

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2005

Thèse n°20-2005

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et**

**Optoélectronique**

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

***Nicolas FAURE-MURET***

**Le 29 Juin 2005**

**Conception, réalisation et tests de filtres millimétriques  
volumiques micro-usinés**

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

Jury :

<b>Gilles DAMBRINE</b>	Professeur à l'IIEMN, Villeneuve d'Ascq	Président
<b>Eric RIUS</b>	Maître de Conférences (HDR) au LEST, Brest	Rapporteur
<b>Bernard RATIER</b>	Maître de Conférences à l'Université de Limoges, HDR	Examineur
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
<b>Pierre BLONDY</b>	Ingénieur de Recherches, UMR CNRS 6615, Limoges	Examineur
<b>Serge VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
<b>Damien PACAUD</b>	Ingénieur à Alcatel Space Industries, Toulouse	Invité
<b>Eric ESTEBE</b>	Ingénieur, Thales Systèmes Aéroportés, Elancourt	Invité



## Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier M. Serge VERDEYME, Professeur à l'université de Limoges-IRCOM, qui m'a proposé ce projet de recherche, qui m'a fait confiance pour le réaliser et qui m'a encouragé dans sa réalisation.

Je remercie bien sûr chaleureusement Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'université de Limoges-IRCOM, qui a suivi ce travail.

Parmi les membres de l'IRCOM, je n'oublierai pas M. Stéphane BILA, Chercheur permanent, dont l'aide a été précieuse pour l'optimisation du filtre final, ainsi que M. Hubert JALLAGEAS, Ingénieur de mesure, qui a caractérisé les circuits ainsi que Mme Marie-Laure GUILLAT qui a frappé le manuscrit.

Je remercie les membres du jury, MM. Bernard RATIER, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, HDR, Pierre BLONDY, Ingénieur de Recherches à l'IRCOM, Damien PACAUD, Ingénieur à Alcatel Space Industry, et tout particulièrement les rapporteurs MM. Gilles DAMBRINE, Professeur à L'IEMN, et Eric RIUS, Maître de Conférence au LEST, HDR.

Je remercie M. Thierry LEMOINE, alors Responsable du Laboratoire Commun LABCOM BGCC/TRT et M. Eric ESTEBE, Ingénieur à Thales Systèmes Aéroportés, qui sont à l'initiative de ce projet chez Thales. Eric ESTEBE a également été notre interlocuteur pour définir un projet compatible avec les besoins industriels de Thales. Jean-Philippe POLIZZI l'a remplacé après son départ dans son rôle de responsable hiérarchique.

Finalement, je tiens à remercier chaleureusement les ingénieurs de Thales pour leur accueil : Julien GALIERE, Bruno REIG, actuellement au CEA-LETI, Michel CHARRIER, Afshin ZIAEI et tout particulièrement les technologues qui m'ont fait bénéficier de leur expérience d'une façon toute désintéressée : Jean-Pierre GHESQUIERS, François BERNARD, Thierry DEAN, Carine MARCOUX, Jean-Luc VALARD, Marie-José MOLINO, Alain JACOBELLI et Jean-François ARNOULT. Sans leur participation, aucune réalisation expérimentale n'aurait pu voir le jour.



# SOMMAIRE

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

## CHAPITRE I

### *Le filtrage dans les systèmes de communication sans fil*

<b>I. INTRODUCTION.....</b>	<b>9</b>
<b>II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL [1]-[8] .....</b>	<b>11</b>
II.1 HISTORIQUE ET PERSPECTIVES.....	11
II.2 LES TELECOMMUNICATIONS SANS FIL : APPLICATIONS ACTUELLES ET TENDANCES.....	13
II.2.1. Avantages et inconvénients.....	13
II.2.2. Classification des réseaux sans fil.....	14
II.2.2.1 Les réseaux personnels sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Networks).....	14
II.2.2.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN : Wireless Local Area Networks) .....	15
II.2.2.3 Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN : Wireless Metropolitan Area Networks).....	15
II.2.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN : Wide Wireless Area Networks)....	16
II.2.2.5 Les liaisons terre – satellite.....	18
II.2.3. Les technologies émergentes.....	19
II.3 LE FILTRAGE DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL A 60 GHz.....	20
II.3.1. Multiplexage temporel et multiplexage fréquentiel.....	20
II.3.2. Les modulations numériques avec porteuse.....	21
II.3.3. L'architecture d'un récepteur.....	22
II.3.4. Le filtrage dans un module d'émission – réception.....	23
<b>III. LES SOLUTIONS DE FILTRAGE EN BANDE MILLIMETRIQUE.....</b>	<b>26</b>
III.1 LES FILTRES PLANAIRES [9], [10].....	27
III.1.1. Les filtres à supraconducteurs [11], [12], [13].....	27
III.1.2. Les filtres actifs [14].....	28
III.1.3. Les filtres sur membranes [15], [16].....	28

III.2 LES FILTRES VOLUMIQUES [17]-[26].....	29
III.3 LES FILTRES QUASI-PLANAIRES [27], [28].....	30
III.3.1. Filtres quasi planaires fonctionnant sur un mode hybride HEM <sub>11</sub> [29].....	32
III.3.2. Filtres volumiques facilement intégrables dans un environnement planaire [30], [31].....	33
III.4 AUTRES TYPES DE FILTRES.....	35
III.4.1. Les filtres à structure périodique (dits EBG) [32].....	35
III.4.2. Les filtres SAW, BAW et FBAR [36], [37].....	38
<b>IV. L'EVOLUTION DES PROCEDES DE FABRICATION : LES TECHNOLOGIES MULTI-CHIP-</b> <b>MODULES (MCM) [38], [39] .....</b>	<b>39</b>
IV.1 CLASSIFICATION DES MCM.....	40
IV.1.1. Les MCM-S.....	40
IV.1.2. Les MCM-D.....	40
IV.1.3. Les MCM-C.....	41
IV.1.4. Les MCM-L.....	41
IV.2 ASSEMBLAGE, INTERCONNEXIONS ET ENCAPSULATION.....	42
IV.2.1. Assemblage.....	42
IV.2.2. Interconnexions.....	42
IV.2.3. L'encapsulation.....	43
IV.3 MATERIAUX POUR LES MCM.....	44
IV.3.1. Matériaux pour le substrat.....	44
IV.3.1.1 Le silicium.....	44
IV.3.1.2 Les céramiques.....	44
IV.3.1.3 Les métaux .....	45
IV.3.1.4 Les matériaux organiques .....	45
IV.3.2. Matériaux pour les conducteurs.....	46
IV.3.3. Matériaux pour le diélectrique.....	47
IV.3.3.1 Les matériaux minéraux.....	47
IV.3.3.2 Les matériaux organiques .....	47
IV.3.4. Matériaux pour le boîtier.....	48
IV.4 AVANTAGES DES MCM.....	48
IV.5 LES TECHNOLOGIES CONCURRENTES.....	49
<b>V. CONCLUSION .....</b>	<b>49</b>

## CHAPITRE II

### *Conception et simulation électromagnétique de filtres multipôles quasi-planaires à 60 GHz*

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>53</b>
<b>II.</b>	<b>CONCEPTION D'UN FILTRE QUASI-PLANAIRE A 60 GHz.....</b>	<b>54</b>
II.1	LA METHODE DE SYNTHÈSE DE FILTRES [18], [40].....	54
II.1.1.	Fonction de filtrage.....	54
II.1.2.	Gabarit passe-bas prototype.....	56
II.1.3.	Éléments du circuit électrique.....	57
II.2	DEMARCHE DE CONCEPTION.....	59
II.2.1.	Contraintes.....	59
II.2.2.	Choix de la solution de filtrage.....	60
II.2.3.	Description de la structure proposée.....	61
II.2.4.	Choix du mode de résonance.....	65
II.2.5.	Avantage de cette structure par rapport aux filtres en guide d'ondes.....	66
<b>III.</b>	<b>SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DE RESONATEURS ELEMENTAIRES ET DE FILTRES DEUX POLES.....</b>	<b>67</b>
III.1	PRESENTATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS [41].....	68
III.2	DIMENSIONNEMENT DE LA FENTE DE COUPLAGE ET DU GUIDE D'ACCES.....	71
III.3	FACTEUR DE QUALITE A VIDE.....	73
III.4	ETUDE DES COUPLAGES.....	74
III.5	ETUDE DE SENSIBILITE AUX TOLERANCES DE FABRICATION.....	77
III.6	SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE D'UN FILTRE DEUX POLES.....	78
<b>IV.</b>	<b>SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DE FILTRES MULTIPOLAIRES.....</b>	<b>80</b>
IV.1	SYNTHÈSE D'UN FILTRE ELLIPTIQUE EN TOPOLOGIE CLASSIQUE ET EN TOPOLOGIE TRANSVERSALE.....	81
IV.1.1.	La topologie transversale.....	81
IV.1.2.	La topologie classique.....	87
IV.2	SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DU FILTRE ELLIPTIQUE EN TOPOLOGIE CLASSIQUE.....	91

IV.2.1. Le logiciel Presto et l'identification des matrices de couplage [42].....	92
IV.2.2. Optimisation du filtre quatre pôles elliptique.....	93
<b>V. CONCLUSION .....</b>	<b>96</b>



## CHAPITRE III

### *Réalisation expérimentale de résonateurs élémentaires et de filtres multipôles à 60 GHz*

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>99</b>
<b>II.</b>	<b>PRESENTATION DU PROCEDE DE FABRICATION.....</b>	<b>99</b>
	II.1 MOYENS TECHNOLOGIQUES [49].....	99
	II.1.1. Bâti de RIE – ICP [50].....	99
	II.2 BATI DE PULVERISATION.....	101
	II.2.1. Bains de recharge électrolytique.....	102
	II.2.2. Résine électrodéposée.....	103
	II.2.3. Banc de positionnement.....	105
	II.3 PROCEDE DE FABRICATION DE LA STRUCTURE PROPOSEE.....	107
	II.3.1. La lithographie.....	107
	II.3.2. Fabrication des capots.....	109
	II.3.3. Le procédé de fabrication du substrat intermédiaire.....	111
	II.3.4. Le report des capots sur le substrat intermediaire.....	115
	II.4 LIMITES TECHNOLOGIQUES.....	116
<b>III.</b>	<b>REALISATIONS EXPERIMENTALES DE RESONATEURS ELEMENTAIRES ET DE FILTRES</b>	
	<b>DEUX POLES .....</b>	<b>118</b>
	III.1 REMPLISSAGE DE LA PLAQUETTE.....	118
	III.2 METHODE D'EXTRACTION DU FACTEUR DE QUALITE A VIDE.....	119
	III.3 MESURES APRES LA PREMIERE FABRICATION.....	122
	III.3.1. Mesure du facteur de qualité à vide de résonateurs élémentaires.....	122
	III.3.2. Mesures de filtres deux pôles. Commentaires.....	125
<b>IV.</b>	<b>REALISATION EXPERIMENTALE DE FILTRES 4 POLES ELLIPTIQUE.....</b>	<b>126</b>
<b>V.</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>132</b>

**CONCLUSION GENERALE ..... 137**

**BIBLIOGRAPHIE ..... 139**

**ANNEXES..... 149**

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

Les réseaux de télécommunications sans fil font aujourd'hui partie de notre quotidien et sont devenus indispensables pour la majorité des habitants des pays industrialisés, aussi bien pour leur vie professionnelle que privée. Les exemples d'applications sont multiples : téléphones cellulaires, liaisons satellitaires, réseaux locaux d'entreprise...

D'un point de vue physique, l'élément de base d'un tel réseau est l'émetteur-récepteur. La plupart du temps, sa bande de fréquence est divisée en deux : une moitié sert à la réception, l'autre à l'émission. Cette séparation est effectuée par un composant, le duplexeur qui contient deux filtres qui doivent être très sélectifs.

En plus de cette contrainte de sélectivité, s'ajoute une contrainte d'intégration. En effet, les filtres les plus sélectifs sont couramment de nature volumique et ils sont donc difficiles à intégrer à un environnement planaire constituant l'essentiel du dispositif global.

Afin de réduire les coûts de fabrication, tout en améliorant les performances électriques, notamment par une meilleure intégration, nous nous sommes intéressés aux possibilités offertes par les technologies de micro-usinage du silicium et de report de puces. Ces procédés technologiques permettent d'imaginer de nouvelles structures volumiques réalisables de façon collective et destinés à être reportées sur un substrat d'accueil. Les filtres ainsi constitués sont des composants parmi d'autres au sein d'un Multi-Chip Modules, qui contient différentes puces reportées à l'intérieur d'un même boîtier. De nombreux travaux de recherche sont le reflet de travaux allant dans cette direction pour des applications de filtrage.

Ceux présentés dans ce manuscrit sont issus d'une collaboration entre l'IRCOM, en particulier l'équipe « Circuits et Dispositifs Microondes » et THALES.

L'équipe CDM a contribué à ce travail par la mise à disposition de méthodes de synthèse de filtres micro-ondes, d'outils de simulation et d'optimisation électromagnétique de dispositifs microondes et de différents moyens de caractérisation de matériaux.

Le groupe français THALES est un acteur industriel majeur dans le domaine de l'électronique, couvrant aussi bien des applications civiles que militaires. L'unité THALES Research & Technology, située à Orsay, centralise les activités de recherche et

---

développement du groupe. Elle possède notamment des salles blanches qui nous ont été ouvertes pour la fabrication de circuits-tests.

THALES a manifesté son intérêt pour des solutions de filtrage alternatives, utilisables dans le domaine des télécommunications sans fil et mettant à profit sa technologie sur silicium pour améliorer l'intégration de ce composant au reste du circuit. Les fonctions de filtrage objectif, sont des fonctions passe bande multipôles de 1 à 2 % de bande relative avec un niveau de pertes d'insertion de l'ordre de 1 dB.

Pour répondre à cette attente, une structure nouvelle a été conçue. Elle présente des caractéristiques qui la distinguent des structures de ce type décrites dans la littérature : telles qu'une fréquence de travail de 60 GHz, un facteur de qualité à vide des résonateurs élevé (supérieur à 1000), un système de couplage extérieur original et la possibilité de synthétiser une réponse elliptique pour améliorer la sélectivité.

Le manuscrit est divisé en trois parties. La première est générale et traite des systèmes de télécommunications sans fil, de l'architecture d'un émetteur-récepteur et de la place de la fonction filtrage en son sein. Les solutions de filtrage dans ce domaine sont ensuite décrites et comparées entre elles. Ces comparaisons permettent de justifier le choix de la topologie des structures présentées et conçues par la suite. Finalement, ce premier chapitre traite de l'environnement technologique actuel. A ce titre, les technologies Multi-Chip Modules (MCM) sont évoquées.

La seconde partie décrit la phase de conception. Elle comprend tout d'abord une description précise des avantages et des limites de la structure à laquelle nous avons abouti. La méthode des éléments finis a été utilisée pour effectuer les simulations électromagnétiques en trois dimensions. Elle nous permet de calculer le facteur de qualité à vide à 60 GHz des éléments résonants et de s'assurer qu'il est suffisant pour satisfaire le gabarit imposé par THALES. Au cours de ce chapitre, nous avons procédé au dimensionnement de résonateurs élémentaire satisfaisant le cahier des charges et à l'étude des systèmes de couplage extérieur et inter-résonateurs. Par la suite, nous avons conçus des filtres deux pôles dans le but de valider le principe de fonctionnement des structures proposées et d'appréhender les difficultés de réalisation liées à la technologie. Puis pour répondre aux gabarit de filtrage objectif, nous avons procédé à la synthèse d'une fonction multipôles de type quatre pôles elliptique. Deux topologies sont alors possibles. La première nécessite la mise en parallèle de deux paires de

---

résonateurs, c'est la topologie transversale. La deuxième est une topologie elliptique classique qui nécessite un couplage négatif entre le premier et le dernier résonateur. Ces deux voies sont explorées et comparées. Comme nous le verrons, la topologie classique est préférée. Le système permettant d'avoir un couplage négatif est décrit et le dimensionnement du filtre quatre pôles elliptique final est ensuite effectué. Il nécessite alors une optimisation qui est grandement facilitée par l'utilisation d'un logiciel mis au point au cours d'une collaboration entre l'INRIA, le CNES et l'IRCOM et qui permet l'identification des matrices de couplage.

