, la méthode d'attaque chimique par voie humide que nous avons utilisée est assez contraignante

de par son caractère isotropique. Pour être compatible avec le principe de fonctionnement de la fonction de filtrage envisagée et détaillée ultérieurement, nous imposons la section du guide d'onde, telle que la plus grande dimension soit selon l'axe d'empilement des wafers. C'est donc cette dimension qui fixera le nombre de wafers à utiliser en fonction de la fréquence de coupure du guide souhaité.

La figure IV.3 présente une vue schématique du guide micro-usiné pour plusieurs configurations d'empilement allant de deux à quatre wafers de silicium.



**Figure IV.3 :** Vue schématique en coupe de guides micro-usinés pour plusieurs configurations d'empilement : (a) deux wafers – (b) trois wafers – (c) quatre wafers

Afin de conserver l'orientation du champ électrique horizontal tout au long de la propagation de l'onde, et repousser en fréquence l'apparition des modes d'ordre supérieurs, la dimension  $b$  au plus large du guide doit être inférieure à la dimension  $a$ . Nous cherchons ici à obtenir un rapport deux entre ces deux dimensions comme dans le cas des guides d'ondes standards.

### II.1.2. CONCEPTION

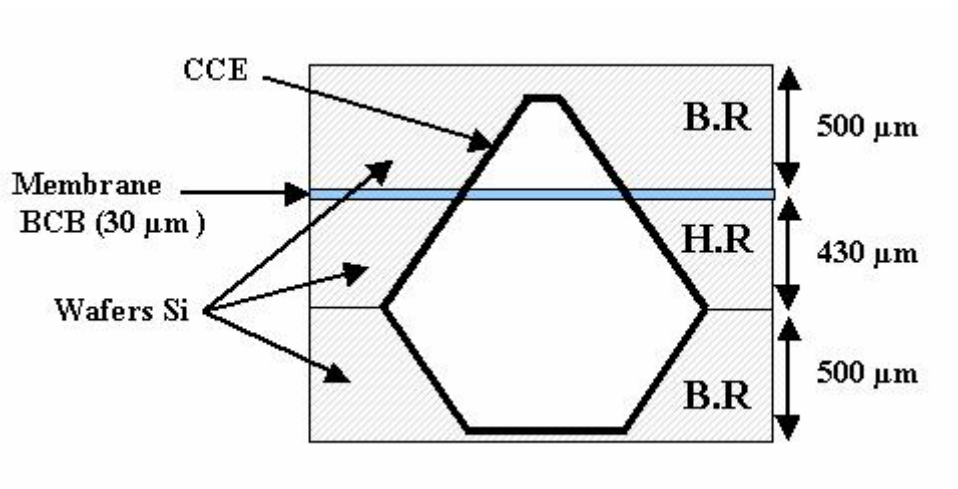
Afin de travailler dans de bonnes conditions à 150 GHz sans que le filtre soit perturbé par les effets de la fréquence de coupure  $f_c$ , nous allons fixer la valeur de  $f_c$  aux alentours de 140 GHz. En se basant sur les dimensions des guides d'ondes métalliques normalisés, une telle fréquence est obtenue pour un guide WG-5 de dimensions 1,3 x 0,65 mm. Cependant, notre structure présente deux différences avec le guide métallique classique. Tout d'abord, sa forme ne sera pas rectangulaire à cause de l'angle d'attaque du silicium et, de plus, il va contenir une faible épaisseur de polymère (Benzo Cyclo Buthène) en son centre. Cette

membrane est nécessaire pour la réalisation de la fonction de filtrage que nous présenterons plus tard. Elle entre également en jeu dans le couplage de ce guide d'onde avec la ligne coplanaire extérieure.

Le BCB présente une permittivité relative voisine de 2,7, la membrane déposée peut faire de plusieurs microns à quelques dizaines de microns d'épaisseur. Elle va donc avoir une influence non négligeable sur la fréquence de coupure du guide en concentrant l'énergie électromagnétique au centre de celui-ci. De plus, cette épaisseur de BCB va contribuer à augmenter la permittivité effective du guide, et ainsi à fréquence de coupure fixe, la dimension verticale a du guide sera inférieure à celle d'un guide d'onde standard d'air.

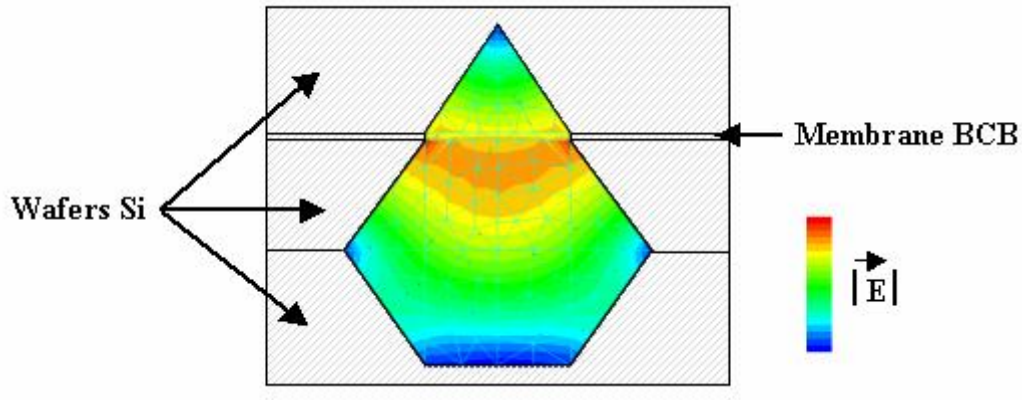
$$f_c = \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \cdot a} \quad (\text{IV-1})$$

En utilisant une épaisseur de 30  $\mu\text{m}$  de BCB, nous allons pouvoir limiter le nombre de wafers à empiler et les profondeurs de gravure à réaliser. Pour la réalisation, nous utiliserons un wafer de silicium haute résistivité d'épaisseur 430  $\mu\text{m}$  pour la partie centrale supportant la membrane et qui pourra être en contact avec le champ électromagnétique, notamment au niveau des lignes d'excitation que nous présenterons plus loin. En ce qui concerne les éléments supérieur et inférieur du guide d'onde dont le silicium ne sera pas traversé par le champ électromagnétique, des wafers basse résistivité d'épaisseurs 500  $\mu\text{m}$  seront préférés. L'influence de la membrane de BCB dont nous venons de parler va nous permettre de réduire le nombre de wafers empilés à trois comme décrit sur la figure IV.4.



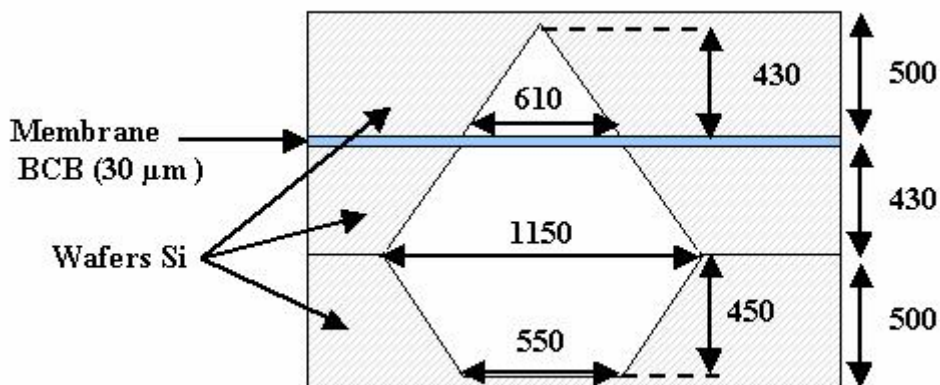
**Figure IV.4 :** Vue schématique en coupe de la structure composée de trois wafers empilés

La géométrie complexe de la section du guide micro-usiné nous a conduit à mener une étude électromagnétique 2D par la méthode des éléments finis afin de fixer précisément ses dimensions en fonction de la fréquence de coupure souhaitée (figure IV.5).



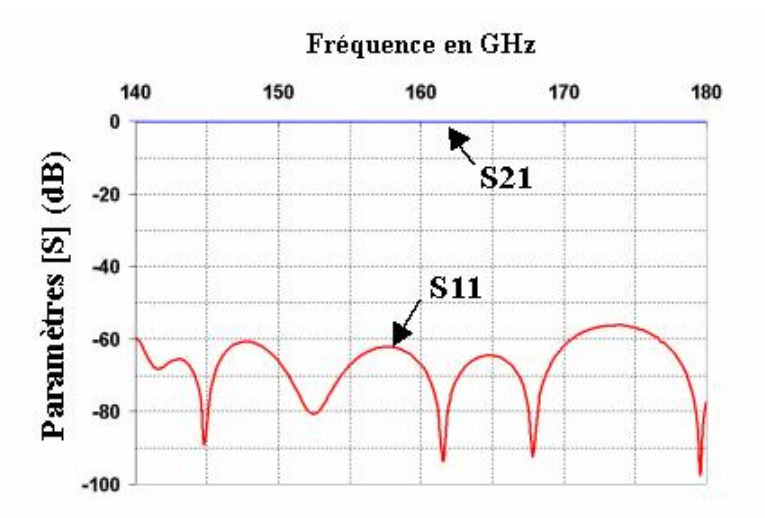
**Figure IV.5 :** Tracé du champ électrique sur une section du guide micro-usiné  
( simulation E.M 2D )

Afin d'obtenir une fréquence de coupure de 140 GHz, le wafer central est attaqué sur toute son épaisseur (430  $\mu\text{m}$ ), les wafers supérieur et inférieur sont partiellement gravés sur des profondeurs de 430 et 450  $\mu\text{m}$  (figure IV.6).



**Figure IV.6 :** Dimensions de la structure optimisée pour une fréquence de coupure  
 $f_c = 140$  GHz (simulation EM2D)

Une simulation électromagnétique 3D de la structure complète du guide micro-usinée présenté sur la figure IV.6 sur une longueur de 20 mm, nous a finalement permis de vérifier que la propagation d'un tel guide était satisfaisante sur la gamme de fréquence visée (figure IV.7).



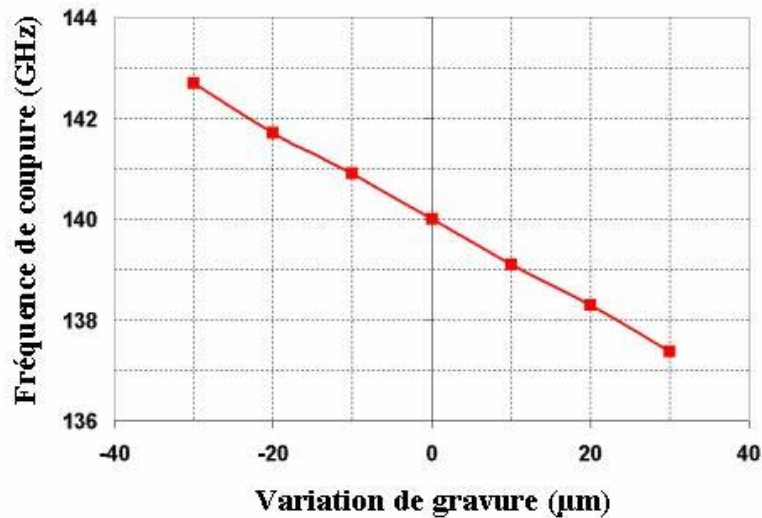
**Figure IV.7 :** Etude électromagnétique du guide micro-usiné sans pertes  
(Simulations E.M 3D)

L'expérience du laboratoire concernant l'alignement de wafers micro-usinés nous permet de viser une précision de 70  $\mu\text{m}$ .

Une étude électromagnétique de sensibilité nous a permis de vérifier qu'un décalage de cet ordre entre les différents éléments de la structure n'influencerait pas la fréquence de coupure du guide.

La gravure des capots inférieur et supérieur est par contre un point sensible car elle influe sur la dimension verticale du guide fixant la fréquence de coupure.

La figure IV.8 montre l'évolution de la fréquence de coupure en fonction de la profondeur de gravure des wafers supérieur et inférieur.



**Figure IV.8 :** Evolution de la fréquence de coupure du guide d'onde en fonction de variation de gravure des capots par rapport à la profondeur optimale (simulation EM2D)

Le contrôle de la profondeur de gravure est réalisable en cours de processus, si cette étape reçoit une attention particulière, elle ne doit donc pas poser de problème de réalisation.

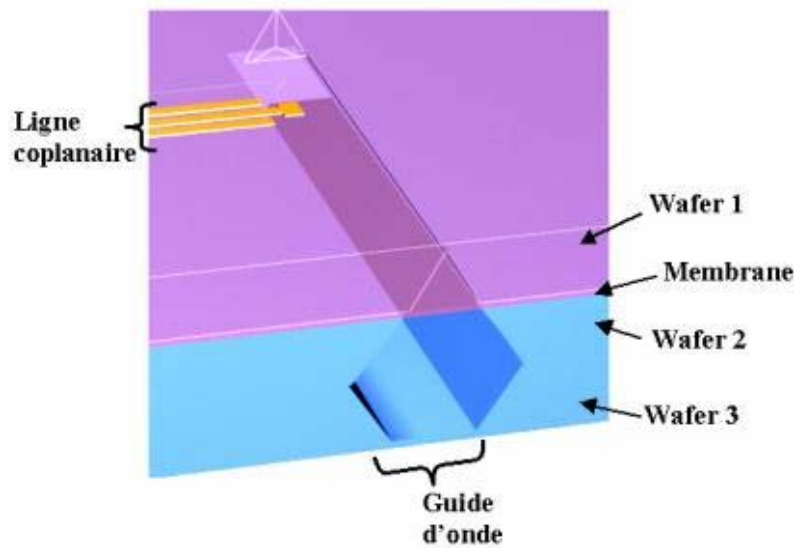
## II.2 TRANSITION COPLANAIRE – GUIDE D'ONDE

Cette étape est primordiale car elle va permettre de tester le circuit réalisé avec un système de mesure sous pointes coplanaires. Par ailleurs, elle laisse envisager l'intégration du circuit à un environnement planaire par une méthode de report comparable à celles présentées dans le premier chapitre. Néanmoins, elle reste un point critique de la conception, c'est à ce stade que l'on va limiter la largeur de la bande fréquentielle sur laquelle le guide va fonctionner correctement. Nous allons tout d'abord décrire la méthode de couplage choisie puis détailler son réglage en vue d'obtenir un fonctionnement optimal.

### II.2.1. PRINCIPE

La configuration de notre structure, ainsi que les contraintes technologiques liées à sa réalisation, nous ont permis d'opter pour un couplage utilisant une ligne coplanaire en circuit ouvert. Ce type de couplage est généralement faible bande. Néanmoins, dans la référence [92], l'auteur obtient par cette méthode une adaptation à  $-10$  dB sur la bande 87-110 GHz (23 %). Cette valeur est suffisante pour l'application de filtrage que nous voulons réaliser par la suite, nous nous sommes donc inspirés de la topologie décrite dans ce travail.

La figure IV.9 décrit la structure de couplage choisie pour la transition entre la ligne coplanaire et le guide d'onde micro-usiné dans le silicium.



**Figure IV.9 :** Schéma de principe de la transition coplanaire-guide d'onde micro-usiné

### *II.2.2. CONCEPTION*

L'objectif de cette partie a été d'optimiser le couplage entre la ligne coplanaire et le guide d'onde, sur une plage de fréquence la plus large possible autour de 150 GHz.

#### Ligne coplanaire avec plan de masse (CPWG)

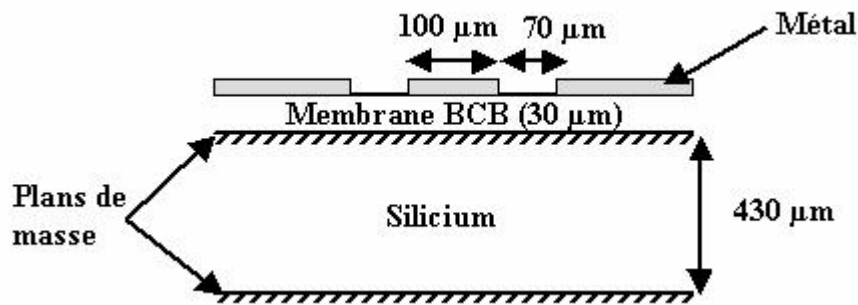
La ligne de transmission coplanaire qui guide le signal vers le guide d'onde est réalisée sur une membrane de 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de BCB. Cette couche de BCB est elle même déposée sur le wafer de silicium central haute résistivité.

Une simulation électromagnétique de cette structure met en évidence l'apparition de modes parasites à partir de 100 GHz. Ces modes s'installent dans le silicium entre les métallisations de la ligne sur la membrane BCB et le plan de masse inférieur du silicium. La solution choisie pour supprimer ces modes, a été d'utiliser une ligne coplanaire avec plan de masse en métallisant le wafer de silicium sur sa face supérieur avant de déposer la membrane BCB (figure IV.10).

Le champ électromagnétique n'est donc plus en contact avec le wafer central, l'utilisation d'un substrat haute résistivité ne se justifie donc plus d'un point de vue performances électriques. Cependant, l'expérience du laboratoire concernant la fabrication de

ce type de structure avec membrane nous a poussé à conserver un wafer de  $430\ \mu\text{m}$  de silicium haute résistivité.

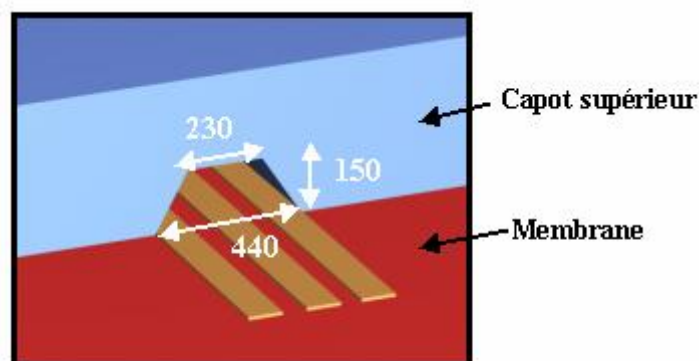
Les dimensions de la ligne de transmission ont été optimisées tout en respectant les limites imposées par la technologie. Il est important de noter qu'aux fréquences auxquelles nous travaillons ( $>100\ \text{GHz}$ ), il est difficile d'adapter une ligne à  $50\ \Omega$  sur une large bande de fréquence. De plus, les modèles utilisés dans des logiciels de modélisation tel que Linecalc d'ADS [93], ne sont plus valides à ces fréquences.



**Figure IV.10** : Vue en coupe de la ligne coplanaire avec plan de masse (CPWG)

#### Insertion de la ligne coplanaire dans le guide

La ligne CPWG dont nous venons de présenter le dimensionnement est prolongée jusque dans le guide à travers une ouverture réalisée dans la paroi de la partie supérieure du guide. Cette ouverture est métallisée pour blinder la ligne coplanaire. Une analyse électromagnétique 3D a été réalisée afin d'optimiser les dimensions de ce tunnel d'accès, il doit être suffisamment petit pour que l'énergie électromagnétique du guide d'onde ne puisse s'échapper. Ses dimensions sont néanmoins largement supérieures à la distance entre la ligne coplanaire et son plan de masse et ne perturbe pas outre mesure le fonctionnement de la ligne (figure IV.11).



**Figure IV.11** : Détail de l'insertion de la ligne coplanaire à l'intérieur du guide par un tunnel micro-usiné (dimensions en  $\mu\text{m}$ )



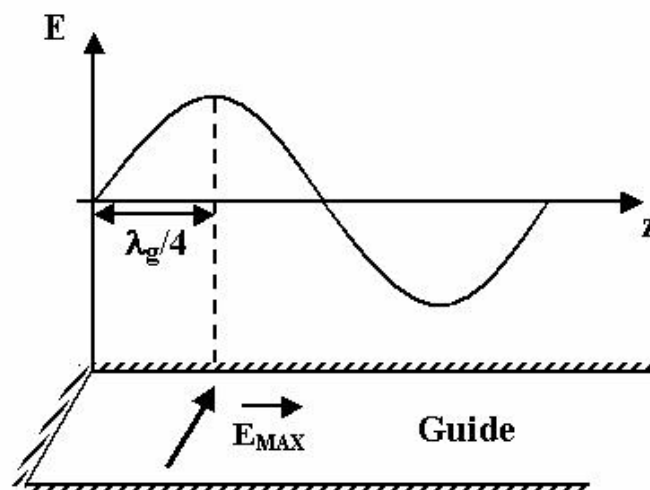
Nous pouvons noter sur la figure précédente, que les plans de masse de la ligne coplanaire ont une largeur de 100  $\mu\text{m}$ . Nous avons mis en évidence par le calcul électromagnétique qu'un décalage latéral des wafers dû à un mauvais alignement perturbe peu les caractéristiques de transmission de la ligne coplanaire. La limite tolérable pour ce décalage est 100  $\mu\text{m}$ , au delà, le gap de la ligne coplanaire est court-circuité par le blindage du capot supérieur.

L'expérience de l'IRCOM dans ce type d'opération nous permet d'attendre une précision sur l'alignement des deux wafers de l'ordre de 70  $\mu\text{m}$ .

#### Couplage ligne coplanaire – guide d'onde

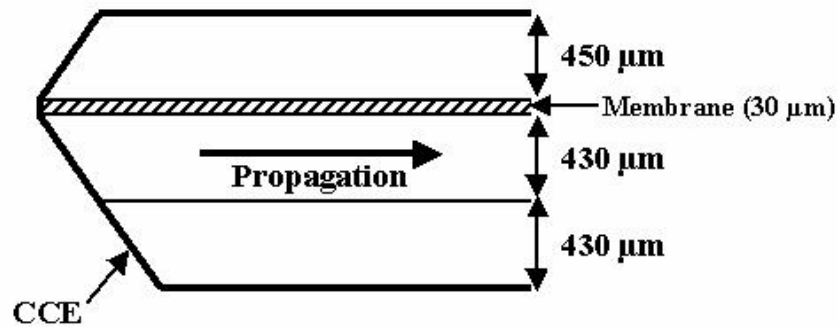
Comme nous l'avons présenté précédemment (figure IV.9), la transition entre le mode de la ligne coplanaire et le mode du guide d'onde est obtenue par le couplage de ces derniers. Ceci est réalisé par la prolongation en circuit ouvert du conducteur central de la ligne coplanaire dans le guide micro-usiné.

L'optimisation du fonctionnement de la transition a porté sur les dimensions et l'emplacement du bout de ligne en circuit ouvert dans le guide. La théorie voudrait que, pour un couplage maximal du champ électrique, le bout de ligne se situe à la distance  $\lambda_g/4$  de l'extrémité du guide (figure IV.12).



**Figure IV.12 :** Tracé théorique du champ électrique dans un guide d'onde métallique court-circuité

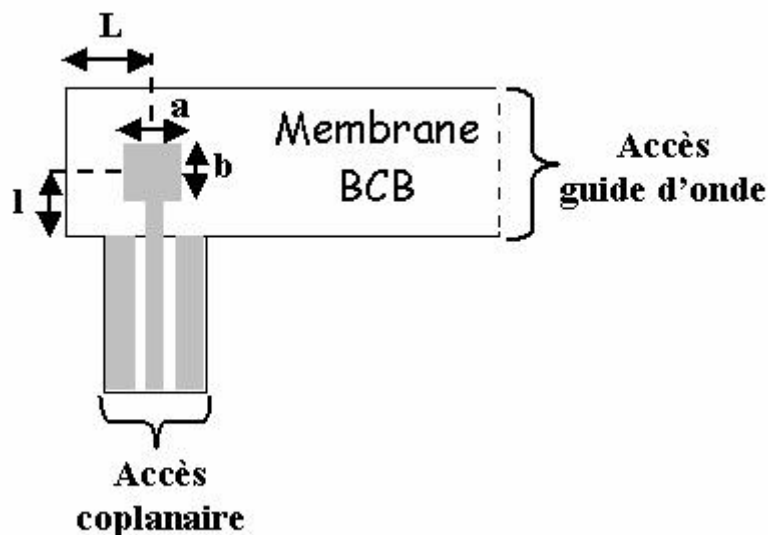
En ce qui nous concerne, les contraintes technologiques de micro-usinage du silicium par gravure humide compliquent le problème. En effet, l'extrémité du guide n'est pas un simple mur métallique vertical et il est difficile de faire le lien avec la théorie (figure IV.13).



**Figure IV.13 :** Vue en coupe longitudinale de l'extrémité du guide d'onde micro-usiné

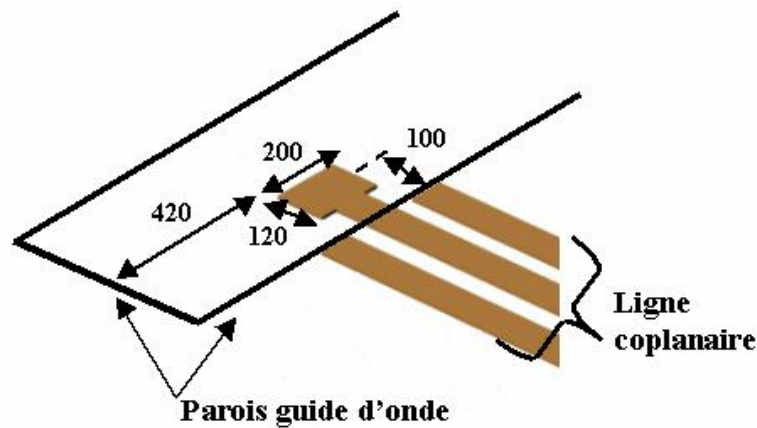
Il nous a donc fallu avoir recours à la simulation électromagnétique 3D pour l'optimisation de ce paramètre de la structure.

Les variables de cette optimisation ont été les dimensions ( $a$  et  $b$ ) de la ligne en circuit ouvert et la position ( $L, l$ ) de cette dernière par rapport aux parois du guide (figure IV.14).