La troisième et dernière partie de ce manuscrit traite de la fabrication et des mesures. Elle présente tout d'abord les moyens technologiques mis à notre disposition par THALES et décrit en détail le procédé de fabrication. Il se décompose en trois parties : la fabrication des capots, celle du substrat intermédiaire et finalement, le report des capots sur le substrat intermédiaire. Les mesures de ces circuits ont été effectuées à l'IRCOM. L'analyse des mesures de résonateurs élémentaires, de filtres deux pôles et du filtre quatre pôles elliptique est présentée. Elle permet de valider les caractéristiques essentielles des résonateurs, le procédé de fabrication, et le principe général de fonctionnement des filtres.

En conclusion, après un rappel des principaux résultats auxquels nous sommes arrivés, les perspectives de ce travail sont évoquées.

---





# CHAPITRE I

*Le filtrage dans les systèmes de  
communication sans fil*



## I. INTRODUCTION

Un système de télécommunication est constitué d'un ensemble d'éléments capables de s'échanger de l'information à distance. L'information est véhiculée par l'intermédiaire d'un support. Par exemple, le réseau téléphonique est un réseau de télécommunication : l'information passe d'un combiné téléphonique à l'autre par l'intermédiaire de signaux électriques véhiculés par des câbles en cuivre. Dans le cas d'une fibre optique, c'est la lumière guidée dans la fibre qui transporte l'information.

Quand l'information est véhiculée par une onde électromagnétique non-guidée, il s'agit de télécommunication sans fil. L'exemple le plus simple est la radio, mais une liaison par infrarouge fait également partie de cette catégorie.

L'extension géographique et les débits des réseaux de télécommunication ne cessent d'augmenter à notre époque et semblent accompagner la libéralisation du monde. Les systèmes de télécommunication sans fil n'échappent pas à ce mouvement et rien, sauf peut être la prise en compte d'éventuels effets sur la santé, ne semble pouvoir freiner ce mouvement.

Les applications actuelles des télécommunications sans fil peuvent être classifiées selon la taille et la zone couverte par l'application :

- ↳ Personnel : par exemple Bluetooth qui permet de relier des périphériques ou des ordinateurs peu distants.
- ↳ Local : c'est à dire à l'échelle de l'entreprise. Le WiFi en est un exemple.
- ↳ Métropolitain (à l'échelle d'une ville). C'est la boucle locale radio (BLR).
- ↳ Etendus : c'est le cas de la téléphonie mobile.

Il faut également ajouter les télécommunications faisant intervenir des satellites géostationnaires ou à orbite basse.

Les systèmes de télécommunication sans fil évoluent selon plusieurs directions. Tout d'abord, l'extension géographique : les zones les plus reculées doivent pouvoir accéder à l'Internet. A ce titre, les réseaux sans fil présentent l'avantage de ne pas nécessiter des travaux lourds pour leur mise en place. La deuxième évolution notable est bien sûr l'augmentation du

débit, c'est à dire de la quantité d'information circulant par unité de temps. La troisième évolution porte sur la mobilité, ce qui nécessite d'organiser le changement de station de base de façon automatique et sans que ce soit perceptible par l'utilisateur. Finalement, la dernière évolution porte sur la convergence voix, donnée, image. La dernière génération de téléphones portables doit ainsi permettre d'assurer les liaisons par Internet.

Pour certaines applications sans fil, et ce pour plusieurs raisons, la bande de fréquence centrée sur 60 GHz, présente un intérêt croissant. Dans la partie II de ce chapitre, les applications et les raisons de l'intérêt de la bande 60 GHz seront explicitées.

L'élément de base de la partie analogique des circuits utilisés en télécommunication sans fil est le transmetteur, qui cumule les deux fonctions émission et réception. Le filtre passe bande est un élément du transmetteur qui a pour fonction de rejeter les fréquences indésirables et de sélectionner une partie du spectre électromagnétique. Au sein du transmetteur, les filtres passe bande interviennent soit pour rejeter une fréquence parasite correspondant à l'oscillateur local (dans le cas d'une réception superhétérodyne), soit juste après l'antenne pour séparer la chaîne d'émission et la chaîne de réception (dans le cas d'un multiplexage fréquentiel).

Dans ce manuscrit, nous nous sommes intéressés à ce dernier cas. Le multiplexage fréquentiel est obtenu grâce à un duplexeur que nous décrirons au paragraphe II.3. Cet élément est constitué d'un embranchement en té. Deux des extrémités se terminent par un filtre passe bande centré autour d'une fréquence centrale qui diffère légèrement pour les 2 filtres. Les filtres de duplexeur présentent des caractéristiques exigeantes en terme de performances électriques (sélectivité, réjection hors bande,...) et d'intégration dans la chaîne. Pour tenter de répondre à ces exigences, les solutions classiques de filtrage ont été explorées (partie III de ce chapitre).

La théorie du filtrage, la recherche de nouvelles topologies et les procédés de fabrication ont également continué leur avancée. Actuellement, la tendance consiste à réaliser les fonctions d'un module par des composants indépendants et à les reporter ensuite sur un même substrat d'accueil. Ce principe a conduit au développement d'une multitude de technologies rassemblées sous le terme de MCM pour Multi Chip Modules. Elles seront présentées dans la partie IV de ce chapitre. Cette démarche est motivée par la recherche d'une plus grande facilité d'intégration, d'une plus grande fiabilité et de la mise sur le marché de

composants "sur étagères". Le filtre multipôle que nous avons conçu a ainsi été considéré comme un composant destiné à être reporté ensuite sur un substrat d'accueil.

## II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL [1]-[8]

Ce chapitre comprend un très rapide historique des systèmes de télécommunication qui a surtout pour mérite de montrer l'importante accélération de ce secteur technologique (chapitre I, §-II.1). Les télécommunications sans fil sont une partie importante de ce secteur d'activités. Les applications peuvent être classées selon l'étendue de la zone desservie qui va de 10 m jusqu'au réseau des téléphones mobiles (chapitre I, §-II.2). Bluetooth, les WLAN (Wireless Local Area Network) tels que les WiFi (Wireless Fidelity), la norme 802.16 (WiMAX) et le réseau GSM seront évoqués. Les VSAT (Very Small Aperture Terminals), qui interviennent dans les liaisons terre-satellites, seront également abordés. Pour certaines de ces applications, la bande 60 GHz présente un intérêt pour des raisons physiques et commerciales. Cette fréquence correspond à la fréquence d'absorption de l'oxygène. L'atténuation est donc forte, la même fréquence peut donc être utilisée pour deux liaisons distinctes séparées d'une courte distance. La fonction filtrage a, pour les systèmes de télécommunications sans fil, deux rôles principaux (chapitre I, §-II.3) : le duplexage et la réjection des fréquences parasites telles que celles de l'oscillateur local. Le filtre de duplexeur auquel nous nous sommes intéressés, doit satisfaire des contraintes importantes, notamment en terme de sélectivité. A 60 GHz, il reste à trouver une solution capable de conjuguer une sélectivité importante avec une intégration aisée dans un environnement de type MCM.

### II.1 HISTORIQUE ET PERSPECTIVES

L'histoire des télécommunications commence il y a 200 ans. Elle a connu plusieurs révolutions : la numérisation, la fibre optique, le satellite, le GSM. Depuis, son évolution s'est accélérée. Voici quelques dates pour mettre en lumière cette évolution :

- 1792 : le télégraphe de Chappe. Il s'agissait de signaux visuels visibles à environ 10 km grâce à une longue-vue.
- 1838 : le télégraphe de Morse. Il s'agit d'un télégraphe électrique simple. En pressant un interrupteur, le circuit reliant deux points du réseau se ferme. Le code utilisé est nécessairement binaire.

- 1878 : le téléphone de Graham Bell. Une membrane reliée à un électro-aimant permet de convertir la pression acoustique de la voix en intensité électrique.
- 1906 : apparition de la triode. Par rapport à la diode à vide, un troisième élément est rajouté entre l'anode et la cathode. Ce troisième élément, la grille, permet lorsqu'il est à un potentiel négatif, d'arrêter le courant d'électrons qui allait de la cathode vers l'anode. La triode a également un effet amplificateur, c'est l'ancêtre du transistor.
- 1920 : la TSF.
- 1932 : la télévision.
- 1938 : principes de la numérisation établis par Shannon.
- 1948 : découverte de l'effet de transistor par Schockley, Brattain et Bardeen.
- 1950 : transmission d'images par fibre optique.
- 1960 : découverte de l'effet laser qui permet d'utiliser la fibre optique sur de grandes distances.
- 1962 : première liaison satellite.
- 1971 : invention du microprocesseur. Les opérations réalisées par un très grand ordinateur peuvent maintenant être réalisées par une "puce".
- 1975 : révolution de la numérisation.
- 1983 : internet. Arpanet, l'ancêtre de l'Internet, est relié à un réseau universitaire de 400 ordinateurs. Le protocole TCP/IP est utilisé.
- 1992 : le GSM (Global System for Mobile communication).

D'après ce petit historique, l'évolution explosive des télécommunications semble liée à la conjonction de plusieurs découvertes successives : l'électro-aimant, le transistor, la transmission par onde radio, la numérisation, la fibre optique, le laser,... S'il est impossible de prévoir l'avenir, il semble tout à fait probable que la révolution des nanotechnologies aura une influence très importante sur la capacité des ordinateurs. Les circuits des ordinateurs sont actuellement fabriqués par un procédé lithographique. A partir d'un substrat, de la matière est enlevée ou ajoutée de manière sélective jusqu'à l'obtention de l'empilement désiré. Le principe des nanotechnologies est différent, la structure est réalisée en assemblant atomes et molécules, ce qui permet de réaliser des structures plus petites et donc, pour une même surface, de stocker plus d'informations. Les deux applications des nanotechnologies qui concernent l'informatique et les télécommunications sont l'ordinateur quantique et le transistor moléculaire. L'ordinateur quantique utilise le principe de superposition propre aux phénomènes quantiques pour augmenter le nombre d'états possibles d'un ensemble de

plusieurs bits. Le transistor moléculaire, comme son nom l'indique, est un assemblage d'atomes permettant d'obtenir l'effet transistor. Les conséquences sont un saut spectaculaire de la capacité des ordinateurs, ainsi qu'une résolution plus aisée de certaines opérations mathématiques.

## **II.2 LES TELECOMMUNICATIONS SANS FIL : APPLICATIONS ACTUELLES ET TENDANCES**

Les systèmes de télécommunications sans fil permettent de transmettre de l'information à distance par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques se propageant en espace libre. Contrairement aux fibres optiques, les ondes électromagnétiques ne sont pas guidées. C'est cette spécificité qui est à l'origine tant de leurs avantages que de leurs inconvénients.

### ***II.2.1. AVANTAGES ET INCONVENIENTS***

L'avantage principal est bien sûr qu'il n'est pas nécessaire de déployer des infrastructures coûteuses pour installer un nouveau réseau. Il n'est pas nécessaire de creuser de tranchées comme dans le cas des fibres optiques. C'est un avantage important au niveau de la boucle locale. Pour des communications à plus courte distance, c'est à dire à l'échelle d'une entreprise, d'une maison,... la principale qualité des réseaux sans fil est la commodité d'utilisation : l'ordinateur ou le périphérique peuvent être déplacés plus facilement et sans que l'utilisateur soit gêné par des fils.

Les inconvénients sont, en environnement extérieur, la sensibilité aux conditions météorologiques telles que la pluie, la neige, le brouillard et la nécessité de protéger l'antenne, par exemple contre le gel. Les trajets multiples peuvent provoquer, aussi bien en environnement ouvert qu'à l'intérieur, des zones d'évanouissement où l'intensité du signal reçu est très faible. Le dernier problème, non le moindre, est celui de la sécurité des communications et des interférences possibles.

Il n'en reste pas moins vrai que le développement des télécommunications sans fil est très important et que la Télécommunication Industry Association (TIA) prévoit, en 2004, une croissance supérieure à 10 %.

## **II.2.2. CLASSIFICATION DES RESEAUX SANS FIL**

Les applications sans fil sont très nombreuses et peuvent être classifiées par l'étendue de la zone couverte qui va de quelques mètres, par exemple Bluetooth, jusqu'à une échelle beaucoup plus grande comme c'est le cas pour le réseau GSM. Ces réseaux sont régis par des normes établies par des organismes nationaux, européens ou internationaux. L'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) en est un exemple à l'échelle européenne. La Federal Communications Commission (FCC) en est un autre exemple aux Etats-Unis. Les normes portent sur les sept couches du modèle OSI (Open Systems Interconnection) : physique, liaison, réseau, transport, session, présentation, application. Chacune de ces couches a une fonction particulière : de la plus concrète, c'est à dire transporter l'information (couche physique), à la plus abstraite qui procure des services à l'utilisateur (couche application). C'est notamment la couche physique qui nous intéresse ici car elle décrit entre autre, la fréquence de travail, la largeur de bande, les modulations utilisées. Ces données influent directement sur l'architecture de la partie analogique du transmetteur.

### **II.2.2.1 Les réseaux personnels sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Networks)**

Les WPAN sont également appelés réseaux domotiques sans fil. La portée de ces réseaux est de quelques dizaines de mètres. Leur rôle est de relier des périphériques ou des ordinateurs peu distants entre eux. L'avantage, outre le confort que cela procure, est la plus grande facilité pour ajouter un périphérique ou un ordinateur au réseau. Bluetooth créé par la société Ericson en 1994, est un exemple connu de réseau personnel sans fil. Le débit est de 1 Mbps (méga bits par seconde) et la portée d'une liaison sans fil est 30 mètres. La norme qui régit Bluetooth est IEEE 802.15.1. Bluetooth présente l'avantage d'avoir une consommation faible. Home RF est un autre exemple de réseau sans fil à l'échelle "personnelle". Elle a été abandonnée au profit des technologies WiFi embarquées. Centrino est un exemple de technologie WiFi embarquée basée sur le principe de l'association d'un microprocesseur et d'un adaptateur WiFi. Les applications sans fil à courte distance existent aussi dans des domaines tels que l'électroménager, la hi-fi, les jouets,... La technologie Zigbee couvre ces applications. Elle est régie par la norme 802.15.4. Finalement, cette catégorie de réseaux sans fil inclut aussi des applications à des fréquences lumineuses. L'infrarouge est utilisé en domotique pour des applications à courtes distances. Les débits sont de quelques Mbps.



### ***II.2.2.2 Les réseaux locaux sans fil (WLAN : Wireless Local Area Networks)***

Les réseaux locaux sans fil permettent de couvrir une zone correspondant à un réseau local d'entreprise, c'est à dire une centaine de mètres. L'architecture peut être point-multipoint ou multipoint-multipoint. Dans le premier cas, il existe un serveur central relié à chaque machine. Dans le deuxième cas, chaque ordinateur peut exercer cette fonction. Plusieurs technologies sont concurrentes dont la médiatique WiFi, pour Wireless Fidelity. La norme régissant le WiFi est 802.11 soutenue par une alliance économique appelée WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance). La norme WiFi offre des débits pouvant aller jusqu'à 54 Mbps. Les applications sont les liaisons Ethernet et internet sans fil.

Dans le cadre d'utilisation filaire, Ethernet est une technologie de réseau local où tous les ordinateurs sont reliés à une même ligne de communication constituée de câbles cylindriques. Aucun ordinateur n'est prioritaire, le réseau détecte et gère les collisions. La norme WiFi 802.11 gère les deux couches les plus basses du modèle OSI. La norme la plus répandue est la 802.11.b qui offre un débit théorique de 11 Mbps. La portée est 300 m et une bande de 3 canaux centrée sur 2,4 GHz est utilisée. La norme 802.11.a permet, grâce à une modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), d'obtenir un débit plus important, à savoir 54 Mbps. L'inconvénient est qu'elle n'est pas compatible avec la précédente, déjà bien implantée, car la fréquence d'utilisation est 5,2 GHz. D'où l'apparition d'une troisième norme : 802.11.g qui offre un débit de 54 Mbps à 2,4 GHz. Actuellement, il existe des offres monomode (802.11.g uniquement), bimodes (802.11(a+b)) et multimodes (802.11(a+b+g)). WiFi est concurrencé par la norme HiperLAN2 (HIGH PERFORMANCE Local Area Network), élaborée par l'ETSI. Le débit théorique est 54 Mbps. La zone de couverture est d'une centaine de mètres et les fréquences sont 5,15 GHz et 5,3 GHz.

### ***II.2.2.3 Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN : Wireless Metropolitan Area Networks)***

Les réseaux métropolitains sans fil constituent la Boucle Locale Radio (B.L.R.). Ils ont une portée de quelques km à quelques dizaines de km. Cette technologie est destinée aux opérateurs de télécommunication et non aux usagers ou aux entreprises. La boucle locale est l'ensemble des infrastructures de transmission d'un réseau ouvert au public reliant les clients aux équipements de commutation. On parle de boucle locale radio quand des liens hertziens remplacent les moyens filaires. En France, les bandes de fréquences allouées pour la BLR

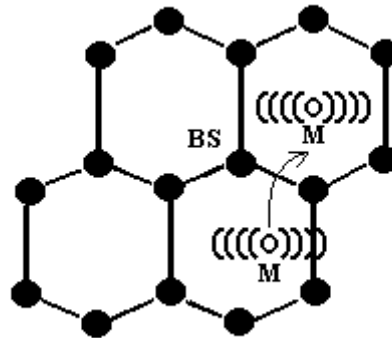
sont 3,5 GHz et 26 GHz. La norme 802.16 a régi les réseaux métropolitains sans fil. Le débit offert est de 70 Mbps et la portée est de 50 km. Les bandes de fréquences utilisées vont de 2 à 11 GHz. Il s'agit de liaisons point-à-point fixes. Une évolution est constatée dans le sens de la mobilité avec l'intégration du passage automatique d'une antenne à l'autre. La norme 802.16.a est très proche du WiFi et en est souvent complémentaire. Le WMAN est réalisé en reliant entre eux les WLAN. La norme décrit les deux couches les plus basses du modèle OSI. Deux modes de duplexage sont possibles : fréquentiels et temporels. Les modulations sont adaptables en fonction de la qualité du signal transmis.

Les modulations QPSK, 16 QAM et 64 QAM sont possibles. Quand la qualité de la transmission est mauvaise, une modulation à faible efficacité spectrale est choisie (QPSK). La norme WIMAX, pour "Worldwide Interoperability for Microwave Access" est basée sur la norme 802.16.a. Les fréquences utilisables vont de 10 à 66 GHz avec des canaux de largeur 28 MHz. Le débit théorique est de 132 Mbps. Avec l'évolution vers la mobilité, le WIMAX deviendra concurrentiel avec la troisième génération de téléphones portables. Une autre technologie, la MBWA, pour "Mobile Broadband Wireless Access", vise également la mobilité. Elle est régit par la norme 802.20.

#### ***II.2.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN : Wide Wireless Area Networks)***

Les réseaux étendus sans fil correspondent au réseau cellulaire mobile. L'étendue de ces réseaux est mondiale. Les principales technologies sont les suivantes : la technologie GSM pour "Global System for Mobile communications" qui est la deuxième génération (2G) de téléphones portables, la technologie GPBS pour "General Packet Radio Service" qui est la génération 2,5 G et finalement l'UMTS pour "Universal Mobile Telecom System" qui est la troisième génération de téléphone portable. Cette dernière génération doit permettre de transmettre des données en plus de la voix. L'accès à l'Internet par téléphone portable sera donc généralisé. Le réseau GSM est constitué d'un ensemble de stations de base (BS) fixes qui interrogent périodiquement le mobile. Lorsque ce dernier demande une communication, un premier dialogue entre le mobile et la station de base s'établit. Le but de ce premier dialogue est double : l'établissement de la fréquence de la communication et la synchronisation de la communication. La station de base choisie est celle qui permet d'obtenir la communication de meilleure qualité. Souvent, chaque station de base est munie de trois antennes couvrant

chacune un angle de  $120^\circ$ . La zone de couverture peut ainsi être découpée en hexagones, chacun des coins des hexagones étant une station de base (figure I.1).



**Figure I.1** : Vue d'un réseau GSM

Lorsque le mobile se déplace, il se peut que la station de base assurant la meilleure qualité de communication ne soit plus la première choisie pour établir la communication. Il devient donc nécessaire de changer de station de base sans que cela soit perceptible par l'utilisateur.

Les fréquences utilisées sont de 890 MHz à 915 MHz pour les communications du mobile vers la station de base et de 935 MHz à 960 MHz pour les communications de la station de base vers le mobile. Les canaux sont de 200 kHz. La modulation utilisée est une modulation GMSK pour "Gaussian Minimum Shift Keying" : le "0" est codé par un saut de phase de  $-\pi/2$  et le "1" par un saut de phase de  $+\pi/2$ . Un bit correspond à une durée de  $3,7 \mu\text{s}$ . un slot est composé de 156 bits et correspond à la communication avec un mobile. Les 26 bits émis au milieu d'un slot sont connus par le récepteur et servent à réduire les déformations introduites par le courant de propagation, les échos par exemple. Finalement, huit slots sont rassemblés pour constituer une trame.

La figure suivante (figure I.2) rassemble les éléments de la classification précédente avec en ordonnée les débits proposés et en abscisse l'étendue du réseau.

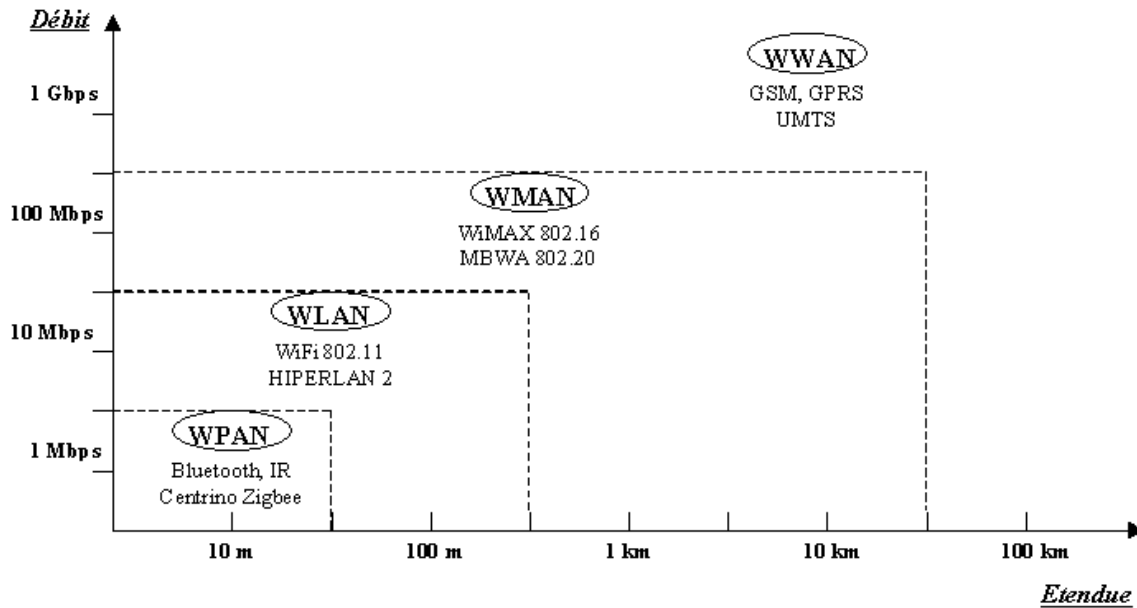


Figure I.2 : Extension et débit des réseaux sans fil

### II.2.2.5 Les liaisons terre – satellite

Les liaisons terre – satellite sont un cas particulier de liaison hertzienne qui font intervenir des satellites géostationnaires ou à orbites basses. C'est un système onéreux car la construction et le lancement du satellite est une activité industrielle lourde. De plus, des difficultés liées à la distance entre l'émetteur et le récepteur apparaissent. Le temps de propagation, par exemple, doit être pris en compte. L'avantage principal est la capacité de couvrir n'importe quelle zone. Les deux principales applications sont la télévision et les VSAT pour "Very Small Aperture Terminals". Il s'agit de stations terrestres qui reçoivent des informations des satellites et communiquent avec les autres stations terrestres. Les stations VSAT peuvent également communiquer des informations au satellite.

Les composants principaux d'un VSAT sont regroupés en deux parties : ODU ("OutDoor Unit") et IDU ("InDoor Unit"). L'ODU est constitué d'une antenne de 50 cm de diamètre à 2,4 mètres, d'une radio microonde ou BUC pour "Block Up Converter", du LNB pour "Low Noise Block Down Converter", qui convertit le signal reçu par l'antenne. Les bandes de fréquence utilisées sont les bandes C, Ku et Ka. L'IDU est constitué du modulateur – démodulateur (MODEM).

Des stations de relais HUB sont utilisées pour permettre les communications entre VSAT et pour gérer l'accès au support de manière à éviter les collisions.

Les applications couvertes par les VSAT sont variées : réseau d'entreprise, réseau de télécommunication en milieu rural, télémédecine, gestion des catastrophes,...

Le débit des communications des VSAT peut aller jusqu'à 10 Mbps et est fortement dissymétrique.

### **II.2.3. LES TECHNOLOGIES EMERGENTES**

Il est très difficile de prévoir l'avenir des télécommunications sans fil, car les bouleversements technologiques, difficiles à prévoir par nature, ont des conséquences importantes sur l'économie. Toutefois, la tendance actuelle est à la croissance. D'un point de vue plus technique, l'évolution des réseaux de télécommunication sans fil porte sur le débit que l'on peut augmenter en utilisant des modulations à forte efficacité spectrale. Mais, l'utilisation de telles modulations apporte de nouvelles difficultés à prendre en compte. Le rapport signal à bruit du récepteur est ainsi devenu une donnée critique et le choix d'une architecture est devenu sujet à débat. L'évolution des réseaux de télécommunications sans fil porte également sur l'extension géographique. De ce point de vue, les réseaux sans fil présentent l'avantage très net de ne pas nécessiter d'infrastructures lourdes. Son installation est donc relativement rapide et peu coûteuse. La mobilité est un autre axe d'évolution. Les nœuds du réseau ne sont plus localisés à un endroit précis, ce qui rend l'organisation du réseau plus complexe, en organisant le changement de station de base de façon automatique, voire plus "intelligente". La dernière évolution rejoint la précédente : d'un côté les ordinateurs deviennent portables, d'un autre côté, les téléphones portables acquièrent les caractéristiques des ordinateurs. Il devient possible, par exemple, d'avoir accès à Internet par l'intermédiaire d'un cellulaire. C'est déjà le cas avec le WAP et cette tendance devrait se généraliser avec la troisième génération de téléphones portables.

Pour conclure ce très rapide inventaire sur l'évolution des réseaux sans fil (débit, mobilité, extension géographique, convergence voix, données, image), il faut noter que les difficultés technologiques rencontrées sont importantes. La recherche est donc très active dans ce secteur.

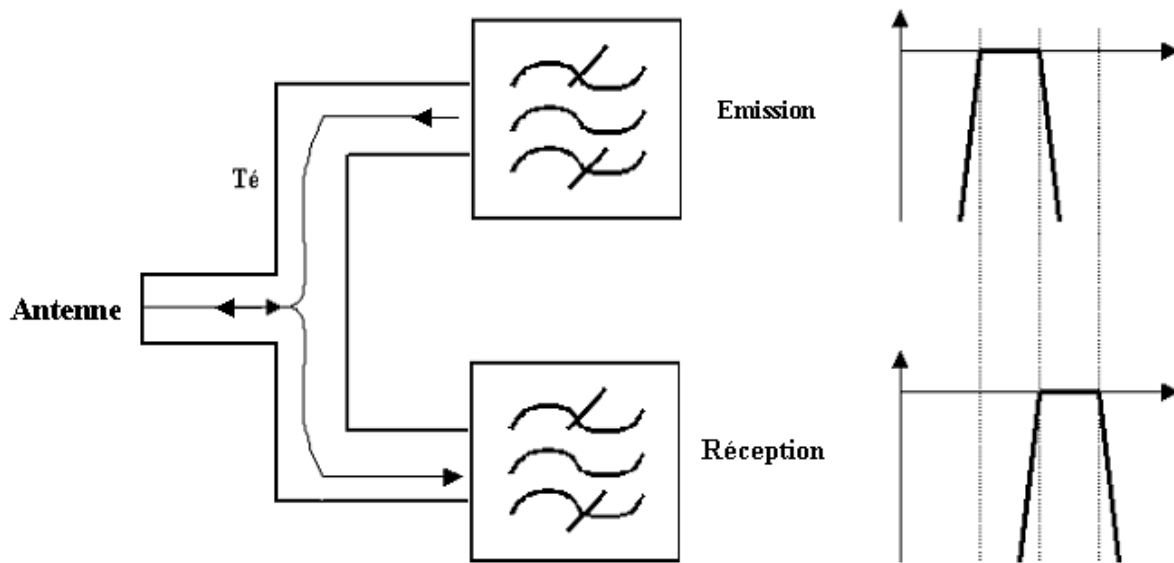
Parmi les technologies émergentes, il faut citer l'ultra large bande ou UWB pour "Ultra Wide Band", qui possède des applications dans le domaine des réseaux sans fil de courte portée. Cette technique, utilisée par l'armée depuis les années 60, est aujourd'hui en libre utilisation dans la bande 3 GHz - 10 GHz. Il s'agit d'une forme d'onde sans porteuse constituée d'impulsions très brèves, de quelques dixièmes de picosecondes à quelques nanosecondes. La durée des impulsions étant courte, le spectre du signal est étalé, d'où la dénomination de cette technologie. Une modulation PPM est utilisée. PPM signifie "Pulse Position Modulation". Le principe est de coder l'information par la position dans le temps d'impulsions d'amplitudes et de durées constantes.

Les avantages de la technique UWB sont importants : un débit qui peut aller jusqu'à 100 Mbps, une faible consommation et une absence d'interférence. Cette technique permet donc de résoudre les difficultés propres à Bluetooth et WiFi.

## **II.3 LE FILTRAGE DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL A 60 GHZ**

### ***II.3.1. MULTIPLEXAGE TEMPOREL ET MULTIPLEXAGE FREQUENTIEL***

D'une façon générale, l'architecture d'un émetteur – récepteur est la conséquence d'un ensemble de choix. L'émetteur et le récepteur peuvent être séparés. Chacun a ainsi sa propre antenne. Ils peuvent également être rassemblés dans un même ensemble nommé transmetteur. La même antenne sert alors pour la réception et pour l'émission. Une seule antenne ne pouvant en même temps fonctionner en émission et en réception sur la même fréquence, un nouveau choix s'offre au concepteur quant au multiplexage. Il peut être temporel ou fréquentiel. Dans le cas d'un multiplexage temporel, l'antenne fonctionne alternativement en émission et en réception. Elle est donc associée à un interrupteur qui relie alternativement à l'antenne la chaîne d'émission et la chaîne de réception. Cette solution est bien adaptée aux débits asymétriques, c'est à dire au cas où le débit dans un sens est plus important que dans l'autre sens. Elle présente en revanche, l'inconvénient de nécessiter une synchronisation complexe. Dans le cas d'un multiplexage fréquentiel, l'antenne fonctionne simultanément en émission et en réception, mais à des fréquences différentes. L'antenne doit alors être associée à un duplexeur. Il s'agit d'un té dont chacune des branches se termine par un filtre. Le premier filtre rejette la partie haute de la bande et le second la partie basse (figure I.3).



**Figure I.3 :** Schéma d'un duplexeur

Cette solution est bien adaptée aux débits symétriques et est, à l'heure actuelle, plus répandue que la précédente. L'inconvénient réside dans la nécessité de réaliser une bande de garde entre la bande de fréquence d'émission et la bande de fréquence de réception ce, pour éviter qu'une partie de la puissance émise se retrouve dans la chaîne de réception.