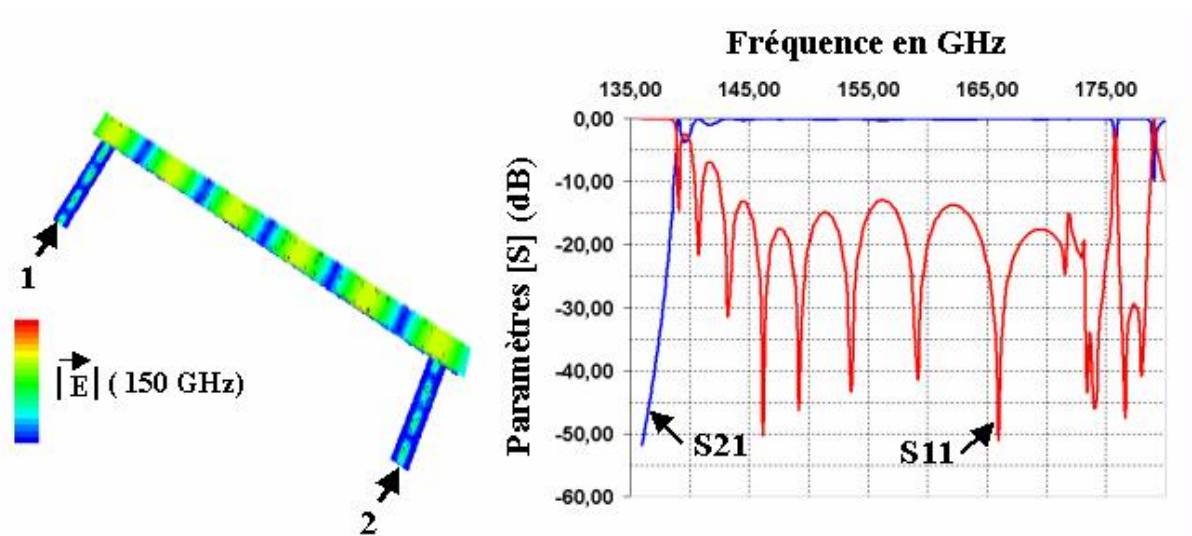
**Figure IV.14 :** Vue schématique de la transition coplanaire-guide d'onde et de ses variables d'optimisation

Quelques itérations numériques nous ont permis d'obtenir les dimensions de la structure complète optimisée présentée sur la figure IV.15.



**Figure IV.15 :** Vue générale de la transition optimisée et de ses principales dimensions en micromètres

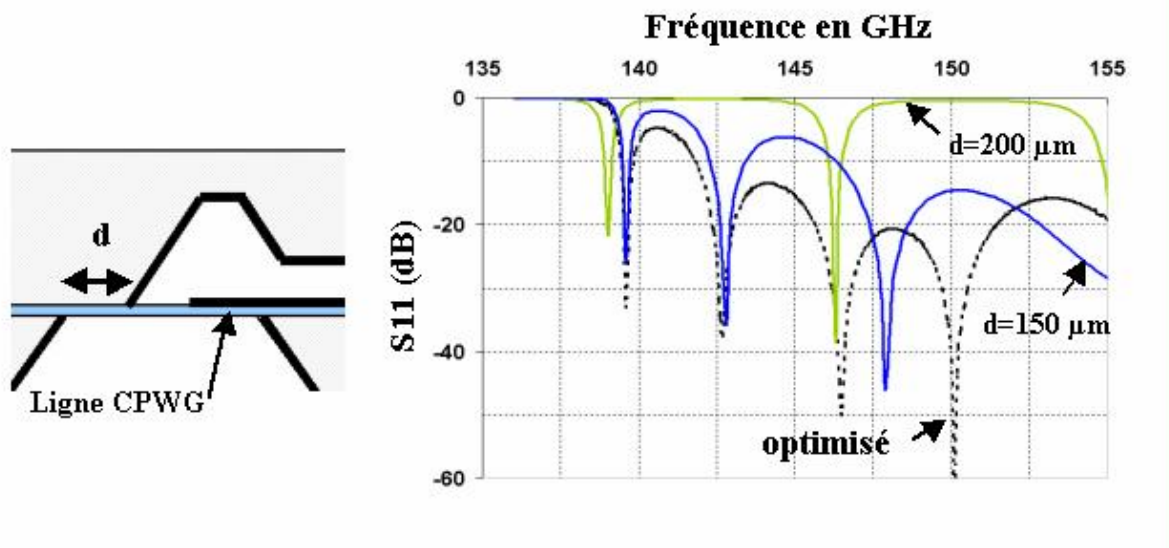
La simulation électromagnétique 3D globale de cette transition coplanaire – guide d'onde nous a donné la réponse que l'on retrouve sur la figure IV.16.



**Figure IV.16 :** Réponse électromagnétique de la transition CPWG-guide d'onde optimisée et tracé du champ électrique au niveau de la membrane (calcul EM3D sans perte)

Cette réponse électromagnétique de la transition présente une adaptation à  $-10$  dB entre 142 et 175 GHz (21 %). Ce niveau d'adaptation, ainsi que la bande, sont suffisants pour la réalisation de la fonction de filtrage décrite ultérieurement. En effet, comme nous l'avons détaillé lors du deuxième chapitre, l'effet de la transition va être intégré dans le calcul du coefficient de couplage externe  $Q_{\text{ext}}$  du filtre. Une étude de sensibilité a fait ressortir un

paramètre particulier, la distance entre le circuit ouvert du conducteur central de la ligne coplanaire et les parois métallisées du guide d'onde sur lesquelles vient se reboucler le champ électromagnétique. La sensibilité ne vient pas de la position de la ligne en circuit ouvert dont la gravure est maîtrisée avec une précision de quelques micromètres, mais d'un alignement incorrect du wafer supérieur qui rapprocherait les murs métalliques de la ligne. L'effet d'un décalage du capot supérieur sur la réponse optimisée est présenté sur la figure IV.17.



**Figure IV.17 :** Sensibilité de la réponse électromagnétique optimisée en adaptation, pour un décalage du capot supérieur de 150  $\mu\text{m}$  et 200  $\mu\text{m}$

Ce paramètre dont nous avons déjà parlé est un point sensible qu'il faudra particulièrement surveiller lors de la réalisation.

### III. APPLICATION DES STRUCTURES PERIODIQUES

Nous allons présenter dans ce paragraphe, l'application de la théorie des structures périodiques et de leurs propriétés à la réalisation d'un résonateur intégré au guide silicium que nous venons de présenter.

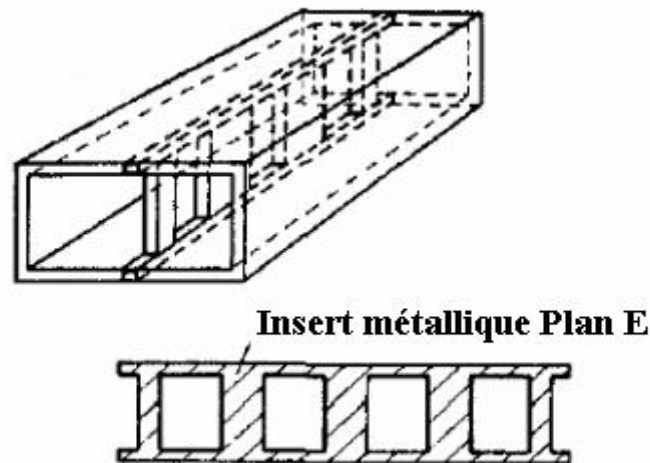
#### III.1 OBTENTION D'UNE BANDE INTERDITE EN FREQUENCE

Nous avons vu dans le premier chapitre que la perturbation périodique du milieu de propagation d'une onde électromagnétique pouvait aboutir à l'observation d'une bande interdite en fréquence, c'est à dire une zone fréquentielle dans laquelle les ondes

électromagnétiques ne se propagent pas. Nous allons donc modifier les conditions de propagation dans le guide conçu précédemment afin de créer une bande interdite en fréquence autour de 150 GHz.

### III.1.1. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE

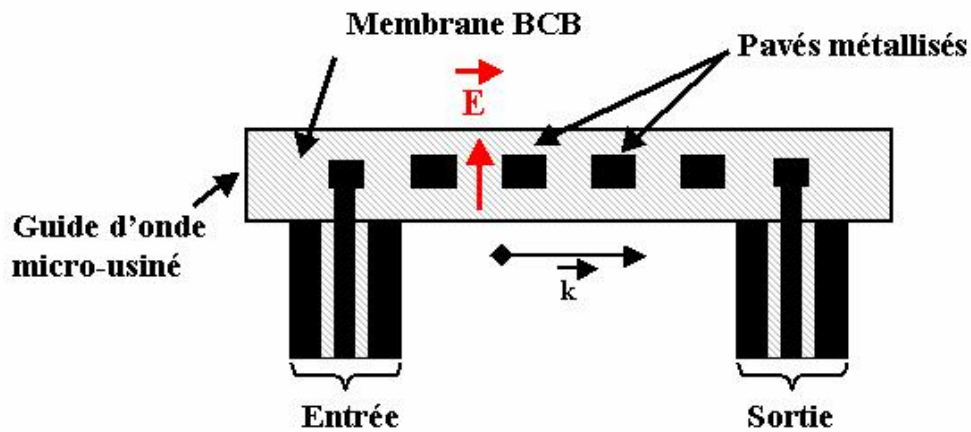
Afin de perturber le champ électromagnétique du mode se propageant dans le guide, nous nous sommes inspirés des guides d'ondes à inserts métalliques [94,95]. Cette technique consiste à rendre un guide d'onde évanescent par la modification de sa géométrie, c'est à dire en insérant un plan métallique en son centre. Les parties évanescentes et propagatives sont ensuite alternées en ouvrant des fenêtres dans le plan métallique (figure IV.18).



**Figure IV.18** : Schéma de principe d'un filtre en guide d'onde à inserts métalliques

Les résultats des travaux de recherche de Bertrand Lenoir [64], qui avait étudié ce type de structure aux alentours de 20 GHz, nous ont encouragés dans cette voie.

Dans notre cas, nous allons utiliser la membrane de polymère comme support afin d'y réaliser des motifs métalliques périodiques. Ces pavés métalliques seront donc localisés dans le guide, sur le même niveau que les lignes coplanaires et seront orientés tangentiellement par rapport au champ électrique  $\vec{E}$  (figure IV.19). Ceci justifie donc les choix faits précédemment concernant l'orientation du guide et la topologie de la structure globale.



**Figure IV.19 :** Vue schématique en coupe de la structure périodique constituée de pavés métalliques réalisés sur la membrane BCB

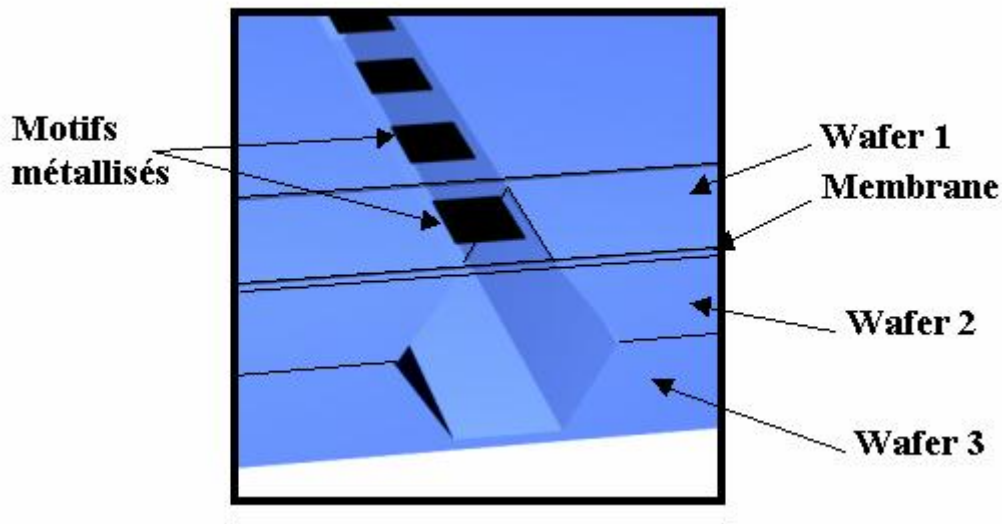
Ce choix concernant l'orientation tangentielle plutôt que perpendiculaire des pavés métalliques par rapport au champ électrique a été fait après une rapide étude des deux topologies. La deuxième solution n'apporte pas de modification suffisamment importante des conditions de propagation pour espérer obtenir une bande interdite en fréquence.

Il nous a donc fallu ensuite évaluer l'influence des paramètres géométriques de la structure périodique sur les caractéristiques de la bande interdite afin de maîtriser le réglage de la fréquence et de la réjection de cette dernière.

### ***III.1.2. ETUDE PARAMETRIQUE DE LA BANDE INTERDITE***

Dans un premier temps, nous avons considéré pour cette étude que la transition CPWG – guide d'onde que nous venons de présenter n'avait pas d'impact sur les caractéristiques de la bande interdite. Nous avons donc simplifié la structure de test en ne conservant que le guide d'onde intégré sans la transition.

Le modèle que nous avons utilisé pour les simulations électromagnétiques est présenté sur la figure IV.20.



**Figure IV.20 :** Vue globale du modèle sans transition utilisé pour les simulations électromagnétiques

Ce modèle nous a permis d'explorer les trois principaux paramètres influents de la structure périodique : le nombre et la dimension des motifs et le pas du réseau périodique.

#### Pas du réseau périodique (périodicité)

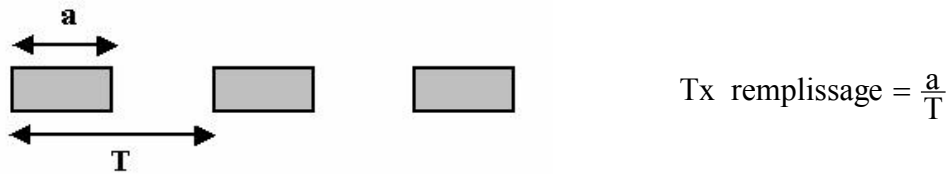
Le théorème de Bragg détaillé dans le premier chapitre établit une relation entre la fréquence centrale de la bande interdite observée et le pas du réseau périodique qui doit valoir une demi longueur d'onde guidée. Le choix de ce paramètre va donc permettre de régler la position en fréquence de la bande interdite, il doit donc être étudié en premier lieu.

Le calcul électromagnétique 2D de la section du guide à 150 GHz (la fréquence centrale de l'application visée) nous donne une valeur de longueur d'onde estimée à 3,7 mm.

$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{IV-2})$$

Le pas de réseau théorique pour la structure périodique insérée dans le guide est donc de 1,85 mm.

De nombreuses études [96,97] ont porté sur le taux de remplissage des structures périodiques, c'est à dire sur le rapport entre la dimension des motifs perturbateurs et la période ou pas du réseau.



**Figure IV.21** : Définition du taux de remplissage appliquée à notre structure

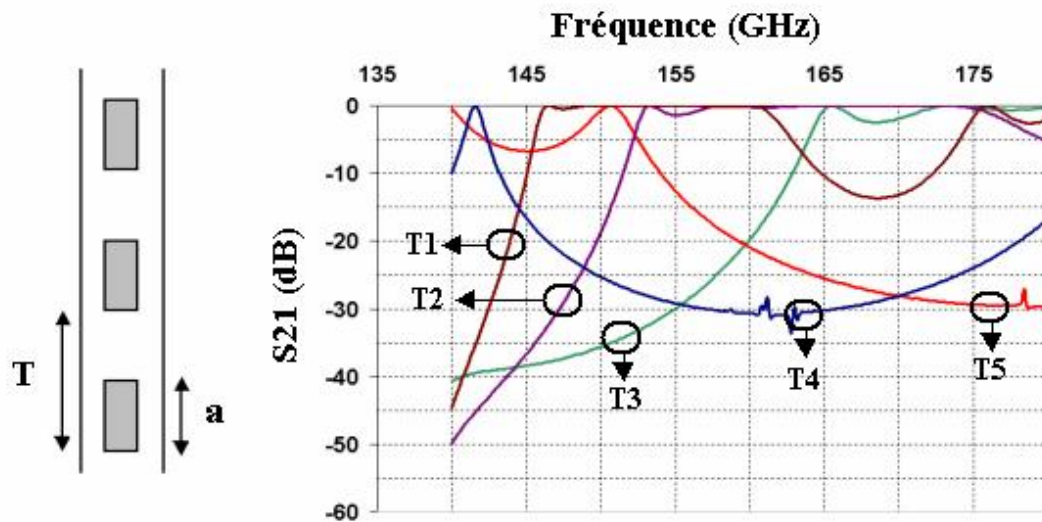
Elles ont mis en évidence l'existence d'un taux de remplissage optimal pour lequel un bon compromis entre l'ondulation dans la bande de transmission et la réjection de la bande interdite est obtenu. Ce taux de remplissage optimal vaut 0,5 ; il correspond donc à une égalité entre la dimension des motifs et la distance les séparant. Au cours de toute notre étude, nous avons conservé ce paramètre optimal.

La structure étudiée est complexe et assez différente du modèle du miroir de Bragg sur lequel s'appuie la loi de la demi longueur d'onde précitée. Notre expérience dans l'optimisation de tels circuits nous a poussés à utiliser la simulation électromagnétique 3D afin de réaliser une étude paramétrique concernant la fréquence centrale de la bande interdite.

Nous avons donc fixé le nombre de motifs et leurs dimensions latérales de manière à faire apparaître une bande interdite significative. La fréquence centrale de la bande interdite obtenue est ensuite étudiée en fonction de la variable période.

Il est important de noter que la bande interdite n'est pas toujours visible dans son intégralité à cause de la fréquence de coupure du guide. Pour les périodes trop faibles, nous n'observons que la partie supérieure de la bande interdite et il est difficile d'évaluer la position de la fréquence centrale.

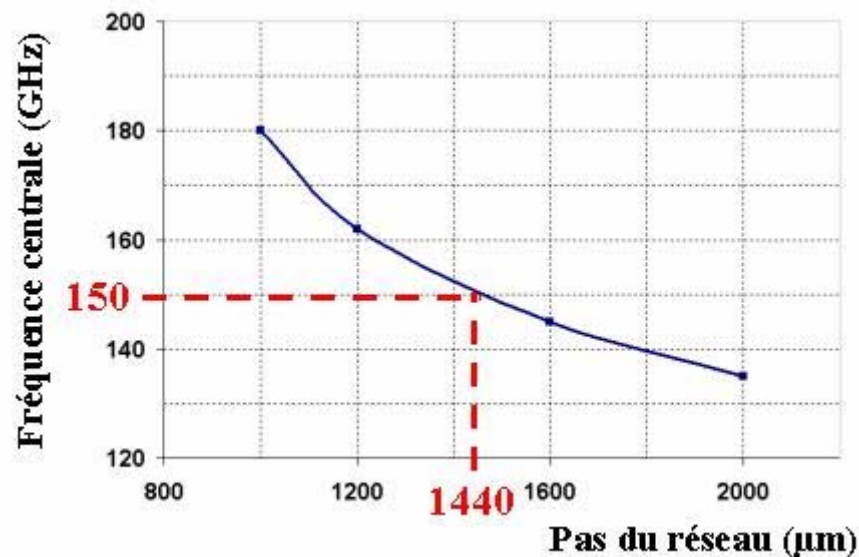




**Figure IV.22 :** Réponses électromagnétiques en transmission de la structure périodique pour différents pas de réseau :

$T1=2.4$  mm,  $T2=2$  mm,  $T3=1.6$  mm,  $T4=1.2$  mm,  $T5=1$  mm ( $T/a = \text{constante}=0,5$ )

Le tracé de la figure IV.22 fait apparaître l'évolution de la fréquence centrale de la bande interdite en fonction de la période des motifs métalliques disposés sur la membrane.



**Figure IV.23 :** Evolution de la fréquence centrale de la bande interdite en fonction du pas de réseau de la structure

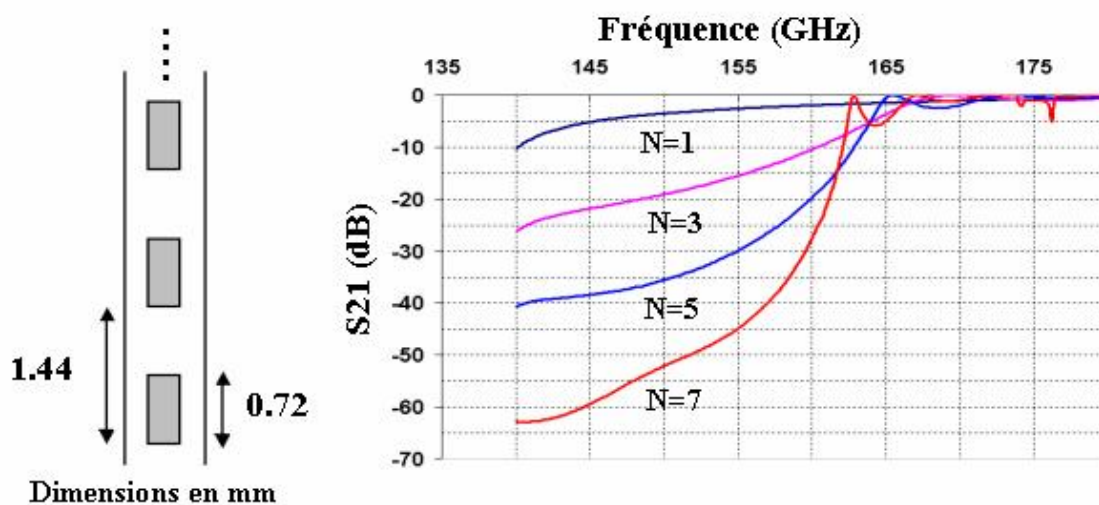
Nous pouvons donc en déduire la valeur qui nous intéresse pour le fonctionnement à 150 GHz recherché, c'est à dire  $T = 1,44$  mm.

### Nombre de motifs et dimensions de ces motifs

Ces deux paramètres vont influencer principalement sur la longueur, sur la largeur, la profondeur et la pente de la bande interdite ainsi que sur l'ondulation dans la bande passante.

#### *Nombre de motifs élémentaires*

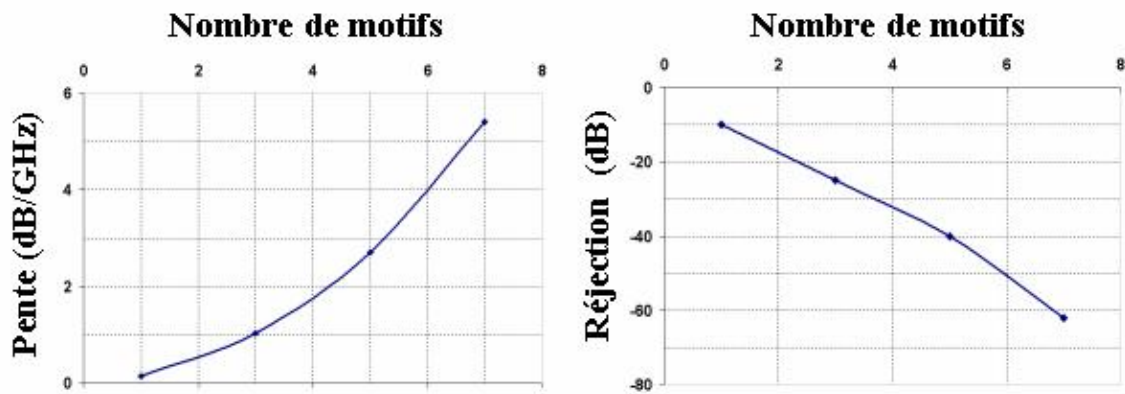
Nous avons ici étudié l'impact du nombre de motifs utilisés dans la structure périodique sur la profondeur et la pente de la bande interdite. La structure de test ainsi que les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV.24. Pour cette étude, la période et les dimensions des motifs métalliques restent fixes.



**Figure IV.24 :** Réponses électromagnétiques en transmission de la structure périodique pour un nombre de motifs  $N$  variable

Il apparaît que la réjection en fréquence de la bande interdite augmente et que la sélectivité de la bande croît avec l'augmentation du nombre de motifs. Ceci est tout à fait cohérent et conforme aux études décrites dans la littérature [94,95], plus il y a d'éléments perturbant la propagation du champ électromagnétique et plus l'effet de bande interdite en fréquence est prononcé.

La figure IV.25 résume l'évolution de la profondeur et de la pente de la bande interdite en fonction du nombre de motifs.

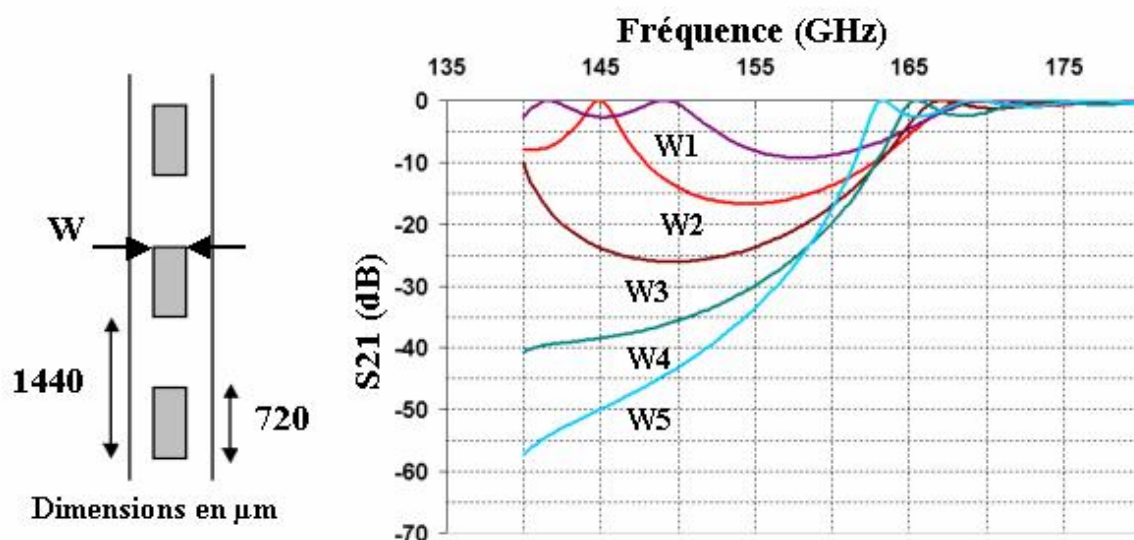


**Figure IV.25 :** Evolution de la profondeur et de la pente de la bande interdite en fonction du nombre de motifs

L'inconvénient de ce paramètre est qu'il ne permet qu'un réglage discret des caractéristiques de la bande interdite.

#### *Dimensions des motifs*

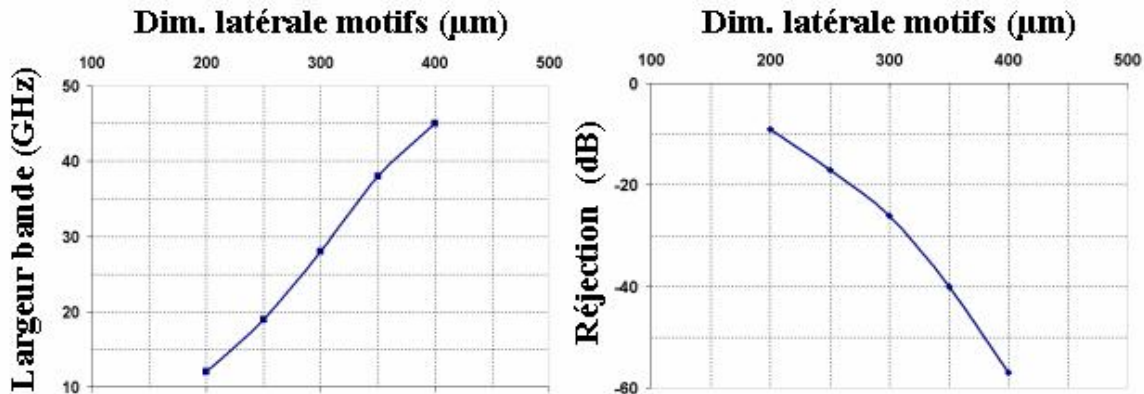
Dans cette étude, nous avons exploré l'effet de l'évolution des dimensions des motifs métalliques sur les caractéristiques de la bande interdite. Nous avons donc fixé le nombre de motifs égal à 5 et la période  $T = 1,44$  mm calculée précédemment. La dimension longitudinale des motifs métalliques est choisie égale à  $T/2$ . L'étude a donc porté sur les dimensions latérales des motifs (figure IV.26).