### **II.3.2. LES MODULATIONS NUMÉRIQUES AVEC PORTEUSE**

- L'architecture du transmetteur dépend également de la modulation choisie. La modulation QPSK pour "quadrature phase shift keying" est très utilisée. Quatre états de phase sont possibles. L'efficacité spectrale est donc 2 bits/s/Hz ( $2^2 = 4$ ). L'amplitude est constante, seule la phase varie. En revanche, la synchronisation est obligatoire et l'efficacité en puissance est médiocre. L'efficacité en puissance est la puissance nécessaire pour obtenir un rapport signal à bruit donné.

- Les modulations M-QAM ( $M = 16, 32, 64, \dots$ ) présentent une efficacité spectrale importante et d'autant plus importante que M est grand.

Tout comme la QPSK, la synchronisation est obligatoire mais, en plus, l'amplitude n'est pas constante. Cette modulation est donc sensible aux distorsions.

- Les modulations M-FSK pour "Frequency Shift Keying" présentent une efficacité en puissance d'autant plus importante que M est grand. M étant le nombre de fréquences possibles. En revanche, l'efficacité en largeur de bande est d'autant plus médiocre que M est grand. L'amplitude est constante et cette modulation est insensible aux distorsions introduites par le canal de propagation.

### II.3.3. L'ARCHITECTURE D'UN RECEPTEUR

Pour ce qui est de l'architecture, la plus classique est l'architecture hétérodyne (figure I.4). La transmission se fait à une fréquence élevée et le traitement du signal à une fréquence intermédiaire. L'utilisation d'un mélangeur permet la conversion de fréquence.

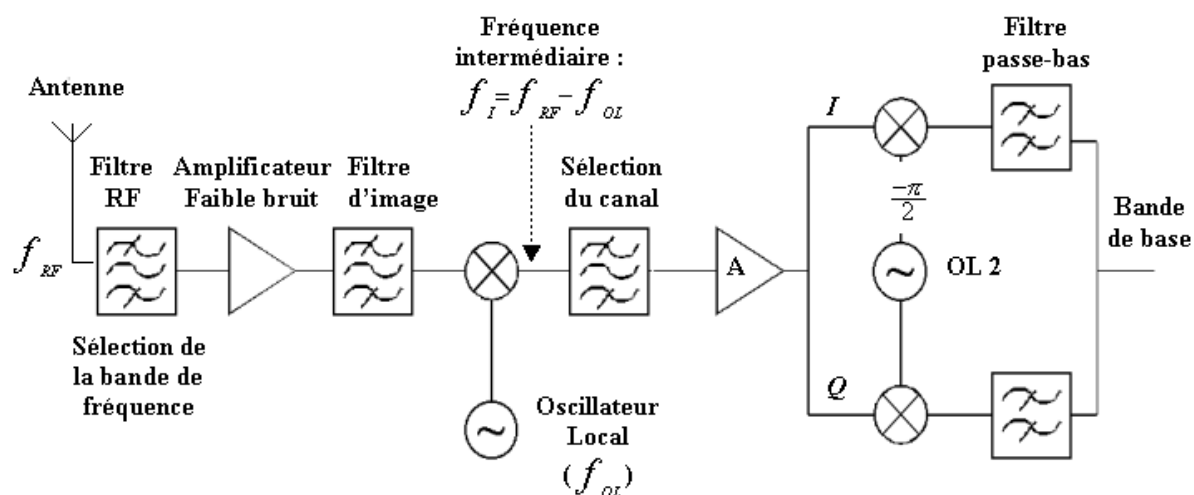


Figure I.4 : Récepteur hétérodyne avec modulation I/Q

Les modulations I/Q sont les modulations QPSK et M-QAM pour lesquelles le train de bits est divisé en deux. Un bit sur deux constitue le premier train de bit. Les autres constituent le second. Chaque train de bit est modulé séparément et un des deux est déphasé de  $\frac{\pi}{2}$ , par rapport à l'autre. La somme des deux constitue le signal propageant. Pour la démodulation, l'opération inverse est effectuée. C'est ce que l'on peut observer sur la droite du schéma. Un filtre passe-bas est ajouté pour sélectionner le signal en bande de base.

La réception hétérodyne est bien connue, mais présente certains inconvénients : des filtres de haute qualité avec peu de pertes d'insertion sont nécessaires. Chaque bloc doit être adapté en impédance à celui qui le précède et à celui qui le suit. La consommation est importante, l'encombrement également. Le prix s'en ressent donc.



Pour ces raisons, d'autres architectures intéressent les concepteurs : les architectures Zéro-IF et Near-Zéro-IF. L'architecture Zéro-IF ou conversion directe (figure I.5) résout les problèmes précédents en supprimant la conversion. La taille, la consommation et les coûts sont réduits, le nombre de filtres également. En revanche, le déphasage entre les voies I et Q, ainsi que le décalage en tension continu, ont une très grosse influence sur la qualité de la transmission.

Pour résoudre le problème lié à l'influence de la tension continue, l'architecture Near-Zéro-IF a été inventée. La fréquence intermédiaire est alors faible, mais non nulle. L'inconvénient est alors la fuite du premier oscillateur local vers l'antenne.

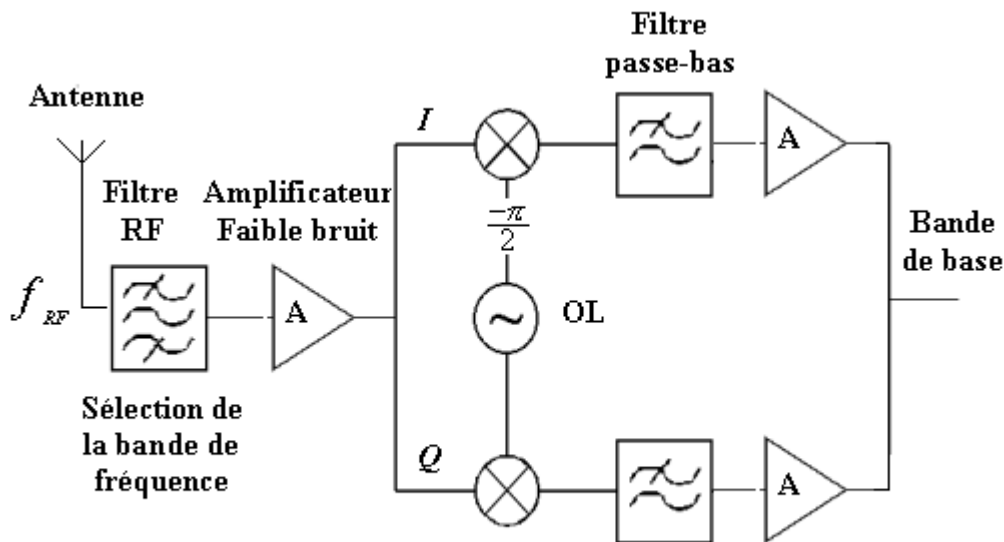


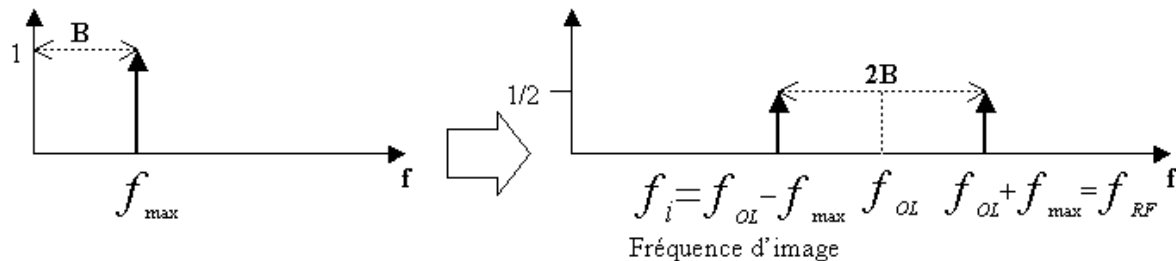
Figure I.5 : Architecture Zéro-IF ou conversion directe

#### II.3.4. LE FILTRAGE DANS UN MODULE D'EMISSION – RECEPTION

Dans un transmetteur, les filtres jouent de nombreux rôles. Ils interviennent dans la fonction duplexage lorsque le multiplexage est de type fréquentiel. Ils interviennent bien sûr dans la sélection de bande de fréquence et dans la sélection du canal. Dans le cas de modulations I-Q, des filtres passe-bas interviennent à la réception pour récupérer le signal en bande de base. Finalement, ils servent à éliminer les fréquences parasites qui sont nombreuses : fréquence image, harmoniques, produits croisés et fuites.

• Si un signal en bande de base dont la plus haute fréquence est  $f_{\max}$  est converti à une fréquence  $f_{OL}$ , le signal modulé sera compris entre  $f_{OL} - f_{\max}$  et  $f_{OL} + f_{\max}$ . L'information est doublée (figure I.6).

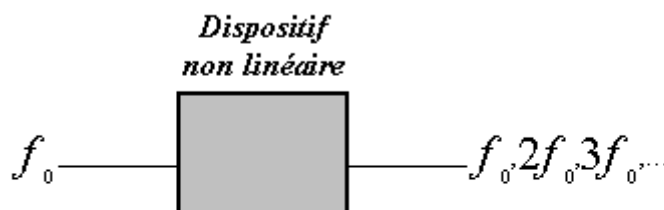
$$\cos(2\pi f_{\max} t) \times \cos(2\pi f_{OL} t) = \frac{1}{2} (\cos 2\pi (f_{OL} + f_{\max}) t + \cos 2\pi (f_{OL} - f_{\max}) t)$$



**Figure I.6 :** Illustration de la fréquence image

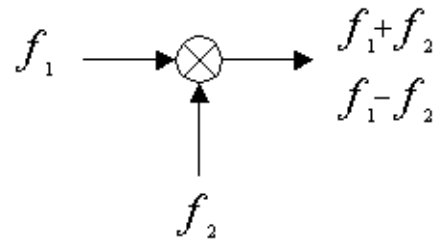
Cette fréquence image, si elle n'est pas filtrée, se retrouve à l'entrée du mélangeur à la réception.

• Si un dispositif est linéaire et si on lui applique en entrée un signal sinusoïdal à la fréquence  $f_0$ , le signal de sortie est également une sinusoïde à la fréquence  $f_0$ . Si le dispositif est non-linéaire, comme les amplificateurs, les mélangeurs, le signal de sortie est déformé. Si en le décomposant en série de Fourier, on retrouve la fréquence d'entrée  $f_0$ , mais aussi une infinité d'harmoniques  $2f_0, 3f_0, \dots, nf_0$ . L'amplitude de l'harmonique tend à devenir faible quand  $n$  augmente. Les dispositifs non-linéaires génèrent donc des harmoniques (figure I.7).



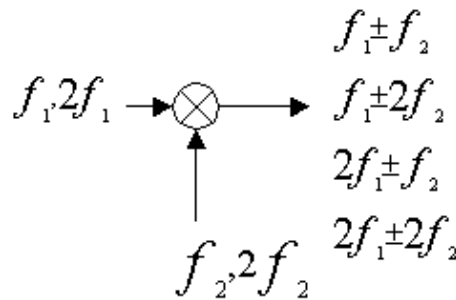
**Figure I.7 :** Création d'harmoniques

• Les produits croisés sont générés par les mélangeurs (figure I.8). Si en entrée du mélangeur les fréquences sont  $f_1$  et  $f_2$ , la sortie sera la somme d'un terme à la fréquence  $f_1 + f_2$  et d'un terme à la fréquence  $f_1 - f_2$ .



(a)

Si les signaux d'entrée possèdent des harmoniques, le schéma précédent devient :

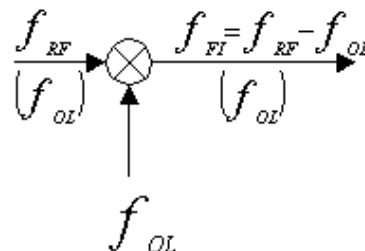


(b)

**Figure I.8 :** Produits croisés

Soit, d'une manière plus générale :  $mf_1 \pm nf_2$  : un de ces termes peut se trouver à proximité du terme qui nous intéresse ( $f_1 - f_2$ ) par exemple. Les termes  $mf_1 \pm nf_2$  doivent donc être filtrés.

Finalement, les dernières fréquences parasites qu'il peut être nécessaire de filtrer sont les fuites (figure I.9) causées par le fait que l'isolation d'un mélangeur n'est jamais parfaite.



**Figure I.9 :** Fuite d'oscillateur local

$f_{OL}$  est également présente en sortie et en entrée du mélangeur à un niveau faible mais non nul.

L'ensemble de ces fréquences parasites (fréquence image, harmoniques, produits croisés, fuites d'oscillateur local) doivent être filtrés. Les fonctions des filtres sont multiples mais il faut noter qu'un même filtre peut remplir plusieurs fonctions : le filtre de duplexeur permet aussi la sélection de la bande, la sélection du canal permet également de filtrer les produits croisés...

En conclusion, la fonction filtrage est essentielle même si la tendance actuelle est à la réduction du nombre de filtres grâce aux architectures Zéro-IF et Near-Zéro-IF. Les filtres prennent de la place et introduisent des pertes, leur présence augmente donc le coût du transmetteur. C'est donc une fonction critique, surtout quand la fréquence de travail est importante.

### III. LES SOLUTIONS DE FILTRAGE EN BANDE MILLIMETRIQUE

La bande de fréquence millimétrique est un terme général pour désigner les fréquences pour lesquelles la longueur d'onde dans le vide est de l'ordre du millimètre.

La bande de fréquence qualifiée de "millimétrique" va de quelques dizaines de gigahertz à quelques centaines de GHz. La bande de fréquence 60 GHz en fait donc partie.

Dans l'annexe I, la définition mathématique d'un filtre est rappelée, ainsi que les différentes fonctions de filtrage. Dans la majorité des cas, la fonction de filtrage est obtenue grâce au phénomène physique de résonance, qui se produit à une fréquence fixe. Cette fréquence de résonance ne dépend que des dimensions du résonateur. Le couplage de plusieurs résonateurs permet, pour une même bande de fréquence, d'obtenir une réjection plus importante en dehors de la bande.

Ce paragraphe rassemble les principales solutions de filtrage qui existent en électronique haute fréquence. En électronique, il existe des filtres en éléments localisés (capacité, self inductance) et des filtres en éléments distribués (tronçons de ligne, cavités,...). Il existe des filtres passifs constitués d'éléments qui n'ont pas besoin d'être alimentés pour

fonctionner et des filtres actifs pour lesquelles un circuit actif compense les pertes du résonateur.

Si en électronique basse fréquence, la fonction filtrage est généralement réalisée par des réseaux RC, LC ou par des résonateurs piézo-électriques, il en est autrement aux longueurs d'ondes millimétriques. En effet, les éléments localisés présentent des facteurs de qualité à vide trop faibles pour être transposables à des applications bande étroite aux hautes fréquences. Les filtres utilisés à ces fréquences sont dit distribués et sont, pour beaucoup, basés sur le principe de la résonance électromagnétique. Ce chapitre présente une vue d'ensemble des filtres distribués. Le choix final dépend de l'application, de la fréquence de travail, de la sélectivité requise, de l'encombrement.

### **III.1 LES FILTRES PLANAIRES [9], [10]**

Ils sont constitués de tronçons de lignes. Chaque tronçon de ligne constitue un résonateur dont la longueur fixe la fréquence. Les couplages extérieurs et inter-résonateurs se font par proximité. Il existe une grande diversité de filtres planaires en fonction du type de ligne (microruban, coplanaire, strip-line) et de la géométrie.

Leurs avantages sont leur faible coût, la reproductibilité de leurs performances, leur faible encombrement et leur bonne intégration dans un environnement planaire. Les parties actives des circuits électroniques, c'est à dire tous les éléments qui nécessitent une alimentation (amplificateurs, mélangeurs, commutateurs, oscillateurs,...), sont planaires. Les filtres planaires sont donc compatibles avec le domaine actif des modules. L'inconvénient principal est le facteur de qualité à vide qui est de l'ordre de 100 à 500 pour des fréquences inférieures à 10 GHz, et qui est d'autant plus faible que la fréquence est élevée. Pour tenter de réduire cet inconvénient, plusieurs solutions peuvent être proposées.