**Figure IV.26 :** Réponses électromagnétiques en transmission de la structure périodique pour différentes dimensions latérales des motifs du réseau :

W1=200 µm, W2=250 µm, W3=300 µm, W4=350 µm, W5=400 µm

La figure IV.27 représente les variations de la profondeur et la largeur de la bande interdite en fonction de la dimension latérale des motifs. Afin de les rendre comparables, les largeurs de bandes ont été mesurées à  $S_{21} = -5$  dB.



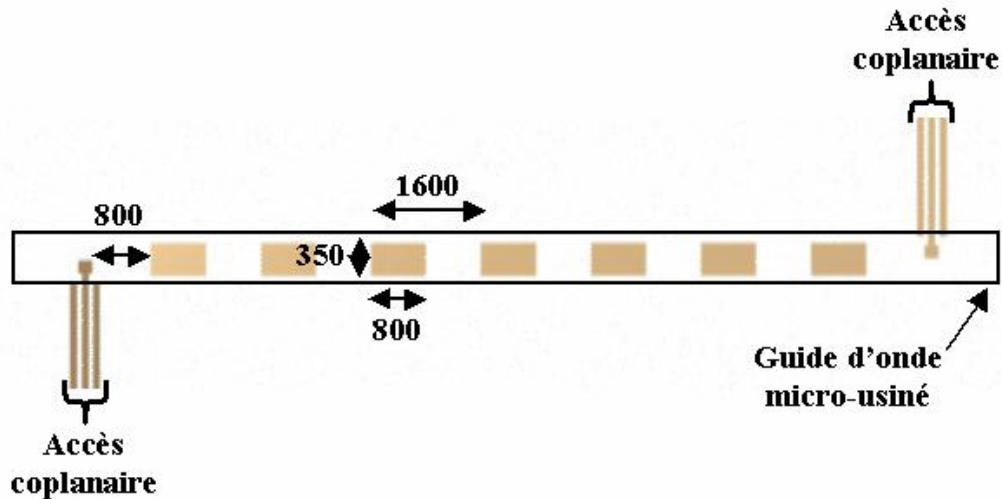
**Figure IV.27 :** Evolution de la profondeur et de la largeur de la bande interdite à  $-5$ dB en fonction des dimensions latérales des motifs

Le domaine de variation de ce paramètre est borné par les dimensions de la membrane et par les contraintes technologiques sur la précision de la gravure métallique. Nous observons également que la fréquence centrale de la bande interdite est affectée par ce paramètre, pour une augmentation de la largeur des motifs métallisés, elle décroît de 5 GHz par pas de 50 µm. Le réglage de la profondeur et de la largeur de la bande interdite par le biais des dimensions des motifs n'est donc malheureusement pas découplé du réglage de la fréquence. Ce paramètre devra donc être utilisé sur une petite échelle car il nécessite à chaque modification de recalibrer la fréquence en modifiant la période. Il pourra, si besoin est, servir à ajuster le réglage obtenu par le choix du nombre de motifs.

### III.1.3. STRUCTURE GLOBALE

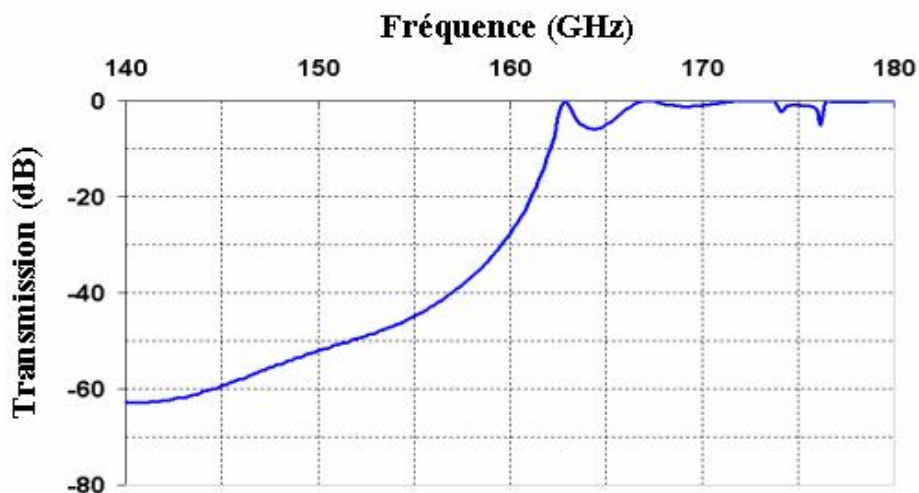
Nous allons, dans cette partie, présenter l'optimisation de la structure complète. Les motifs périodiques métalliques sont intégrés au guide d'onde excité par la transition coplanaire présentée précédemment. L'objectif ici est d'ajuster les dimensions de l'ensemble pour qu'une bande interdite en fréquence apparaisse autour de 150 GHz. Cette bande interdite doit être suffisamment large en fréquence et profonde en réjection pour laisser au filtre à concevoir une potentialité de réjection et d'isolation en fréquence importante.

Pour commencer, nous avons choisi de fixer les dimensions latérales des motifs à  $350\ \mu\text{m}$  afin d'obtenir une largeur de bande maximale tout en respectant les contraintes technologiques. Les abaques calculés dans la partie précédente nous ont permis d'approcher les dimensions de la structure puis, quelques itérations numériques portant sur les dimensions et la période des motifs ont été effectuées afin de peaufiner les réglages. La structure optimisée et ses dimensions sont présentées sur la figure IV.28.



**Figure IV.28 :** Vue en coupe au niveau de la membrane du réseau périodique et de la transition optimisés (dimensions en  $\mu\text{m}$ )

Sept motifs de  $800\ \mu\text{m} \times 350\ \mu\text{m}$ ; décalés d'une période  $T = 1,6\ \text{mm}$  ont été utilisés pour définir une bande interdite de 13 % de large à  $-30\ \text{dB}$  avec une réjection à  $150\ \text{GHz}$  de  $52\ \text{dB}$ .

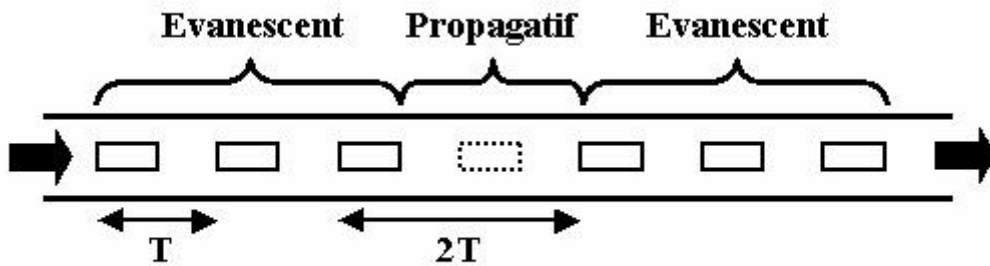


**Figure IV.29 :** Réponse électromagnétique de la structure optimisée présentée sur la figure précédente (calcul EM3D sans perte)

### III.2 CREATION D'UN PIC DE TRANSMISSION DANS LA BANDE INTERDITE

Nous avons démontré, dans le premier chapitre que pour obtenir une bande interdite centrée sur la fréquence  $F_{BI}$ , il fallait avoir recours à une structure de période  $T = \frac{\lambda_{BI}}{2}$ . Nous avons également vu que la perturbation locale de la périodicité de la structure permet d'observer une fenêtre de transmission très fine dans la bande interdite. Si cette perturbation correspond au doublement de la période sur deux motifs élémentaires, le pic de transmission est localisé précisément au centre de la bande interdite.

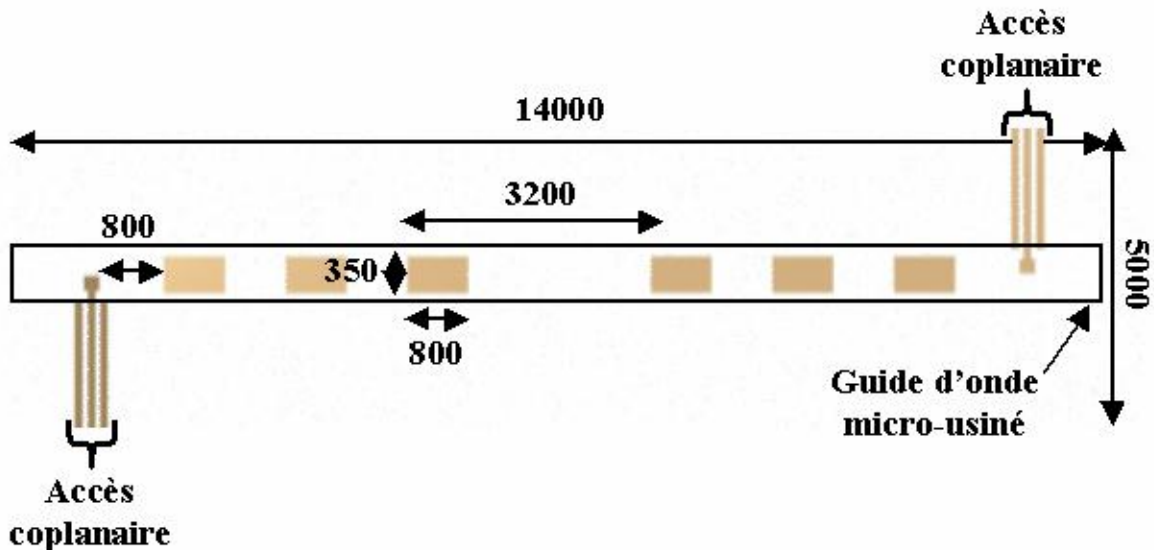
Nous avons donc mis à profit cette propriété pour créer une résonance dans la bande interdite de la structure que nous avons présentée dans la première partie de ce chapitre. Dans notre cas, le retrait d'un motif métallique de la membrane va nous permettre de définir une zone de guide propagative encadrée par des zones évanescentes (figure IV.30).



**Figure IV.30 :** Schéma de principe de la création d'un défaut dans la structure périodique

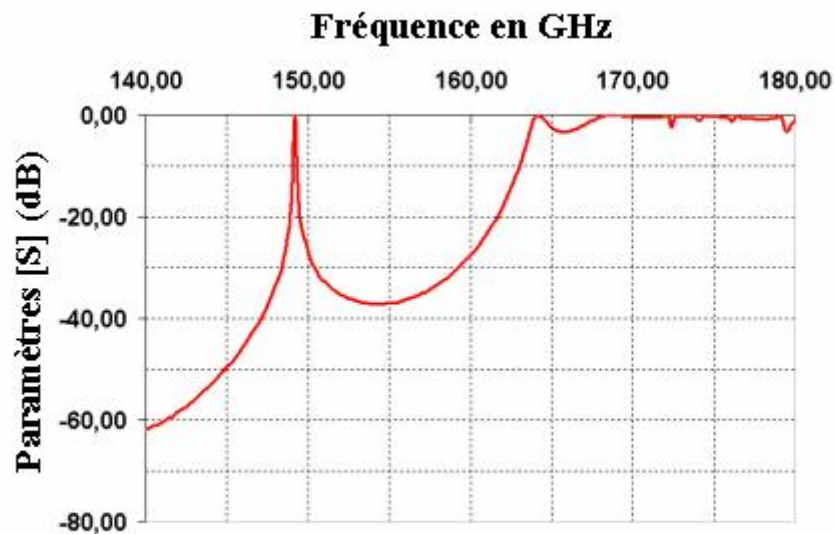
Cette structure peut être assimilée à un résonateur. Les caractéristiques des parties évanescentes vont fixer le degré d'excitation de ce dernier, plus la réjection des zones périodiques évanescentes va être importante, moins le résonateur sera excité. En fonction de l'évanescence des ondes électromagnétiques dans ces zones, nous avons donc accès au réglage du coefficient de couplage d'entrée-sortie  $Q_{e/s}$  du résonateur.

La simulation électromagnétique nous a permis de dimensionner un résonateur à partir de la structure périodique déjà présentée. La structure optimisée est présentée sur la figure IV.31. Nous avons utilisé trois motifs afin que le résonateur soit suffisamment découplé pour permettre une estimation de facteur de qualité.



**Figure IV.31 :** Vue en coupe au niveau de la membrane du réseau périodique avec le défaut de périodicité (dimensions en  $\mu\text{m}$ )

Les résultats de simulation de ce circuit sont présentés sur la figure IV.29 ; ils font apparaître un pic de transmission très fin à la fréquence 149 GHz (figure IV.32).



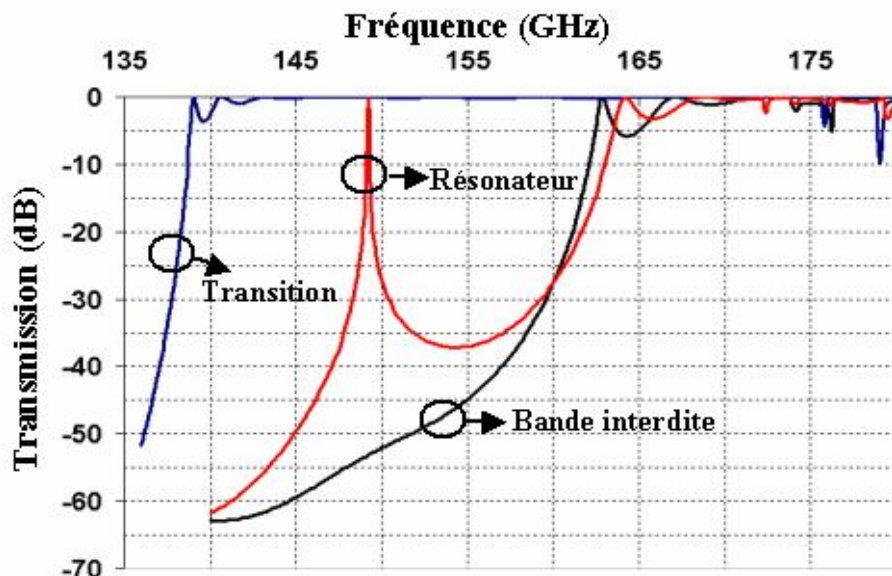
**Figure IV.32 :** Réponse électromagnétique de la structure à défaut optimisée présentée sur la figure précédente (calcul EM3D sans perte)

Le fait que le pic de résonance ne soit pas exactement à 150 GHz n'est pas un problème pour cette étude préliminaire de faisabilité. Ce paramètre est parfaitement maîtrisé, nous avons montré précédemment que la position en fréquence de la résonance est aisément ajustable par le biais du pas du réseau périodique.

Nous n'avons pas pu caractériser le facteur de qualité à vide théorique de cette structure à 150 GHz car nous ne connaissons pas les valeurs des pertes métalliques et diélectriques à cette fréquence. Nous avons néanmoins dimensionné une structure du même type autour de 60 GHz afin de réaliser une étude comparative avec les filtres quasi-planaires présentés au cours des chapitres précédents. La prise en compte dans la simulation des pertes métalliques de l'or ( $\sigma = 4.10^7 \text{ S/m}$ ) et diélectriques du BCB ( $\tan \delta = 10^{-3}$ ) nous ont permis d'évaluer un facteur  $Q_0$  de 1000 à 60 GHz à comparer à la valeur de 400 obtenue pour le filtre quasi-planaire à la même fréquence.

Les pertes rencontrées dans la structure sont essentiellement métalliques, les pertes diélectriques sont faibles car la propagation des ondes électromagnétiques se fait principalement dans l'air. L'utilisation d'une résonance volumique en guide d'onde nous permet donc, comme nous l'avons prévu, d'obtenir un facteur de qualité très supérieur à ce qui se fait en technologie planaire classique.

Nous résumons sur la figure IV.33, les résultats de simulation des trois structures optimisées à 150 GHz, la transition CPWG – guide seule, la structure périodique avec et sans le défaut.



**Figure IV.33** : Réponses électromagnétiques des trois structures optimisées précédemment :  
la transition CPWG-guide d'onde seule, le réseau périodique  
et le résonateur (calcul EM3D sans perte)

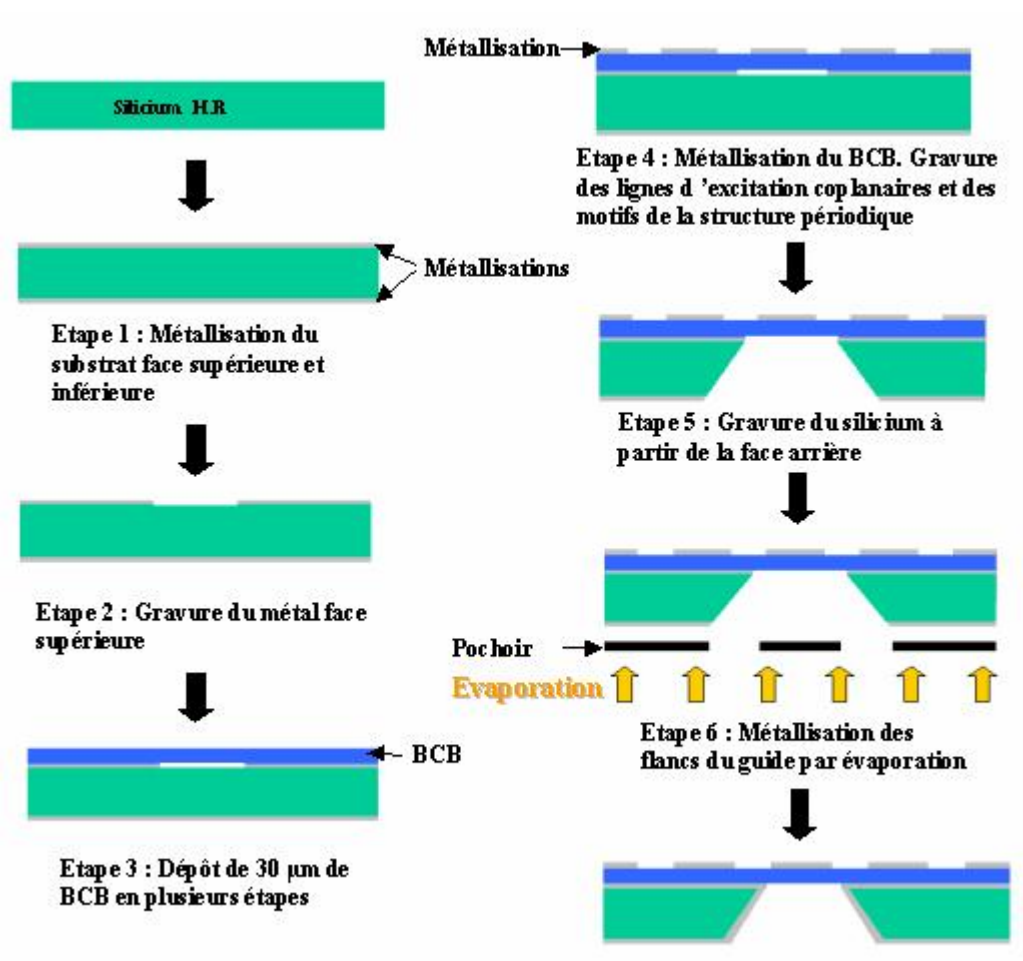


## IV. PROCESSUS DE FABRICATION

Les trois circuits que nous venons de présenter sont basés sur la même structure et font appel au même processus de fabrication. La seule différence concerne l'ajout des motifs périodiques métallisés au stade de la métallisation de la ligne coplanaire sur la membrane. La fabrication de ces circuits se déroule entièrement au sein de l'IRCOM.

Comme nous l'avons vu dans la description du principe de fonctionnement, la structure se décompose en trois parties, le wafer central qui va supporter la ligne de transmission coplanaire et le centre du guide d'onde et les wafers supérieurs et inférieurs qui vont assurer la fermeture du guide d'onde. Ces trois parties, vont être réalisées indépendamment puis assemblées au moyen d'une colle époxy argentée.

Sur la figure IV.34, sont décrites les étapes de fabrication du wafer central.



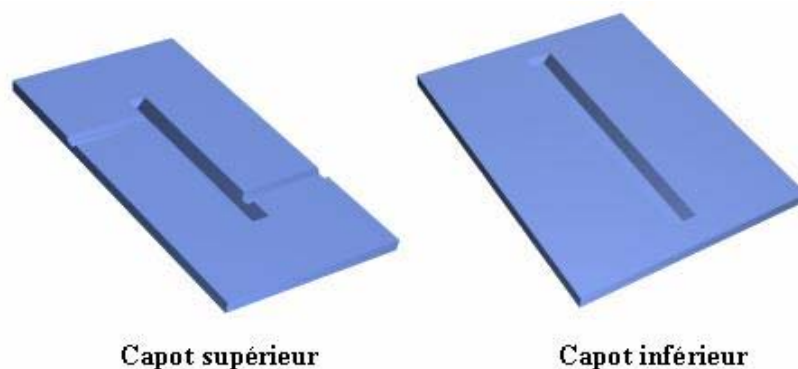
**Figure IV.34 :** Description des principales étapes de réalisation de la partie centrale de la structure

Le wafer de silicium est tout d'abord métallisé chrome et or sur ses deux faces, le BCB est ensuite déposé sur la face supérieure avec une épaisseur de 30  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur de BCB requise pour notre application est très supérieure à ce qui est habituellement déposé pour la réalisation de filtres planaires sur membrane. Une étude de faisabilité technologique a donc été faite afin de valider la réalisation du dépôt de BCB en plusieurs étapes pour obtenir l'épaisseur de 30  $\mu\text{m}$ . La surface du BCB est métallisée et la définition de la ligne coplanaire et des motifs de la structure périodique est réalisée par une technique classique de photolithographie. L'étape suivante concerne la gravure du silicium pour la réalisation de la partie centrale du microguide, une gravure humide est utilisée, les zones à attaquer sont couvertes dans la métallisation de la face inférieure.

Finalement, les parois inclinées du guide sont métallisées en utilisant une technique d'évaporation. Le point délicat de cette dernière étape est de ne pas déposer de métal sur la membrane, ceci aurait pour conséquence de court-circuiter le guide en son milieu et de bloquer la propagation des ondes électromagnétiques. Pour éviter cela, nous avons recours à un wafer de silicium basse résistivité micro-usiné, employé comme pochoir pour masquer les zones à protéger.

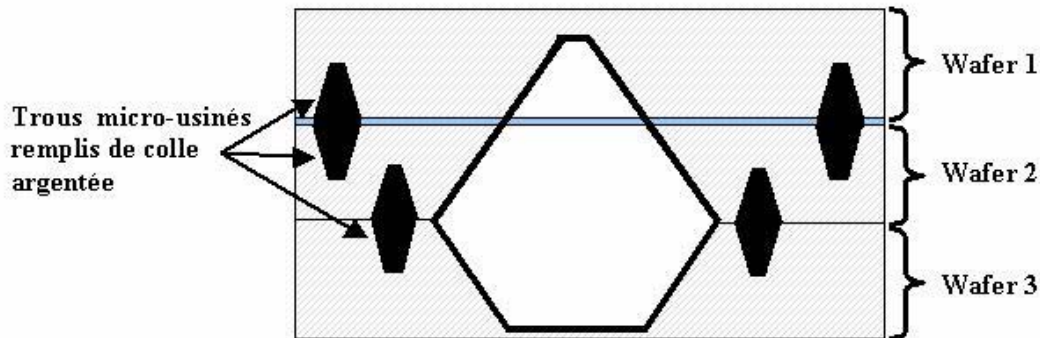
Un certain nombre de ces étapes ont déjà été validées à l'IRCOM pour la fabrication de circuits sur membrane [98], d'autres comme l'utilisation des pochoirs doivent être mises au point et testées séparément avant d'être appliquées à la réalisation du filtre complet. La fabrication de ce circuit demeure délicate car, aux fréquences visées, une grande précision de gravure est requise.

Comparativement, la fabrication des parties supérieures et inférieures de la structure est beaucoup plus simple. Elle ne nécessite qu'une ou deux étapes de micro-usinage suivies de la métallisation complète des wafers (figure IV.35).



**Figure IV.35** : Fabrication des capots supérieur et inférieur du guide :  
gravure humide + métallisation

La dernière étape est l'assemblage des trois parties de la structure. Comme nous l'avons déjà mentionné, l'assemblage est assuré au moyen d'une colle époxy argentée. Cette colle est injectée dans des tranchées placées en vis-à-vis sur chaque élément de la structure. Après cuisson, la colle va assurer le maintien mécanique des éléments entre eux ainsi que la continuité des plans de masse (figure IV.36).



**Figure IV.36 :** Schéma descriptif de la technique d'assemblage des trois wafers à l'aide de colle argentée

L'alignement des trois wafers avant leur collage fait partie des étapes délicates, il doit être réalisé avec précision pour limiter le décalage des différents éléments de la structure entre eux. Comme nous l'avons montré, un décalage trop important peut perturber le fonctionnement du guide ou court-circuiter les lignes coplanaires. Cette phase est donc optimisée par l'utilisation de marque, d'alignement et d'un aligneur de wafers.

Les masques nécessaires à la fabrication de ce circuit ont été réalisés et le circuit est actuellement en phase de réalisation à l'IRCOM.

## V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous avons présenté dans ce chapitre, une application de la théorie des structures périodiques à la réalisation d'un résonateur intégré dans un guide d'onde en silicium micro-usiné. Ce résonateur fonctionne en bande D et offre de bonnes performances électriques pour un encombrement et un poids réduits. Il représente donc une alternative intéressante aux cavités volumiques généralement utilisées pour les applications de radiométrie spatiale à ces fréquences. De plus, la conception d'une transition CPWG – guide d'onde associée à ce

résonateur et permettant l'utilisation de lignes coplanaires pour son excitation laisse envisager son intégration aisée à un environnement planaire.

Les perspectives à ce travail sont, tout d'abord, la validation expérimentale par la mesure, du concept démontré en simulation, puis l'étude et la conception de filtres multipôles utilisant plusieurs résonateurs élémentaires du type de celui présenté dans ce chapitre.