#### **III.1.1. LES FILTRES A SUPRACONDUCTEURS [11], [12], [13]**

La supraconductivité est un phénomène découvert en 1911 par Onnes. En dessous d'une certaine température critique, la résistivité du matériau s'annule. La théorie BCS élaborée par Boudern, Couper et Schrieffer en 1957 est celle qui a le plus grand consensus.

L'interaction entre les électrons et le réseau cristallin a tendance à provoquer l'apparition des électrons malgré leur répulsion naturelle. En-dessous d'une certaine température, cet appariement est stable. La paire a des propriétés distinctes de celles de l'électron seul. La quantité de mouvement d'un électron est opposée à celle de l'autre et les paires ont tendance à s'agglomérer. Le choc d'un des électrons du paquet, avec un obstacle, n'a pas d'influence sur le mouvement du paquet, la résistivité est ainsi annulée.

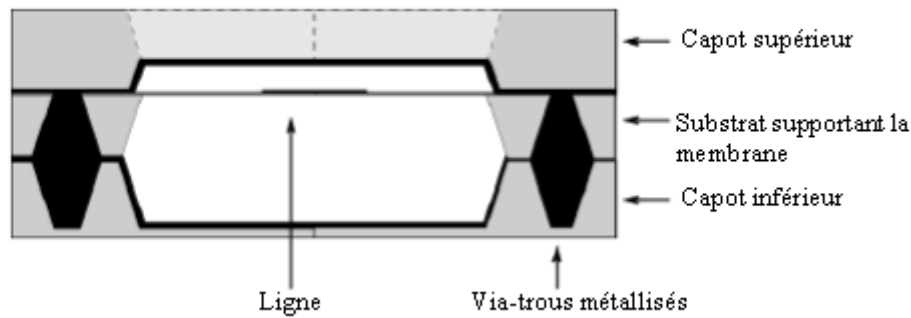
Ce phénomène peut être utilisé pour supprimer les pertes métalliques d'un filtre et améliorer très nettement le facteur de qualité. L'inconvénient réside dans le fait qu'il est nécessaire d'associer au filtre un dispositif de réfrigération dont l'encombrement est encore gênant.

### ***III.1.2. LES FILTRES ACTIFS [14]***

Dans le cas des filtres actifs, les pertes sont compensées par un élément actif. Les inconvénients sont la dégradation du facteur de bruit pour les filtres situés en chaîne de réception, d'éventuels problèmes de stabilité, la génération d'harmoniques due à la non linéarité des parties actives et, finalement, la consommation électrique. En revanche, ces filtres sont parfaitement compatibles avec le reste du circuit et sont sans pertes. Ils offrent également des possibilités pour concevoir des filtres accordables.

### ***III.1.3. LES FILTRES SUR MEMBRANES [15], [16]***

Les pertes d'un filtre planaire sont de nature métallique et diélectrique. Ces dernières sont proportionnelles à la fréquence et limitent l'utilisation des filtres planaires aux fréquences millimétriques. Le micro-usinage du silicium permet de supprimer le silicium sous la ligne et de ne laisser qu'une fine membrane. La permittivité effective se rapproche ainsi de l'air et les pertes diélectriques sont considérablement diminuées. Le facteur de qualité à vide ainsi obtenu est voisin de 500 à 60 GHz. Voici une vue en coupe d'une ligne microruban micro-usinée (figure I.10) :



**Figure I.10 :** Vue en coupe d'un filtre sur membrane

La gravure du silicium se fait par l'attaque chimique de la potasse (KOH) ou du tétraméthyl-ammonium-hydroxyde (TMAH), selon le plan cristallin 111 du silicium, d'où un angle de  $54,7^\circ$  par rapport à la surface. La membrane est constituée de benzo-cyclo-butine (BCB) ou d'une couche d'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) et d'une couche de nitrure ( $\text{SiN}$ ).

### III.2 LES FILTRES VOLUMIQUES [17]-[26]

La catégorie des filtres volumiques regroupe les filtres à cavité métallique, les filtres à résonateurs diélectriques et les filtres à guide d'ondes.

Dans une *cavité métallique*, il est possible de définir des modes de résonance correspondant à des configurations de champ particulières. A chaque mode correspond une fréquence qui ne dépend que des dimensions géométriques et de la permittivité du milieu constituant l'élément résonant. Les cavités sont reliées entre elles et à l'extérieur par des ouvertures appelées iris. Pour le couplage extérieur, des sondes (ou des boucles de courant) peuvent également être utilisées. Il s'agit de systèmes destinés à exciter le champ électrique (ou magnétique) dans une direction conforme au mode. Le facteur de qualité à vide est supérieur à 10 000 aux fréquences microondes.

Les *filtres à résonateurs diélectriques* sont constitués de cavités chargées par un matériau diélectrique de propriétés physiques et de dimensions données. Tout comme pour la cavité vide, seules certaines configurations de champ sont possibles et ce, à des fréquences précises définissant les fréquences de résonance. Les pertes sont ici réparties entre les pertes métalliques de la cavité et diélectriques du résonateur. Le facteur de qualité à vide du résonateur peut atteindre des valeurs voisines de 5000 pour des matériaux classiques.

Les *filtres en guide d'onde* sont constitués d'une succession de parties évanescentes (guide sous coupure) et de parties propagatives. Par exemple, pour un guide d'onde de section rectangulaire, la fréquence de coupure du mode fondamental est définie par la relation suivante :

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}}$$

avec:  $c$  : célérité de la lumière

$a$  : largeur du guide

$\epsilon_r$  : permittivité relative du milieu du guide

Un tronçon de guide pour lequel  $f_c < f_0$ ,  $f_0$  étant la fréquence de travail, est propagative. L'onde se propage sans autre atténuation que celle due aux pertes. Un tronçon de guide pour lequel  $f_c > f_0$  est évanescent. L'onde s'atténue de façon exponentielle. Il peut s'agir d'un tronçon de guide plus étroit ou de permittivité plus faible que celle de la partie propagative. En choisissant le nombre d'alternances partie propagative – partie évanescente, et en ajustant les longueurs des tronçons de guide, il est possible d'obtenir une fonction de filtrage donnée. Les facteurs de qualité à vide obtenus peuvent atteindre 10 000 aux fréquences millimétriques.

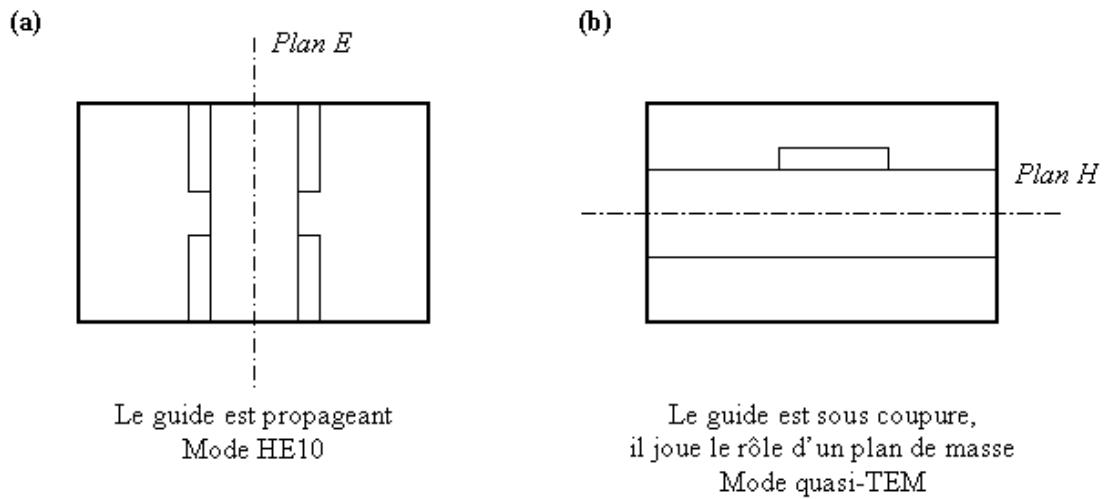
### III.3 LES FILTRES QUASI-PLANAIRES [27], [28]

La définition la plus restrictive d'un filtre quasi-planaire est un circuit planaire, microruban ou ligne à fente, suspendu dans le plan E ou H d'un guide d'onde rectangulaire (figure I.11).

Cette définition peut être étendue aux structures possédant un insert métallique, à condition que cet insert soit réalisé par un procédé de photogravure. L'intérêt des filtres quasi-planaires est d'obtenir un facteur de qualité élevé, caractéristique des filtres volumiques, avec une intégration aux parties planaires facilitée, caractéristique des filtres planaires.

Dans ce chapitre, certaines structures qui ne sont pas des filtres quasi-planaires au sens strict seront présentées car elles ont également pour but d'améliorer le compromis facteur de qualité / intégration planaire.

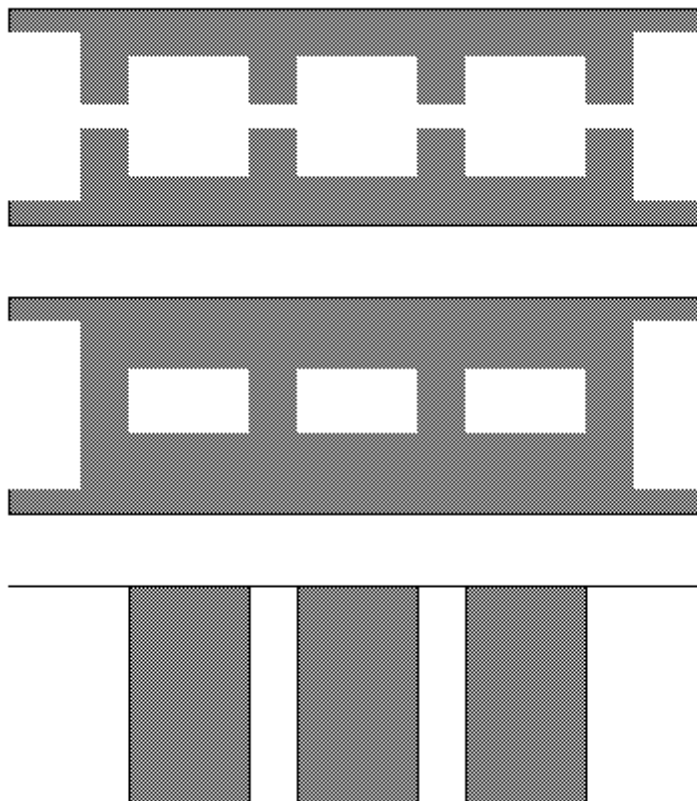




**Figure I.11 :** Vue en coupe d'un filtre quasi-planaire

(a) l'insert est dans le plan E - (b) l'insert est dans le plan H

Exemple d'inserts dans le plan E permettant d'obtenir une fonction passe-bande (figure I.12).



**Figure I.12 :** Inserts dans le plan E

Exemple d'inserts dans le plan H permettant d'obtenir une fonction passe-bande (figure I.13).



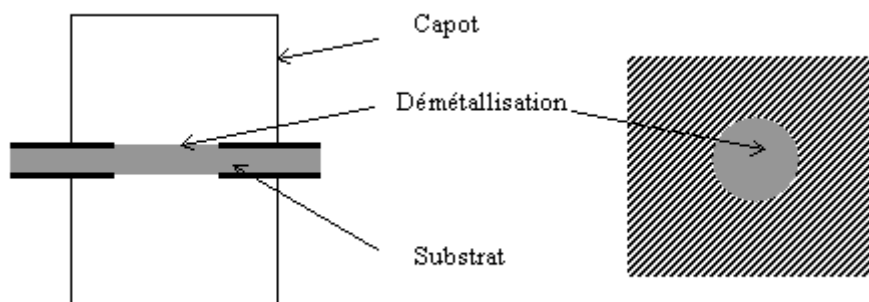
**Figure I.13 :** Exemple d'inserts dans le plan H

Un facteur de qualité à vide de l'ordre de 1 500 peut être atteint à 30 GHz avec les structures pour lesquelles l'insert est dans le plan E.

### ***III.3.1. FILTRES QUASI PLANAIRES FONCTIONNANT SUR UN MODE HYBRIDE $HEM_{11}$*** ***[29]***

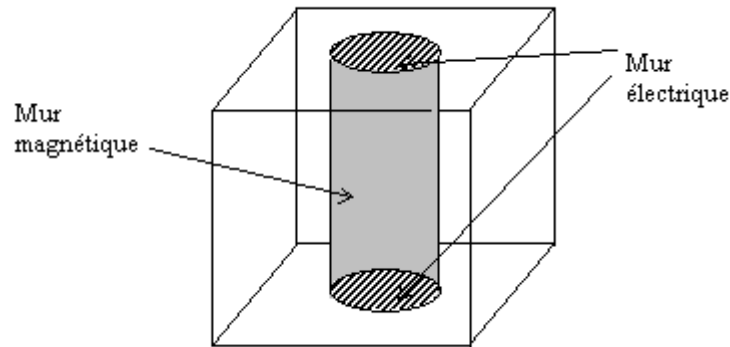
Un autre exemple de filtre quasi-planaire est la structure conçue par J. Galière durant sa thèse. Il s'agit d'un filtre quasi-planaire fonctionnant sur un mode hybride  $HEM_{11}$ .

Sur l'exemple présenté, un substrat d'alumine est métallisé sur ses deux faces, puis démétallisé selon une forme circulaire (figure I.14). Deux capots métalliques sont reportés de part et d'autre du substrat pour blinder le filtre obtenu :



**Figure I.14 :** Filtre quasi-planaire fonctionnant sur le mode  $HEM_{11}$

D'un point de vue électromagnétique, la structure est équivalente à un résonateur diélectrique de forme cylindrique et de section égale à la démétallisation circulaire (figure I.15).



**Figure I.15 :** Equivalent EM de la structure

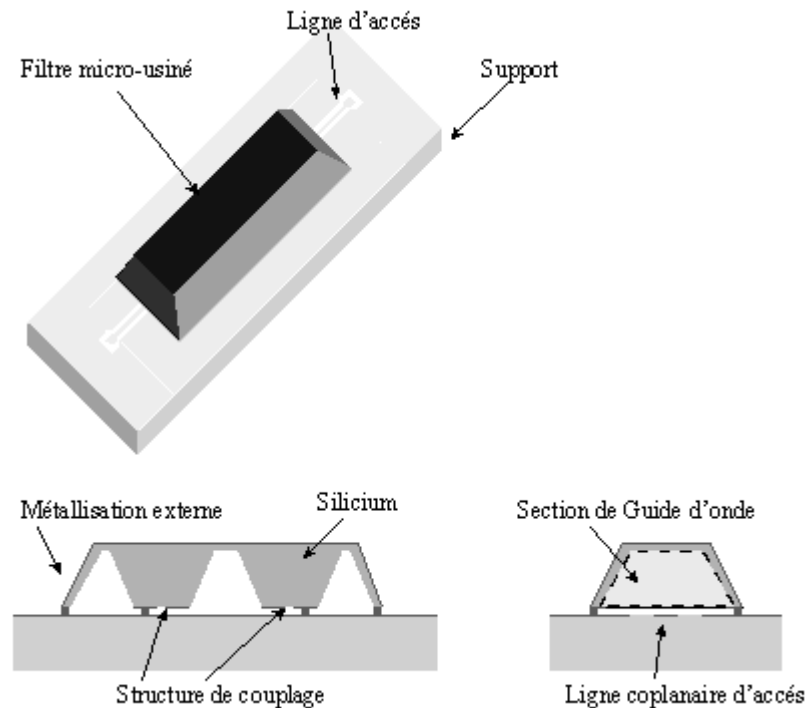
Le mode de résonance choisi est le mode  $HEM_{11}$ . C'est un mode hybride : ni le champ magnétique, ni le champ électrique ne sont purement transversaux à la section du résonateur. Ce mode présente un bon confinement de l'énergie au centre du résonateur et limite donc les pertes métalliques au niveau du blindage. Il possède deux polarisations duales. Autrement dit, avec un seul élément résonant, il est possible d'obtenir deux résonances et donc un gain de place significatif par rapport à des dispositifs fonctionnant sur un mode classique, pour une même fonction de filtrage. La simulation électromagnétique par la méthode des éléments finis conduit à un facteur de qualité à vide de 2 500 à 20 GHz. La surface occupée par le résonateur est inférieure à  $1 \text{ cm}^2$ .

### ***III.3.2. FILTRES VOLUMIQUES FACILEMENT INTEGRABLES DANS UN ENVIRONNEMENT PLANAIRE [30], [31]***

Deux exemples sont cités : un filtre en guide d'onde miniature réalisé par report flip-chip de pastilles de silicium micro-usiné. Ce filtre est conçu par P. Blondy et réalisé par le LETI. Le second exemple est un filtre en cavité réalisé en empilant des substrats de silicium usinés par RIE. Cette dernière structure a été réalisée à l'Université de Purdue par L. Harle.

Le report flip-chip utilisé dans le premier exemple [29], consiste à retourner une puce et à la reporter sur le substrat d'accueil sur des billes d'alliage fusible. Dans cet exemple, une pastille de silicium est micro-usinée selon des motifs carrés. Ces motifs correspondent aux

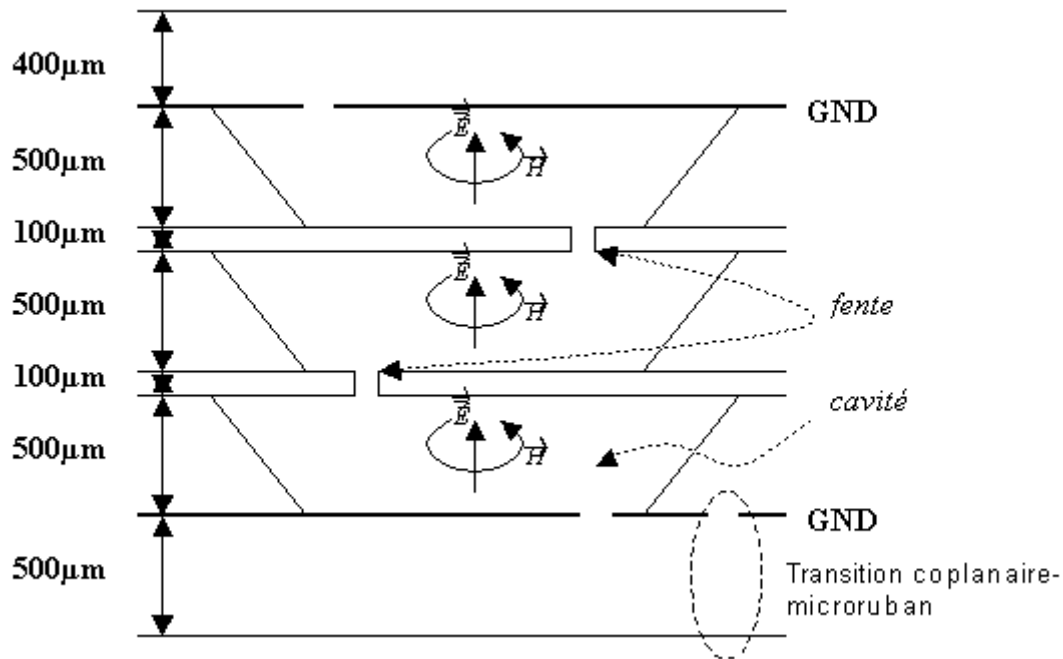
parties évanescentes d'un guide d'onde. Les parties pleines en sont les parties propagatives. Le micro-usinage de la face arrière permet de découper la pastille. Cette dernière est ensuite reportée par flip-chip sur le substrat d'accueil. L'excitation se fait par des lignes coplanaires à travers les fentes de couplage. La position des métallisations est visible en rouge sur la deuxième figure (figure I.16).



**Figure I.16 :** Filtre en guide d'onde miniature

Avec cette structure, un facteur de qualité à vide de 800 est obtenu par la simulation à 55 GHz. Sa taille est réduite (quelques mm<sup>2</sup>) et le facteur de qualité est relativement élevé si on le compare à celui des filtres sur membrane.

Le second exemple [30] est constitué d'un empilement de plaquette de silicium alternativement minces et épaisses. Le micro-usinage des couches épaisses définit les cavités et celui des couches minces définit les iris de couplage. Le filtre est donc constitué d'un empilement vertical de résonateurs (figure I.17).



**Figure I.17 :** Filtre volumique intégré verticalement à 10 GHz

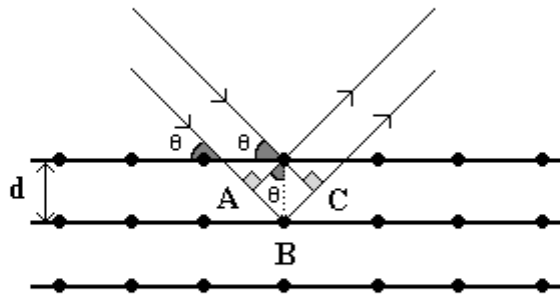
Le facteur de qualité à vide, obtenu par la simulation électromagnétique 3D, est de l'ordre de 600 à 10 GHz. La réalisation de filtres volumiques par micro-usinage permet donc, tout en gardant une intégration planaire relativement facile, d'obtenir des facteurs de qualité plus importants que des filtres planaires. Les filtres quasi-planaires au sens large sont, semble-t'il, les meilleurs candidats comme solution au problème de filtrage sélectif en bande millimétrique.

### III.4 AUTRES TYPES DE FILTRES

Citons les filtres EBG pour "Electromagnetic BandGap", qui utilisent la diffraction de Bragg et les filtres à onde de surface acoustique, basés sur une résonance acoustique.

#### III.4.1. LES FILTRES A STRUCTURE PERIODIQUE (DITS EBG) [32]

Les filtres EBG sont basés sur le principe de la diffraction de Bragg. La figure suivante (figure I.18) représente un empilement d'atomes éclairés par une onde électromagnétique.



**Figure I.18 :** Illustration de la loi de Bragg

$$AB = BC = d \sin \theta$$

Il y aura interférence constructive lorsque la différence de trajet entre les deux rayons sera égale à un nombre entier de longueur d'onde :

$$(AB + BC) = n\lambda \quad n, \text{ entier}$$

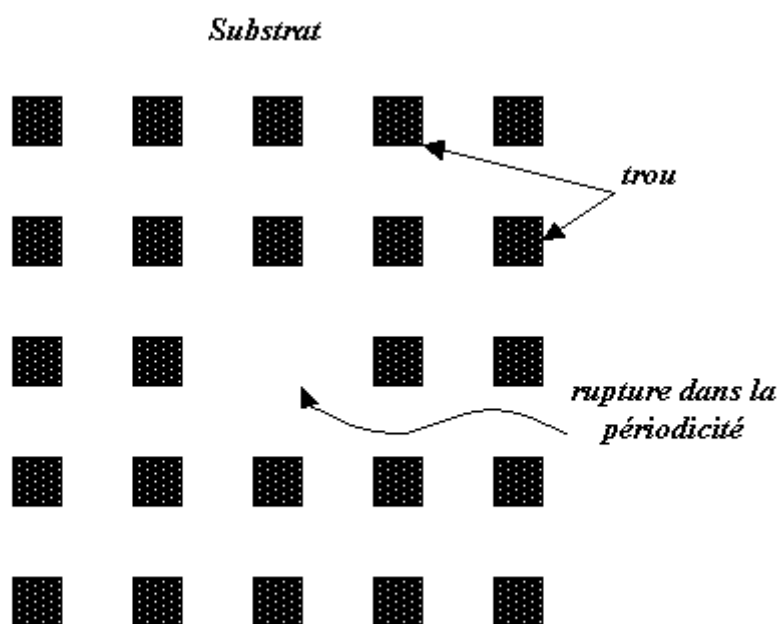
$$2d \sin \theta = n\lambda$$

C'est la loi de Bragg. Pour un angle donné, certaines valeurs de longueur d'onde permettent d'obtenir des interférences constructives. La réflexion est alors presque totale.

De la même façon, en empilant des diélectriques de permittivité différentes, il est possible, pour certaines fréquences, d'obtenir une réflexion totale. C'est le principe du miroir de Bragg.

Dans le cas précédent, la permittivité variait selon une dimension. Le phénomène de bande de fréquence interdite peut également être obtenu en faisant varier la permittivité selon deux dimensions, par exemple en réalisant des trous cylindriques dans un diélectrique, voire trois dimensions.

L'application au filtrage la plus simple est l'obtention d'une fonction stop-bande sur une large bande. Une démétallisation périodique du plan de masse d'une ligne micro-ruban a cet effet [33]. Pour obtenir une fonction passe-bande, deux solutions existent. La première consiste à réaliser deux stop bande décalés en fréquence de telle sorte qu'une bande de fréquence les sépare. Par exemple, le plan de masse d'une ligne micro-ruban peut être démétallisé selon deux structures périodiques de périodicité différente [34]. La deuxième solution est, dans une structure périodique, de rompre la périodicité en supprimant un motif (figure I.19). Au sein de la bande interdite, un pic apparaît alors. Un exemple tiré de la thèse de B. Lenoir est présenté. Il s'agit d'un substrat périodiquement troué au laser.



**Figure I.19 :** Rupture dans la périodicité d'un réseau de vias

Cette voie a été explorée par P. Ferrand [35]. Un facteur de qualité à vide de l'ordre de 300 a été obtenu à 60 GHz. Un filtre 3 pôles a été réalisé et reporté sur un substrat d'accueil. La fréquence centrale de ce nouveau filtre est proche de 60 GHz. Cette solution est particulièrement intéressante pour les fonctions de filtrage ne nécessitant pas une grande sélectivité. Elle présente plusieurs avantages : un procédé de fabrication simple et une taille réduite ( $< 1 \text{ cm}^2$  pour le filtre complet reporté, transition comprise). Le facteur de qualité obtenu est un peu inférieur à celui des filtres sur membrane, mais cette solution en constitue une alternative intéressante.

### III.4.2. LES FILTRES SAW, BAW ET FBAR [36], [37]

Les filtres SAW, pour "Surface Acoustic Wave", résonnent sur des modes acoustiques. Ils sont constitués de deux électrodes déposées sur un matériau piézo-électrique. Ils sont très sélectifs et ont une taille réduite. En revanche, leurs pertes d'insertion sont élevées, leur réponse est complexe et leur fréquence d'utilisation est limitée à quelques gigahertz.

Les filtres BAW, pour "Bulk Acoustic Wave", résonnent également sur des modes acoustiques, mais ceux-ci ne sont plus en surface, mais dans le substrat lui-même. Parmi les filtres BAW, il faut citer les filtres FBAR, pour "Thin Film Bulk Acoustic Resonator" qui font actuellement l'objet d'un grand engouement. La technologie film mince est utilisée pour réaliser le résonateur. Il est constitué de deux électrodes séparées par une couche piézo-électrique. Le résonateur doit être isolé du substrat d'un point de vue vibratoire. Pour cela, deux techniques sont possibles (figure I.20) : la réalisation d'une membrane et l'utilisation d'un réflecteur de Bragg acoustique. Ce dernier est constitué d'un empilement de couches de matériaux ayant des impédances acoustiques alternativement fortes et faibles. Les filtres BAW utilisant cette deuxième technique d'isolation sont appelés SMR, pour "Solidity Mounted Resonators".

Les substrats sont destinés à remplacer les filtres SAW dans les téléphones cellulaires : leurs dimensions sont réduites et des fréquences de résonances de l'ordre de 10 GHz peuvent être atteintes. Leur sélectivité et leur tenue en puissance sont bonnes. Toutefois, ces technologies acoustiques ne sont pas, à l'heure actuelle, utilisables en bande millimétrique.

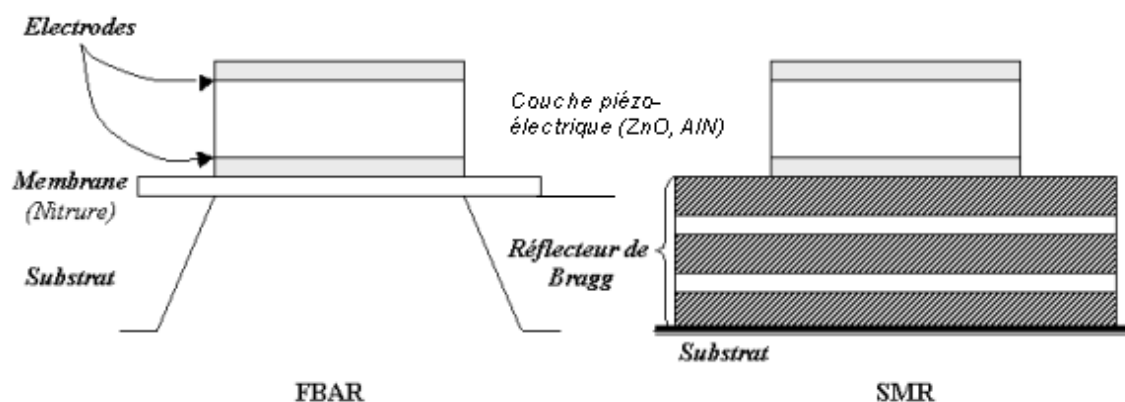


Figure I.20 : Filtres FBAR et SMR



En conclusion, il existe une grande diversité de dispositifs capables de réaliser une fonction de filtrage. Ils peuvent être classifiés selon le principe physique utilisé (résonance électromagnétique, électrique, acoustique, diffraction de Bragg,...), selon la bande de fréquence à laquelle ils peuvent être utilisés, selon leur facteur de qualité et leurs pertes d'insertion, les topologies possibles, l'encombrement et la facilité d'intégration, et selon des aspects technologiques (reproductibilité, nécessité ou pas de réglage, sensibilité aux tolérances de fabrication,...).

Il est donc évident que le choix de la technologie dépend totalement de l'application. Pour les applications de filtrage bande étroite en bande millimétrique, les filtres sur membrane, les différents types de filtres volumiques et quasi-planaires sont particulièrement intéressants, car ils permettent d'améliorer le compromis facteur de qualité / intégration.

Nous présentons dans le tableau suivant les solutions de filtrage passif dans la bande millimétrique.

<b>Solution de filtrage en bande millimétrique</b>	<b>Facteur de qualité à vide</b>	<b>Intégration</b>	<b>Sensibilité aux tolérances de fabrication. Critère : nécessité d'un réglage</b>	<b>Remarque</b>
Filtres sur membrane	500 @ 60 GHz	Très facile	Faible	
Filtres HTS	240 000 (bande Ka)	Très facile	Importante	Système de refroidissement encombrant
Filtres en cavité métallique	10 000 (bande Ka)	Difficile	Importante	
Filtres à résonateurs diélectriques	1 000 << 10 000 (bande Ka)	Difficile	Importante	
Filtres en guide d'ondes	10 000 (bande Ka)	Difficile	Importante	Réponse elliptique impossible
Filtres quasi-planaires (J. Galière)	2 000 @ 28,5 GHz (simulation EM)	Facile	Moyenne	
Filtres à structure périodique en silicium haute résistivité (P. Ferrand)	300 @ 60 GHz	Facile	Faible	

#### **IV. L'EVOLUTION DES PROCEDES DE FABRICATION : LES TECHNOLOGIES MULTI-CHIP-MODULES (MCM) [38], [39]**

Comme nous venons de le voir, les filtres volumiques sont ceux qui permettent d'obtenir les meilleurs facteurs de qualité. La difficulté est l'intégration de ces filtres à leur

environnement planaire. Les solutions quasi-planaires tentent, en utilisant les possibilités qu'offre la technologie, de résoudre cette difficulté ou, au moins, de l'atténuer. En effet, les progrès dans les technologies de fabrication des circuits électroniques, permettent d'inventer de nouvelles façons de réaliser les filtres et de les intégrer aux autres parties du circuit. Ce chapitre présente une vue d'ensemble des technologies regroupées sous le terme de MCM, pour "Multi Chip Modules". Une technologie MCM constitue un système d'interconnexion en micro-électronique qui correspond à des exigences en terme de niveau d'intégration et de performances. Cette définition est assez vague car elle regroupe une grande variété de technologies en permanente évolution. Ces techniques marient les reports de composants sous forme de pastilles (chips) avec un réseau déposé sous forme de films. Les circuits laminés haute densité avec composants encapsulés peuvent y être également ajoutés.