Lors de cette étude de faisabilité, nous avons choisi une structure périodique extrêmement simple afin de ne pas multiplier les problèmes de conception et de réalisation. Cependant, compte tenu du principe de fonctionnement de l'ensemble, il est clair qu'une fois l'excitation du mode de guide maîtrisée expérimentalement, nous pourrions optimiser le réseau (géométrie des motifs, pas du réseau,...) afin de satisfaire les objectifs (électrique, encombrement,...).

Enfin, une étude concernant l'intégration de ce type de filtre à un environnement module comme celle présentée dans le deuxième chapitre devra être réalisée. Ceci afin de proposer, à terme, une solution de filtrage complète avec son interconnexion système répondant aux gabarits imposés par la radiométrie spatiale en bande D.

# **CONCLUSION**

## **GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur l'application de la théorie des structures périodiques à la réalisation de fonctions de filtrage millimétriques et submillimétriques innovantes. Nous avons cherché à développer des topologies de résonateurs quasi planaires qui, tout en offrant des performances électriques supérieures aux résonateurs planaires classique (ligne  $\lambda/2$ , patch,...), ne font appel pour leur fabrication qu'à des technologies bas-coût et adaptées à l'intégration des circuits à leur environnement. L'objectif visé était de proposer des alternatives aux solutions de filtrage classiques purement volumiques ou planaires. Les solutions présentées correspondent à des impératifs de forts coefficient de qualité, de faible encombrement, de facilité de fabrication et d'intégration.

Le premier chapitre de ce manuscrit a été consacré à la description du principe de fonctionnement et des propriétés des structures périodiques. Après l'étude théorique d'un cas d'école, le miroir de Bragg, nous avons décrit les trois grandes classes de structures périodiques : monodimensionnelle, bidimensionnelle et tridimensionnelle. Quelques exemples d'applications de ce type de structures dans le domaine des hyperfréquences ont été présentés. Une description des principaux procédés technologiques utilisés en microélectronique pour la réalisation de circuits micro ondes est venue compléter ce premier chapitre.

Dans une seconde partie, les propriétés de filtrage stop-bande que les structures périodiques présentent dans la bande interdite fréquentielle ont été mis à profit pour confiner le champ électromagnétique et ainsi réaliser des guides d'onde, des résonateurs et des filtres en cavités quasi-planaires intégrées dans un substrat de silicium. En premier lieu, la conception et la réalisation à l'IRCOM d'un filtre deux pôles en bande Q à 45 GHz a permis la validation de la faisabilité et du principe de fonctionnement. Le concept a ensuite été appliqué, dans le cadre du projet européen LIPS, à la conception et à la réalisation d'un filtre trois pôles intégré dans un démonstrateur d'émetteur à 59 GHz. Pour ce dernier, le filtre ainsi que la transition complète permettant son report au module d'émission ont été étudiés. Le circuit a été réalisé par THALES R&T.

Dans le troisième chapitre, une collaboration avec VTT Electronics, dans le cadre du projet européen LOTTO, nous a donné accès à la technologie LTCC. Le principe démontré précédemment a donc été étendu à l'étude d'un filtre à 42.6 GHz. Le potentiel d'intégration

---

3D de cette technologie nous a permis de réduire l'encombrement du circuit par l'utilisation de cavités chargées capacitivement par un plot métallique. Le filtre deux pôles réalisé présente de bonnes performances et est très proche de la fonction de filtrage prévue par la synthèse et la simulation électromagnétique.

La dernière partie de ce manuscrit a été consacrée à l'étude prospective d'une fonction de filtrage dédiée à des applications de radiométrie spatiale à 150 GHz. Tout d'abord, une transition entre une ligne coplanaire et un guide d'onde micro-usiné dans un substrat de silicium fonctionnant en bande D a été conçue. Les propriétés des structures périodiques ont ensuite été utilisées afin d'insérer dans ce guide un filtre de type évanescent-propagatif. L'étude électromagnétique de cette structure a démontré son potentiel, la réalisation est en cours à l'IRCOM.

Nous avons donc démontré le potentiel des structures périodiques pour la réalisation de fonctions de filtrage millimétriques et submillimétriques compactes au dessus de 40 GHz. Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre de ce manuscrit, l'encombrement des structures périodiques est lié à la longueur d'onde de l'application envisagée. S'il est rédhibitoire aux basses fréquences des micro ondes, nous avons montré qu'il n'apparaît plus comme un inconvénient avec la montée en fréquence car les dimensions deviennent « raisonnables » en terme d'intégration module. Leurs propriétés nous ont permis d'allier les performances électriques de résonateurs en cavités aux facilités d'intégration des topologies planaires. En effet, les solutions de filtrage proposées sont basées sur des méthodes de fabrication collectives, planaires, bas-coût et adaptées à la production en grande série. Les résonateurs conçus présentent de très bonnes performances électriques avec des facteurs  $Q_0$  compris entre 300 et 900 qui sont donc largement supérieurs aux topologies planaires classiques. L'utilisation des technologie LTCC et silicium a donc été validée pour des applications de filtres bandes étroites performants au delà de 40 GHz.

Les perspectives à ce travail sont une étude de l'intégration de la fonction de filtrage dans une approche module, plus globale, permettant un gain de place, une optimisation des interconnexions et une amélioration du packaging. En ce qui concerne les solutions de filtrage en bande D, l'approche théorique est à confirmer par la réalisation et la mesure. Une optimisation de la structure périodique utilisée est également à envisager.

---



# **ANNEXE**



## ANNEXE 1

### Caractéristiques principales du logiciel EMXD

Les méthodes numériques d'analyse électromagnétique sont devenues un outil incontournable pour les concepteurs de circuits hyperfréquences. Elles permettent d'appréhender et de comprendre le fonctionnement d'un circuit et facilitent donc grandement le travail de conception et d'optimisation. Le logiciel de calcul électromagnétique EMXD a été développé à l'IRCOM par Michel AUBOURG [62,77], il est basé sur la résolution des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis. Cette méthode s'appuie sur la description géométrique de la structure à étudier sous forme d'un maillage d'éléments triangulaires (2D) ou tétraédriques (3D), elle permet l'analyse électromagnétique de la structure dans le domaine fréquentiel.

L'avantage de la méthode des éléments finis est la grande souplesse conférée au maillage par la forme tétraédrique des cellules élémentaires. Cette méthode est parfaitement adaptée au traitement de structures géométriques complexes du type de celles que nous avons étudiées au cours de ces travaux de thèse. Cependant, elle réclame en contrepartie d'importants moyens informatiques.

Le système d'équations algébriques qui décrit le problème peut être résolu de deux façons différentes. La résolution en "oscillations libres" permet de calculer, en l'absence d'excitation, les résonances propres de la structure étudiée, ainsi que la distribution spatiale des champs E et H. la résolution en "oscillations forcées" permet de déterminer les paramètres [S] généralisés dans les accès du dispositif pour une fréquence donnée.

Deux types d'accès permettant d'exciter une structure sont disponibles dans le logiciel EMXD, les accès distribués et les accès localisés.

L'accès distribué permet d'imposer une répartition de courant surfacique qui conduit à l'excitation du dispositif. L'accès localisé représente une section droite de ligne bifilaire parcourue par un courant I et possédant une différence de potentiel V à ses bornes.

Le logiciel EMXD offre également de nombreuses possibilités dont nous n'avons pas eu l'usage :

- ↪ La segmentation ou les accès numériques qui permettent l'étude de structures complexes en subdivisant le volume d'étude.
  
- ↪ La paramétrisation en fréquence qui permet de déduire par une approximation de Padé, les résultats de simulation sur une bande de fréquences, en ne réalisant qu'un seul calcul complet par la MEF au centre de la bande.
  
- ↪ La simulation thermique, la paramétrisation géométrique et bientôt le gradient topologique.

Ce type de logiciel basé sur la méthode des éléments finis est tout à fait adapté pour l'étude des modules hyperfréquences.

---

# **BIBLIOGRAPHIE**



---

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **L. BRILLOUIN**  
"Wave propagation in périodic structures"
- [2] **R. E. COLLIN**  
"Foundations for microwave engineering"
- [3] **R. ULRICH, K. F. RENK AND L. GENZEL**  
"Tunable submillimeter interferometers of the Fabry-Perot type"  
*IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, pp. 363/371, 1963
- [4] **R. ULRICH, K. F. RENK AND L. GENZEL**  
"Far infrared properties of metallic mesh and its complementary structure"  
*Infrared Physics.*, Vol. 7, pp. 37-55, Pergamon press ltd, 1967
- [5] **P. F. GOLDSMITH**  
"Quasioptical systems : gaussian beam, quasioptical propagation and applications"  
*IEEE Press MTTs*, 1997
- [6] **E. YABLONOVITCH**  
"Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics"  
*Phys. Rev. B*, 58, pp. 2059-2062, 1987.
- [7] **E. YABLONOVITCH, T. J. GMITTER**  
"Photonic band structures : The face centered cubic case"  
*Phys. Rev. B*, 63, pp. 1950, 1989.
- [8] **A. R. PARKER, R. C. MCPHEDRAN, D. R. MCKENZIE, L. C. BOTTEN,  
N. P. NICOROVICI**  
"Photonic engineering : Aphrodite's iridescence"  
*Nature*, 409, pp. 36-37, Jan 2001
-

- 
- [9] **D. M. POZAR**  
"Microwave engineering"  
*John Wiley & Sons, Inc*
- [10] **M. THEVENOT**  
"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antenne"  
*Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Mars 2001*
- [11] **F. GADOT, E. AKMANSOY, S. MASSAOUDI ET A. DE LUSTRAC**  
"Amplification of anomalous refraction in photonic band gap-prism"  
*IEE Electronics Letters Vol. 39, No. 6, Mars 2003*
- [12] **B. LENOIR ET AL.**  
"Periodic structures for original design of voluminous and planar microwave filter"  
*IEEE International Microwave Symposium, Phoenix, USA, June 2001*
- [13] **P. R. VILLENEUVE, M. PICHE**  
"Photonic band gap in two dimensional square lattices : square and circular rods"  
*Phy. Rev. B/Vol. 46, pp. 4673, 1992*
- [14] **M. PLIHAL, A. A. MARADUDIN, P. R. VILLENEUVE, M. PICHE**  
"Photonic band structure of two dimensional systems : the triangular lattice"  
*Phy. Rev. B/Vol. 44, pp. 8565, 1991*
- [15] **D. CASSAGUE, C. JOUANIN, D. BERTHO**  
"Hexagonal photonic band gap structures"  
*Phy. Lett. B/Vol. 53, pp. 7134, 1996*
- [16] **B. LENOIR, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON,**  
"Finite element method for rigorous design of microwave devices using photonic band gap structures"  
*IEEE International Microwave Symposium, Baltimore, Maryland, USA, June 1998*
-



- 
- [17] **M. M. SIGALAS, C. T. CHAN, K. M. HO AND C. M. SOUKOULIS**  
"Metallic photonic band-gap materials"  
*Phys. Rev. B*, 52(16), pp. 11744-11751, 1995.
- [18] **T. BRILLAT**  
"Définition, réalisation et caractérisation de matériaux à bandes photoniques interdites reconfigurables en micro-ondes"  
*Thèse de doctorat de l'université de Nanterre, Dec. 2000*
- [19] **V. BERGER**  
"Les matériaux à bande interdite photonique"  
*Etat de l'art, Août 1995, réunion GDR « Cristaux photoniques »*
- [20] **SANDIA NATIONAL LABORATORIES**  
<http://www.sandia.gov/media/photonic.htm>
- [21] **Y. CHEN ET AL.**  
"Simulation, fabrication, and characterisation of 3D alumina photonic bandgap structures"  
*Microwave and optical technology letters*, vol. 30, N° 5, pp. 305-307, September 2001
- [22] **W. C. CHAPPELL, C. REILLY, J. HALLORAN, L. P. B. KATEHI**  
"Ceramic synthtic substrates using solid freeform fabrication"  
*IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 51, N° 3, March 2003
- [23] **S. ROWSON, A. CHELNOKOV, J. M. LOURTIOZ**  
"Caractérisation térahertz d'un cristal photonique 3D obtenu par usinage mécanique"  
*5èmes journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), Mai 1998.*
- [24] **A. CHELNOKOV, S. ROWSON, J. M. LOURTIOZ, L. DUVILLARET, J. L. COUTEZ**  
"Light controllable defect modes in three dimensional photonic crystal"  
*Electronics Letters*, vol. 34, n°20, October 1998.
-

- 
- [25] **C.Y. HANG, Y QIAN, T ITOH**  
"High efficiency S-band class AB push-pull power amplifier with wide band harmonic suppression"  
*IEEE International Microwave Symposium, MTT, Phoenix, USA, June 2001*
- [26] **C. CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
"An electromagnetic bandgap resonator antenna"  
*IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol.50, n°9, September 2002*
- [27] **M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO**  
"Directive photonic-bandgap antennas"  
*IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.47, n°11, November 1999*
- [28] **R COCCIOLI, K.P MA, T ITOH**  
"UC-PBG substrate for planar antennas"  
*EUMC 99, Munich*
- [29] **B. THON, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, R. LEFÈVRE**  
"Global EM and thermal analysis of a 40 Gb/s all integrated optoelectronic transmitter module"  
*IEEE International Microwave Symposium, Fortworth, Texas, USA, June 2004*
- [30] **J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS**  
"A 4 port resonant switch patterned in photonic crystal"  
*IEEE Microwave and guided wave letter, vol. 9, N° 7, july 1999*
- [31] **W. J. CHAPPELL, M. P. LITTLE, L. P. B. KATEHI**  
"High Q two dimensional defect resonators-Measured and simulated"  
*IEEE International Microwave Symposium, 2000*
- [32] **J. M. LOURTIOZ ET AL.**  
"Toward controllable photonic crystals for centimeter and millimeter wave devices"  
*Journal of lightwave technology, vol. 17, N° 11, November 1999*
-

- 
- [33] **J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS**  
"Active waveguides patterned in mixed 2D-3D metallic photonic crystal"  
*Electronics letters, Vol. 35, N° 6, March 1999*
- [34] **V.G. VESELAGO**  
"The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ "  
*Sov. Phys.-Usp., vol. 10, no. 4, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968*
- [35] **R. A. SHELBY, D. R. SMITH, S. SCHULTZ**  
"Experimental verification of a negative index of refraction"  
*Science, Vol. 292, pp. 77-79, 6 April 2001*
- [36] **A. SANADA, C. CALOZ, T. ITOH**  
"Planar distributed structures with negative refractive index"  
*IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.52, n°4, April 2004*
- [37] **D. SIEVENPIPER, L. ZHANG, R. F. JIMENEZ BROAS, N. G. ALEXOPOULOS, E. YABLONOVITCH**  
"High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band"  
*IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol.47, n°11, November 1999*
- [38] **T. S. LAVERGHETTA**  
"Microwave materials and fabrication"  
*Artech House Publishers*
- [39] **M. PAUNOVIC AND M. SCHLESINGER**  
"Fundamentals of electrochemical deposition"  
*Wiley, New York, 1998*
- [40] **ELECTROCHEMISTRY ENCYCLOPEDIA**  
<http://electrochem.cwru.edu/ed/encycl/>
- [41] **H. J. DE LOS SANTOS**  
"Introduction to microelectromechanical (MEM) microwave systems"  
*Artech House Publishers*
-

- 
- [42] **OLIVIER BONNAUD**  
"Module pédagogique d'initiation à la microélectronique"  
*www.microelectronique.univ-rennes1.fr*
- [43] **BRUCE K. GALE**  
"Fundamentals of micromachining"  
*http://www.eng.utah.edu/~gale/*
- [44] **BRUCE K. GALE**  
"Microsystem principles"  
[http://www.latech.edu/tech/engr/bme/gale\\_classes/mems.htm](http://www.latech.edu/tech/engr/bme/gale_classes/mems.htm)
- [45] <http://www.memscap.com/>
- [46] **FUJITA LABORATORY MICRO NANO ELECTRO MECHANICAL SYSTEMS**  
*http://www.fujita3.iis.u-tokyo.ac.jp/*
- [47] **UNIVERSITY OF TEXAS AT DALLAS**  
*http://www.utdallas.edu*
- [48] **A. BERTSCH, H. LORENZ, P. RENAUD**  
"Combining microstereolithography and thick resist UV lithography for 3D microfabrication"  
*Micro Electro Mechanical Systems, 1998. MEMS 98. Proceedings., The Eleventh Annual International Workshop on , 25-29 Jan. 1998*
- [49] **INSTITUT DE MICROTECHNOLOGIE DE MAYENCE**  
*http://www.imm-mainz.de*
- [50] **R. R. TUMMALA**  
"SOP : what is it and why ? A new microsystem integration technology Paradigm-Moore's law for system integration of miniaturized convergent systems of the new decade"  
*IEEE Transactions on advanced packaging, Vol. 27, N° 2, May 2004*
-

- 
- [51] **JEREMY VAUX**  
"L'interconnexion 3D, entre innovation et rationalisme"  
*Electronique internationale, N° 561, 20 Mai 2004*
- [52] **F. BODEREAU**  
"Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l'électromagnétisme et des circuits"  
*Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Novembre 2000*
- [53] **INTERCONNEXION EN MICROELECTRONIQUE : LES CIRCUITS MULTIPUCE (MCM)**  
"System plus S.A systemplus.fr"
- [54] **T. GLEDITSH, H. KRISITANSEN, D. AUSEN**  
"Chapter F : Multi Chip Modules"  
*The nordic electronics packaging guideline*
- [55] **O. PETITJEAN**  
"Etude des caractéristiques techniques et économiques des filières d'interconnexions des composants électroniques dans les systèmes"  
*Rapport DESS Université de Nantes, 1997*
- [56] **Z. LAI AND J. LIU**  
"Chapter A : Wire bonding"  
*The nordic electronics packaging guideline*
- [57] **MICROELECTOMAGNETIC DEVICE GROUP, UNIVERSITY OF TEXAS AT AUSTIN**  
<http://weewave.mer.utexas.edu>
- [58] **J. VÄHÄKANGAS, O. RUSANEN, T. JAAKOLA AND J. LENKKERI**  
"Chapter B : Flip chip technology"  
*The nordic electronics packaging guideline*
- [59] **THE COLLEGE OF ENGINEERING, SAN JOSE STATE UNIVERSITY**  
<http://www.engr.sjsu.edu/coe/>
-

**[60] MICROBONDING**

<http://www.microbonding.com>

**[61] D. BAILLARGEAT**

"Contribution à la réalisation de composants et dispositifs microondes et millimétriques innovants. Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de méthodes de conception"

*Habilitation à diriger des recherches, Université de Limoges - Décembre 2002*

**[62] M. AUBOURG**

"Manuel EMXD"

**[63] W. J. CHAPPELL, X. GONG, L. P. B. KATEHI**

"Narrow Ka bandpass filters using periodically loaded substrates"

*IEEE International Microwave Symposium, Fortworth, USA, June 2004*

**[64] M. J. HILL, R. W. ZIOLKOWSKI AND J. PAPAPOLYMEROU**

"A high-Q reconfigurable planar EBG cavity resonator"

*IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 11, N° 6, June 2001*

**[65] B. LENOIR**

"Applications de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires"

*Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Mars 2001*

**[66] P. BLONDY, A. R. BROWN, D. CROS, G. M. REBEIZ**

"Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems"

*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, N° 12, December 1998*

**[67] M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER, J. L. CAZAUX**

"A surface-mountable membrane supported filter"

*IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 13 , Issue: 12 , Dec. 2003, Pages:535 - 537*

- 
- [68] **S. V. ROBERTSON, L. P. B. KATEHI, G. M. REBEIZ**  
"Micromachined W-band filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, N° 4, April 1996
- [69] **B. LENOIR, P. BLONDY, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON, E. ZENG, C. TAVERNIER AND J. PAPAPOLYMEROU**  
"A novel planar silicon waveguide filter at 45 GHz based on a periodic structure"  
*IEEE International Microwave Symposium, Seattle, USA, June 2002*
- [70] **S. BILA**  
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, mai 1999*
- [71] **PROJET LIPS**  
<http://www.ife.ee.ethz.ch/lips/>
- [72] **MEIK HUBER**  
"60GHz Antennas for Next Generation WLAN"  
*Semester Thesis at Electronics Lab (IfE), ETH Zürich, Switzerland, February 2002*
- [73] **M. ITO, K. MARUHASHI, K. IKUINA, T. HASHIGUCHI, S. IWANAGA, K. OHATA**  
"A 60 GHz band planar dielectric waveguide filter for flip-chip modules"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, N° 12, December 2001
- [74] **J. GRZYB, I. RUIZ, G. TRÖSTER**  
"MCM-D/L Technology for realization of low cost system-on-package concept at 60-80 GHz"  
*Eumw 2003, Munich*
- [75] **J. GALIÈRE, J. L. VALARD, E. ESTÈBE**  
"Millimetre-wave MMIC packaging compatible with surface mount technology (SMT)"  
*34<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, 2004*
-

**[76] J. GRZYB, I. RUIZ, G. TRÖSTER**

"Extraction of Material Complex Permittivities for Composite Substrate MCM-L Technologies up to 100GHz"

*IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects 2003*

**[77] CEDRICK SABOUREAU**

"Analyses électromagnétiques et méthodologies hybrides de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques"

*Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, septembre 2004-12-14*

**[78] LOTTO**

"Projet Européen PIDEA"

*Date de notification : Juin 1999 – durée : 42 mois*

**[79] VTT ELECTRONICS**

"Design guidelines Low Temperature Co-fired Ceramic Modules"

*<http://www.vtt.fi/ele>*

**[80] EMMANUEL PICARD**

"Filtres planaires en technologies innovantes pour des applications multimédia"

*Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, mars 2004*

**[81] C. Q. SCRANTOM, G. J. GRAVIER**

"LTCC Technology. Where we are and where we're going-IV"

*IEEE MTT-S International Topical Symposium on Technologies for Wireless Applications Digest, Vancouver, Bc., Canada, 193–200.*

**[82] M. SIMEONI, R. SORRENTINO, S. VERDEYME**

"The circular wire-patch resonator-theory, numerical analysis, and filter design application"

*Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 51 , Issue: 4 , April 2003 Pages:1187 - 1193.*



**[83] H. SONG ET Y. LEE**

"A miniaturized 2.4 GHz band multi-layer bandpass filter using capacitively loaded  $\lambda/4$  slow-wave resonator"

*Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 1 , 8-13 June 2003*

**[84] K. UENAKADA**

"Equivalent Circuit of Reentrant Cavity"

*Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 21 , Issue: 1 , Jan 1973*

**[85] E. RIVIER, M. VERGE-LAPISARDI**

"Lumped parameters of a reentering cylindrical cavity"

*Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 19 , Issue: 3 , March 1971*

**[86] D. DESLANDES AND K. WU**

"Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form"

*IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.*

**[87] R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI AND T. JAAKOLA**

"High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz"

*European Microwave Conference, Amsterdam, October 2004*

**[88] X. GONG, A. MARGOMENOS, B. LIU, W. J. CHAPPELL AND L. P. B. KATEHI**

"High-Q Evanescent mode filters using silicon micromachining and polymer stereolithography (SL) processing"

*IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest. June 2004.*

**[89] A. EL-TAGER, L. ROY**

"Novel cylindrical high-Q LTCC resonators for millimeter wave applications"

*IEEE International Microwave Symposium, Fortworth, USA, June 2004*

---

**[90] E. RAMPNOUX**

"Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale"

*Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Mars 2003*

**[91] V. M. LUBECKE, K. MIZUNO, G. REBEIZ**

"Micromachining for terahertz applications"

*IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, No. 11, November 1998*

**[92] Y. LEE, J. P. BECKER, J. R. EAST, L. P. B. KATEHI**

"Fully micromachined finite ground coplanar line-to-waveguide transitions for W band applications"

*IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 52, No. 3, March 2004*

**[93] HPADS**

*Agilent technologies*

**[94] A.A. OLINER AND W. ROTMAN**

"Periodic structures in trough waveguide"

*IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 7, Issue: 1, Jan 1959, Pages:134 – 142*

**[95] R. VAHLDIECK, W. J. R. HOEFER**

"Finline and metal insert filters with improved passband separation and increased stopband attenuation"

*IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-33, No. 12, December 1985*

**[96] T. LOPETEGI ET AL.**

"Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology"

*Microwave and optical technology letters, vol. 25, No. 1, April 2005*

---

**[97] P. FERRAND**

"Conception et optimisation de dispositifs microondes à structures périodiques"  
*Rapport de DEA de l'université de Limoges, Juillet 2001*

**[98] M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER, J. L. CAZAUX**

"A surface-mountable membrane supported filter"  
*IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 13 , Issue: 12 , Dec. 2003, Pages:535 - 537*

---



**BIBLIOGRAPHIE**  
**PERSONNELLE**



---

## BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

### Conférences internationales

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. GALIERE, E. ESTEBE**

« Compact quasi planar silicon bandpass filter based on metallic periodic structure for Q and V band applications »

*IEEE MTT-S, Microwave Symposium Digest, Fort worth, USA, Juin 2004*

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE**

« A novel compact quasi planar silicon filter at 45 GHz based on metallic periodic »

*European Microwave Conference, Munich, Octobre 2003*

### Conférences nationales

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE**

« Filtre quasi planaire silicium à 45 GHz basés sur la théorie des structures périodiques »

*Journées Nationales Micro-ondes, Lille, mai 2003*

### Workshops internationaux

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. GALIERE, E. ESTEBE**

« Quasi planar silicon waveguide and bandpass filter at millimeter band based on metallic periodic structures »

*27<sup>th</sup> ESA Antenna technology workshop on innovative periodic antennas, 9-11 Mars 2004, Santiago de compostela*

---

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH,  
L. LAPIERRE, J. GALIERE, E. ESTEBE**

« Quasi planar silicon waveguide and bandpass filter at millimeter band based on metallic periodic structure

*ESA-CNES International Workshop on Microwave Filters, Septembre 2004*

### **Participation au GDR « onde » et à la thématique « Matériaux complexes »**

**B. LENOIR, P. FERRAND, S. BILA, P. BLONDY, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME,  
J. PAPAPOLYMEROU**

« Filtrage millimétrique quasi planaire sur silicium basé sur la théorie des structures périodiques »

*Les journées du GDR Ondes, Thématique 2 : Matériaux complexes, Orsay, Novembre 2002*

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH,  
L. LAPIERRE**

« Filtres quasi plans silicium à 45 GHz basés sur la théorie des structures périodiques »

*Les journées du GDR Ondes, Thématique 2 : Matériaux complexes, Orsay, Juin 2003*

**P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH,  
L. LAPIERRE**

« Filtres passe bande millimétriques quasi plans sur silicium basés sur la théorie des structures périodiques »

*Réunion générale « Interférences d'ondes », Marseille, Décembre 2003*

---