## **IV.1 CLASSIFICATION DES MCM**

Les MCM sont regroupés en quatre catégories : les MCM-S pour "Silicon", les MCM-D pour "Deposited", les MCM-C pour "Ceramic" et les MCM-L pour "Laminated".

### ***IV.1.1. LES MCM-S***

Ces technologies sont issues des technologies "tout silicium". Elles bénéficient d'un savoir-faire largement répandu et permettent d'obtenir de très grandes densités : entre 400 et 1 000 cm d'interconnexion par cm<sup>2</sup>. De plus, l'homogénéité entre le substrat et la pastille évite les contraintes mécaniques issues de la dilatation différentielle.

Les inconvénients sont liés à la fragilité du silicium, qui rend la mise en boîtier nécessaire. Un autre inconvénient est la mauvaise maîtrise de la croissance de l'oxyde qui sert de diélectrique. Lorsque l'épaisseur atteint 5-7  $\mu\text{m}$ , des fissures apparaissent. Cette limite peut être à l'origine de capacités parasites entre différents niveaux d'interconnexions.

### ***IV.1.2. LES MCM-D***

Il s'agit de technologies film mince qui utilisent des matériaux organiques comme diélectrique. Ils sont déposés soit par aspersion, soit par centrifugation "à la tournette". Le substrat est généralement en céramique, dans 50 % des cas, c'est de l'alumine. Les

conducteurs sont en aluminium ou en cuivre. Ce procédé peut également partir de support en céramiques possédant déjà des métallisations. Il s'agit des MCM-C/D.

Les problèmes rencontrés avec ces technologies sont liés à des problèmes d'adhérence des diélectriques ou des conducteurs, et à des difficultés pour obtenir la dureté et la planéité nécessaire. Finalement, la stabilité dans le temps des matériaux organiques est mauvaise.

En revanche, les épaisseurs de diélectriques qui peuvent être obtenues sont importantes, à une échelle plus grande et donc à moindre coût. Les diélectriques peuvent être de permittivité faible, ce qui permet d'atténuer d'éventuels effets capacitifs indésirables.

#### ***IV.1.3. LES MCM-C***

Les technologies MCM-C sont des techniques film épais, c'est à dire utilisant la technique de sérigraphie. Un procédé multicouche cocuit est utilisé. Il est possible de réaliser presque autant de niveaux que l'on souhaite. Les MCM-C peuvent eux-mêmes être classés en trois catégories : les cocuits haute température font appel à des métaux réfractaires, c'est à dire à point de fusion élevé et sont utilisés pour la réalisation de boîtiers, les cocuits moyenne température sont personnalisés par des moyens de sérigraphie couche épaisse et les cocuits basse température, qui peuvent être élaborés avec des moyens plus légers.

#### ***IV.1.4. LES MCM-L***

Les technologies MCM-L sont adaptées à l'utilisation de composants montés en surface (CMS). Elles sont issues des technologies multicouches organiques laminées utilisées pour faire les circuits imprimés. Cette technologie est donc accessible à un grand nombre de fabricants et d'équipementiers. Par rapport aux technologies TMS, pour "Technologie Montée en Surface", les technologies MCM-L permettent d'obtenir un nombre de broches par unité de surface beaucoup plus important : 60 à comparer à 12,5 pour une technologie TMS double face. Ce procédé permet, de plus, d'obtenir un nombre de couches important : jusqu'à vingt niveaux. L'uniformité et la reproductibilité de ce procédé sont bien connues.

Le diélectrique peut être réalisé à partir de polyimides ou d'époxy, de cyanate-ester, de carbone/silicium. Ces matériaux organiques sont renforcés par des aramides ou des résines. Ils

sont déposés sur une base constituée de matériaux plus solides. Des permittivités faibles peuvent être obtenues. Par exemple, une permittivité relative de 3 est obtenue avec du cyanate-ester renforcé par de l'aramide. La dilatation selon les axes X-Y est bien maîtrisée.

Le conducteur est du cuivre d'épaisseur 9  $\mu\text{m}$  ou 4,5  $\mu\text{m}$ , la largeur des pistes est de 50  $\mu\text{m}$ . les vias peuvent avoir des diamètres de 100  $\mu\text{m}$  lorsqu'ils sont réalisés avec un foret, ou de 30  $\mu\text{m}$  lorsqu'un plasma ou un perçage laser est utilisé.

## **IV.2 ASSEMBLAGE, INTERCONNEXIONS ET ENCAPSULATION**

### ***IV.2.1. ASSEMBLAGE***

Les techniques utilisées sont soit le brasage par fusion, soit le collage. Le brasage peut être tendre, il est alors réalisé avec un alliage Sn 63 % Pb 37 %, ou dur, un alliage An 82,5 % Si 17,5 % est alors préféré. Le brasage peut également être réalisé avec du verre argent. Le collage peut être effectué par trempage, par sérigraphie, par extrusion (avec une seringue) ou à l'aide de préformes de colle.

### ***IV.2.2. INTERCONNEXIONS***

Les techniques d'interconnexion de la pastille sur le support sont : le câblage filaire, l'utilisation de pastilles à protubérances (ou flip-chip) et le transfert automatique sur bande (TAB).

Le câblage filaire est basé sur la soudure sans fusion de fils d'or. Aucun métal d'apport intermédiaire n'est nécessaire et la soudure est effectuée par interpénétration moléculaire. Le "ball bonding" utilise une soudure thermosonique. L'outil prend peu de place, mais les boules ainsi formées peuvent être encombrantes quand la densité d'entrées / sorties est importante. Le "wedge bonding", ou soudure par poinçon, utilise l'énergie ultra-sonique. Deux points de soudure peuvent être enchaînés. En revanche, le fil arrive latéralement et tangentiellement, ce qui restreint l'accessibilité des zones denses et enclavées. De plus, à 60 GHz, les interconnexions par fils d'or peuvent engendrer des comportements électriques parasites induisant des perturbations sur le fonctionnement du dispositif.

Le flip-chip est réalisé en deux étapes. Tout d'abord, la croissance des protubérances sur une barrière métallique, permet d'obtenir des boules hémisphériques ou cylindriques en alliage fusible ou en or. Avec une forme cylindrique, des densités plus importantes peuvent être obtenues. Un pas de 100  $\mu\text{m}$  est alors possible. La deuxième étape est le report de la pastille face avant sur un substrat d'accueil, et la soudure (thermosonique ou par thermocompression). Les protubérances ou "bumps" ont à la fois un rôle d'élément de fixation et de liaison électrique, ce qui permet d'obtenir de fortes densités. Lorsque la puce présente des aires de câblage sur toute la surface, il s'agit de BGA, pour "Ball Grid Array". La densité d'entrée / sortie est alors très importante. Ce mode de report est économique, mais il est impossible de contrôler la puce et les bumps après report. De plus, le transfert de chaleur est limité par la résistance thermique des bumps. Finalement, la dilatation différentielle entre la pastille et le substrat peut provoquer la rupture des bumps.

Le transfert automatique sur bande présente l'avantage, par rapport au flip-chip, de permettre le test électrique et fonctionnel de la pastille. En revanche, cette technique nécessite plus d'étapes pour être réalisée.

#### ***IV.2.3. L'ENCAPSULATION***

L'encapsulation a un rôle à la fois mécanique et chimique de protection et un rôle électrique, puisqu'il supporte le système d'entrée / sortie. Il faut ajouter les fonctions de fixation, de refroidissement et d'identification des puces. Il existe des boîtiers métalliques, céramiques, plastiques. Parmi les boîtiers céramiques, trois modes de connexion principaux sont disponibles : LCC, pour "Leadless Ceramic Chip Carrier", qui est un boîtier sans broche physique ; QFM, pour "Quad Flat Pack", qui est un boîtier à sorties latérales plates et PGA, pour "Pin Grid Array", qui est un boîtier enfichable à connexion sur toute la surface. Une autre solution d'encapsulation est le "glob top" ou enrobage. Finalement, il faut noter que pour les substrats rigides, tels que les substrats céramiques, ce dernier peut servir de base au boîtier. Il ne reste alors qu'à ajouter un capot.

### IV.3 MATERIAUX POUR LES MCM

#### IV.3.1. MATERIAUX POUR LE SUBSTRAT

##### IV.3.1.1 Le silicium

Le procédé du silicium est bien maîtrisé, il est abondant dans la nature, il possède une excellente planéité et un très bon état de surface et il est thermiquement stable. Accessoirement, il peut inclure des éléments actifs. Finalement, les pastilles et le substrat étant dans le même matériau, le problème de la dilatation différentielle ne se pose pas.

L'inconvénient du silicium est sa fragilité, ce qui rend l'usage d'un boîtier indispensable. Finalement, les plaquettes étant circulaires, la réalisation de pastilles rectangulaires s'accompagne d'une perte de matière.

##### IV.3.1.2 Les céramiques

Un grand avantage des céramiques est leur robustesse. Elles sont peu sensibles à la cambrure liée aux effets de bilame (c'est à dire à la dilatation différentielle de deux couches constituées de matériaux différents). Le procédé de fabrication est bien maîtrisé. C'est un matériau hermétique qui présente, en général, une bonne adhésion aux autres corps. Les céramiques sont peu sensibles aux agents extérieurs corrosifs.

Les autres caractéristiques sont très variables selon le matériau. Parmi les céramiques, il faut citer l'alumine qui est peu chère et qui bénéficie d'un savoir-faire répandu. L'ajout de verre permet de modifier ses propriétés physiques et électriques. L'alumine est peu sensible au cambrage et au gauchissement. En revanche, sa rugosité est importante. Elle se retrouve au niveau des métallisations déposées et a un effet négatif sur les pertes des lignes. Sa permittivité est élevée (9,6) et sa conductivité thermique est faible (30 W/m.K).

L'oxyde de béryllium possède lui, une bonne conductivité thermique (250 W/m.K). En revanche, son procédé fait intervenir des produits très toxiques.

Le nitrure d'aluminium se marie bien avec le silicium, il a une bonne conductivité thermique (82 W/m.K) et présente peu de problèmes de cambrure et de gauchissement. En

revanche, les caractéristiques du matériau sont très dépendantes du fournisseur. La permittivité est assez élevée (9) et les encres sérigraphiables faites pour l'alumine ne sont pas compatibles. Une encapsulation hermétique est nécessaire.

Le carbure de silicium présente une bonne adaptation en coefficient de dilatation avec le silicium. Il est robuste et possède une bonne conductivité thermique (120 W/m.K). Il est résistant aux produits chimiques. Des substrats de grande taille sont réalisables (10 x 10 cm<sup>2</sup>). Les caractéristiques sont régulières chez un même fabricant. En revanche, la résistivité est faible et la permittivité élevée (de 30 à 300). Un polissage est nécessaire avant métallisation et, finalement, l'approvisionnement est difficile.

La mullite, contrairement à l'alumine, a un coefficient de dilatation proche du silicium (5 ppm/°C) et sa constante diélectrique est plus faible (6). En revanche, sa conductivité thermique est faible (3,5 W/m.K).

Il faut citer également les verres céramiques, les céramiques coffritées qui ont une faible conductivité thermique et le diamant qui a beaucoup de qualités : un faible coefficient de dilatation (1,18 ppm/°C), une permittivité moyenne (5,6) et une conductivité thermique très élevée (2 000 W/m.K). Les inconvénients sont le coût et la disponibilité. Des diamants sous la forme de films synthétiques sont apparus qui pourraient résoudre ces difficultés.

#### ***IV.3.1.3 Les métaux***

Les métaux possèdent aussi des qualités en tant que substrat : de très bonnes performances thermiques, toutes les dimensions de substrats sont possibles, leur résistance mécanique est bonne et ils sont usinables. Leur coût d'approvisionnement est faible. En revanche, leur différence de coefficient de dilatation avec le silicium est importante. Un dépôt préliminaire d'isolant est nécessaire. Les broches d'entrée / sortie peuvent lui être directement rattachées.

#### ***IV.3.1.4 Les matériaux organiques***

L'utilisation de matériaux organiques comme substrat nécessite de rajouter un élément, la base, pour contrarier le coefficient de dilatation du matériau organique s'il est différent de celui des composants. Elle peut être réalisée en polymères renforcés, en céramique ou en

métal. Parmi les matériaux organiques, il faut citer les polyesters qui possèdent une constante diélectrique faible (3) et une résistivité suffisante ( $10^{15} \Omega \text{ cm}$ ). Ils sont robustes et peu chers. En revanche, leurs stabilité thermique n'est pas bonne et leur point de fusion ( $260^\circ$ ) est en-dessous des températures de brassage. Ils sont inflammables.

Les epoxy, sous leur forme FR4, c'est à dire renforcés par une base de fibre de verre tissée, possèdent une permittivité d'environ 4. Leurs coefficients de dilatation sont relativement élevés (25 à 50 ppm/ $^\circ\text{C}$ ) et leurs stabilités thermiques faibles. De nouveaux matériaux ont été créés pour résoudre ces difficultés : ce sont les BT-époxy (Bismaléimide-triazine) qui possèdent une stabilité thermique meilleure, une permittivité et un coefficient de dilatation abaissés. Leur pouvoir d'absorption de l'humidité est également plus faible. Parmi les matériaux créés pour résoudre les inconvénients des epoxy, il faut ajouter les epoxy renforcés par aramide qui possèdent un coefficient de dilatation thermique proche du silicium, ainsi qu'une surface plus lisse. Leur permittivité est plus faible. En revanche, ils ont une plus forte absorption d'eau. Les polyimides ont une tenue en température proche de  $300^\circ\text{C}$ , ils sont ininflammables. Leur permittivité est faible et leur coefficient de dilatation diminué. Certaines variétés sont avides d'eau. Le kapton est un exemple de polyimide, c'est un matériau flexible (permittivité = 3,5, coefficient de dilatation thermique 20 ppm/ $^\circ\text{C}$ ).

Les fluoro-carbones ont une très bonne résistance en température et sont ininflammables. Ils sont résistants aux agents chimiques : leur permittivité est très basse (2). La réalisation de trous peut être délicate. De plus, le coefficient de dilatation est assez élevé (100 ppm/ $^\circ\text{C}$ ). Le Q0 – 2800 en est un exemple. Il permet de réaliser des feuilles très minces (5  $\mu\text{m}$ ) et donc d'avoir une très haute densité d'interconnexions.

#### **IV.3.2. MATERIAUX POUR LES CONDUCTEURS**

Le cuivre est le plus traditionnellement utilisé. Il est déposé par électrolyse. Sa résistivité est faible ( $1,7 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ ), son dépôt peut se faire sur de fortes épaisseurs, son coût est faible et il est facilement brasable. En revanche, il a tendance à s'oxyder et réagit avec le polyimide.

L'aluminium bénéficie d'un savoir faire et de procédés bien établis. Il adhère bien aux polymères et son oxydation naturelle forme une couche de protection. Il ne réagit pas avec les diélectriques. Sa résistivité ( $2,7 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ ) est un peu plus élevée que celle du cuivre et de



l'or. L'or possède une faible résistivité ( $2,4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ ), il ne réagit pas avec le polyimide et possède une bonne résistance à la corrosion. En revanche, son coût est élevé et le pouvoir d'adhésion aux polymères est faible.

Les encres sont des mélanges visqueux de liant organique, minéral et de solvant. Il faut distinguer les encres isolantes, les encres dites diélectriques qui sont destinées aux grandes surfaces, les encres aux propriétés diélectriques particulières, les encres résistives et les encres conductives.

Le chrome, le nickel, le titane – tungstène sont utilisés comme couche d'accrochage ou comme couche de protection.

### ***IV.3.3. MATERIAUX POUR LE DIELECTRIQUE***

#### ***IV.3.3.1 Les matériaux minéraux***

L'oxyde du silicium possède une conductivité thermique faible (de 1,4 W/n.K) et un coefficient de dilatation faible (0,55 ppm/°C). Son procédé de fabrication est courant et son coût accessible. En revanche, le cuivre est difficile à déposer. Le nombre de niveaux est limité. Le risque d'adsorption d'eau impose l'utilisation d'un boîtier hermétique.

Ajoutons les verres, les céramiques et les encres diélectriques gravables et photo-imageables.

#### ***IV.3.3.2 Les matériaux organiques***

Le polyimide possède une permittivité relativement faible (3,5), un bon pouvoir mouillant et une bonne planarisation. Son épaisseur est bien maîtrisée et il est propre à former des multicouches d'épaisseur importante. Son module d'élasticité est élevé, il est stable en température et est apte à être gravé et à recevoir des lignes conductrices fines. Son coût est faible. En revanche, c'est un adsorbant d'humidité et son coefficient de dilatation thermique est relativement élevé (20 ppm/°C). le benzocyclobutène (ou BCB) est un polymère haute température. Il possède une permittivité faible (2,7) et un faible taux d'absorption d'humidité. Il ne réagit pas avec le cuivre et possède une excellente planarisation. En revanche, il est

instable en température. Sa gravure peut être délicate. Son coefficient de dilatation est élevé (52 ppm/°C).

Le poly phénylquinoxaline (PPQ) possède une constante diélectrique faible et des propriétés mécaniques satisfaisantes. Sa stabilité en température est meilleure que celle du polyimide. Son adhésion après vieillissement est meilleure.

Citons également la polyquinoline (PQ), le polyoxyphénylène (PPO), le triazine, le téflon et la parylène.

#### **IV.3.4. MATERIAUX POUR LE BOITIER**

Les boîtiers métalliques ne sont pas utilisés pour réaliser des MCM car le nombre d'entrées / sorties est limité. En revanche, lorsqu'une embase en céramique est utilisée, il est alors possible d'utiliser un couvercle métallique. L'alliage choisi est généralement du Kovar. Il s'agit d'un alliage fer/nickel/cobalt dont le coefficient de dilatation est compatible avec le silicium et l'alumine.

Les céramiques sont robustes et hermétiques et sont donc couramment utilisées pour réaliser le boîtier.

Des composites métalliques matriciels ou MMC peuvent également être utilisés. Cette structure est obtenue par la diffusion d'un métal dans la céramique. L'intérêt est de réduire le coefficient de dilatation, d'améliorer la conductivité et de réduire le poids.

#### **IV.4 AVANTAGES DES MCM**

Par rapport aux technologies hybrides, les technologies MCM présentent plusieurs avantages. Tout d'abord, une réduction de taille et des performances électriques accrues. En effet, les lignes sont de longueurs réduites et les capacités parasites sont plus faibles. Il s'ensuit des temps de propagation plus courts, une meilleure intégrité des signaux et de meilleurs temps de montée et de descente. Par ailleurs, l'absence d'encapsulation individuelle des composants réduit le nombre d'interconnexions et améliore la fiabilité. Ces avantages, associés à un gain de masse, à une plus grande réparabilité et à un temps de développement plus court en font des technologies financièrement attractives.

#### IV.5 LES TECHNOLOGIES CONCURRENTES

En dehors des technologies hybrides qui continuent à évoluer, d'autres technologies existent et se développent parallèlement aux MCM. Les techniques de montage en surface (TMS) permettent le report de composants adaptés à plat sur chaque face du circuit imprimé. Les TMS utilisent un support conventionnel et une technique de report bien rôdée : le report par brasage d'alliage.

Les composants sont encapsulés et testés. Ils sont approvisionnables à un niveau de qualité bien défini. La densité d'interconnexions est de 1000 cm/cm<sup>2</sup>. Le nombre de niveaux est limité à douze, les largeurs de pistes sont supérieures à 150 µm. Notons que le circuit imprimé peut être remplacé par un substrat céramique. Il existe également des circuits imprimés multicouches haute densité ou HDPCB. Jusqu'à vingt niveaux de signaux peuvent ainsi être obtenus avec des largeurs de pistes parfois inférieures à 75 µm.

Les technologies "Chip On Board" (COB) sont basées sur le report direct de pastilles sur circuit imprimé, éventuellement multicouches. Les pastilles nues sont collées, puis câblées sur le circuit imprimé. L'élément actif est protégé par une goutte de gel enrobant la pastille et ces fils. Le coût et l'encombrement sont réduits par rapport aux solutions TMS.

### V. CONCLUSION

Les systèmes de télécommunications sans fil se développent très rapidement et le nombre d'applications couvertes est très important. Cette évolution impose des contraintes sur les caractéristiques des transmetteurs. Bien que certaines architectures tendent à réduire le nombre de filtres, la fonction filtrage reste incontournable. Les éléments permettant d'évaluer une solution de filtrage sont très nombreux, il faut citer notamment le facteur de qualité à vide qui impose la sélectivité du filtre. Certaines fonctions de filtrage, telles que le duplexage et la sélection de bande, nécessitent un facteur de qualité à vide élevé. Parmi les différentes solutions de filtrage existant actuellement, seuls les filtres volumiques permettent d'obtenir des facteurs de qualité très élevés et selon un principe relativement simple. En revanche, le problème de l'intégration de ces filtres aux parties planaires se pose. Pour le résoudre, les progrès des technologies développées pour les Multi Chip Modules, peuvent apporter des solutions. Ainsi, la conception et la réalisation de filtres quasi-planaires représentent

---

aujourd'hui une solution de compromis entre un facteur de qualité à vide élevé ( $> 1000$ ) en bande millimétrique et une bonne intégration dans un environnement planaire.

# CHAPITRE II

*Conception et simulation électromagnétique de filtres  
multipôles quasi-planaires à 60 GHz*



## I. INTRODUCTION

La bande de fréquence située autour de 60 GHz présente plusieurs avantages qui la rendent attractive pour les communications sans fil. D'un point de vue physique, une courte longueur d'onde dans l'air ( $\lambda=5$  mm à 60 GHz) signifie qu'une antenne de taille relativement réduite peut produire un rayonnement directif. D'autre part, 60 GHz correspond à la fréquence d'absorption de l'oxygène. L'atténuation dans l'air des ondes électromagnétiques à 60 GHz est donc forte. Deux utilisateurs situés à des distances proches pourront ainsi utiliser la même fréquence sans interférences.

D'un point de vue économique, les bandes de fréquence autour de 60 GHz ont été réservées pour des utilisations sans licences d'exploitation. Par exemple, la bande 57-59 GHz a été réservée par l'organisme européen ETSI "European Telecommunication Standards Institute" et la bande 61-64 GHz par la FCC "Federal Communications Commission". Les spécifications ne sont pas encore clairement définies.

Notre objectif est de trouver une solution de filtrage sans réglage à 60 GHz qui puisse remplir une fonction de duplexage. La section II de ce chapitre présente la démarche qui nous a conduit, à partir des contraintes électriques et industrielles, à la solution de filtrage présentée dans ce manuscrit. La bande passante relative à  $-3$  dB est comprise entre 0,5 % et 1,5 %. La fréquence centrale est de 60 GHz, la réjection hors bande doit être environ de 70 dB à 1 GHz du bord de bande et la réflexion dans la bande doit être inférieure à -15 dB. A partir de ce gabarit, la synthèse nous conduit à deux fonctions de filtrage possible : une fonction de Tchebycheff à 5 pôles et une fonction elliptique à 4 pôles. Cette dernière est préférée pour des raisons d'encombrement. Elle permet également de réduire le nombre de résonateurs nécessaires à la réalisation de la fonction de filtrage, et donc de minimiser les pertes d'insertion. Le facteur de qualité à vide nécessaire pour obtenir la réjection hors bande et le niveau de pertes dans la bande de l'ordre du dB, est de l'ordre de 2000.

La structure proposée dans ce manuscrit a été imaginée dans le but de satisfaire ces contraintes électriques, tout en étant facilement intégrable dans un environnement planaire. Un résonateur élémentaire a tout d'abord été simulé par la méthode des éléments finis avec les objectifs suivants : dimensionner la structure en vue d'obtenir la fréquence de résonance souhaitée et un facteur de qualité suffisant, puis vérifier l'isolation fréquentielle de ce mode, c'est à dire l'absence de modes parasites à proximité.

Dans un second temps, les couplages extérieurs et inter-résonateurs ont été étudiés en vue de la réalisation de filtres. La conception d'un filtre deux pôles permet d'illustrer ce travail.

Finalement, nous nous sommes intéressés au filtre final. Pour obtenir la réponse souhaitée, à savoir une réponse elliptique avec 4 pôles et 2 zéros de transmission, deux topologies sont possibles : une topologie transversale, pour laquelle deux paires de résonateurs sont mis en parallèle, et une topologie classique avec un couplage négatif entre le premier et le quatrième résonateur. Ces deux solutions seront comparées entre elles dans le cadre de l'application qui nous intéresse.

## II. CONCEPTION D'UN FILTRE QUASI-PLANAIRE A 60 GHz

Cette section présente les contraintes électriques et géométriques qui sont le point de départ de la recherche de la solution de filtrage proposée dans ce manuscrit. A partir des solutions de filtrage présentées au chapitre I, une topologie de résonateur a été optimisée pour satisfaire ces contraintes. Avant de présenter cette démarche, la méthode de synthèse utilisée est rapidement présentée dans une sous-section introductive.

### II.1 LA METHODE DE SYNTHÈSE DE FILTRES [18], [40]

#### II.1.1. FONCTION DE FILTRAGE

Considérons :

$H(s)$  est la fonction de réponse en fréquence du filtre avec  $s = j\omega$

$$H(s) = S_{12}$$

$T(s)$  est la fonction de réflexion du quadripôle

$$T(s) = S_{11}$$

Si le filtre n'a pas de pertes :  $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$

$$\Leftrightarrow |H(s)|^2 + |T(s)|^2 = 1$$



$$\text{D'où : } |H(s)|^2 = \frac{|H(s)|^2}{1} = \frac{|H(s)|^2}{|H(s)|^2 + |T(s)|^2} = \frac{1}{1 + |D(s)|^2} \quad (\text{II-1})$$

avec  $D(s) = \frac{T(s)}{H(s)}$  : fonction discriminante

A partir d'un gabarit, une fonction de filtrage satisfaisant ce gabarit est recherchée. Les fonctions de filtrage les plus courantes dans le domaine des microondes, sont les fonctions de Tchebycheff et les fonctions elliptiques. Les premières sont un cas particulier des secondes.  $T(s)$  et  $H(s)$  ont le même dénominateur et ceci quel que soit l'ordre du filtre. On peut donc écrire :

$$H(s) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(s)}{Q(s)} \quad \text{et} \quad T(s) = \frac{R(s)}{Q(s)}$$

$P(s)$ ,  $R(s)$  et  $Q(s)$  sont des polynômes

$\varepsilon$  est l'ondulation dans la bande

$D(s)$  peut alors s'écrire :  $D(s) = \varepsilon \frac{R(s)}{Q(s)}$

Pour  $n$  pair, la fonction d'approximation elliptique s'écrit :

$$D(s) = \varepsilon \frac{\prod_{p=1}^{n/2} (s^2 + \omega_{0,p}^2)}{\prod_{p=1}^{n/2} (s^2 + \omega_{\infty,p}^2)} \quad (\text{II-2})$$

$n$  est l'ordre du filtre

$\omega_{0,p}$  sont les pôles

$\omega_{\infty,p}$  sont les zéros

Les pôles et les zéros sont obtenus grâce à une fonction sinus elliptique qui dépend de deux pulsations du gabarit passe-bas prototype notées  $\Omega_p$  et  $\Omega_s$ .

### II.1.2. GABARIT PASSE-BAS PROTOTYPE

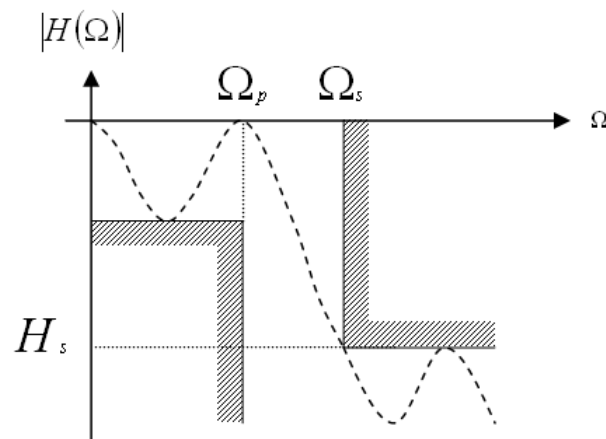
Le point de départ de la synthèse est le prototype passe-bas. A partir d'un gabarit passe-bande, il est obtenu par la transformation :

$$\Omega = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (\text{II-3})$$

avec :  $\omega_0$  : fréquence centrale du passe-bande

$\Delta\omega$  : bande passante équiondulation

La figure suivante (figure II.1) représente un prototype passe-bas :



**Figure II.1** : Prototype passe-bas

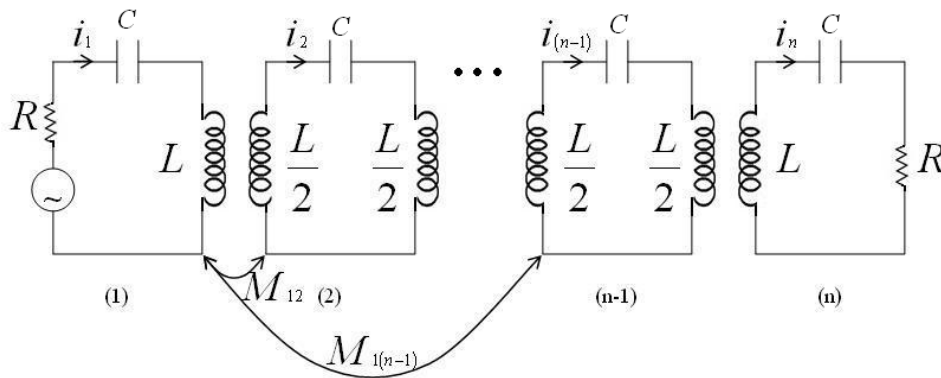
Une fonction elliptique satisfaisant le gabarit est également représentée. Si les zéros sont supprimés, on obtient une fonction de Tchebycheff.

En résumé, à partir d'un gabarit passe-bande ( $f_0$ ,  $\Delta\omega$ , ...), un gabarit passe-bas prototype est déduit ( $\Omega_p$ ,  $\Omega_s$ ,  $H_s$ ). De ce dernier, est déduit une fonction de filtrage satisfaisant le gabarit (ordre  $n$ , zéros et pôles). Il s'agit désormais de trouver un circuit électrique dont la fonction de réponse en fréquence correspond à la fonction de filtrage recherchée.

### II.1.3. ELEMENTS DU CIRCUIT ELECTRIQUE

Un filtre à éléments résonants sans pertes peut être représenté ainsi (figure II.2) sur une bande de fréquence suffisamment étroite autour de la fréquence centrale du filtre.

Les  $M_{ij}$  sont des inductances mutuelles et représentent les couplages entre les résonateurs  $i$  et  $j$ .



**Figure II.2 :** Schéma électrique équivalent à un filtre multipôles

L'objectif est, à partir de la fonction de filtrage, d'obtenir les valeurs de  $R$  et de  $M_{ij}$  permettant de satisfaire le gabarit. Ecrivons tout d'abord les  $n$  lois des mailles :

$$\left\{ \begin{array}{l} -E + Ri_1 + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)i_1 + jM_{12}\omega i_2 + \dots = 0 \\ j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)i_2 + jM_{12}\omega i_2 + \dots = 0 \\ \vdots \\ j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)i_n + R_{in} + j\omega M_{1n}i_1 + \dots = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II-4})$$

Posons :

$$r = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{R}{Z_0}$$

$$S = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{Z_0} j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) \quad (\text{II-5})$$

$$\text{et } K_{ij} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{M_{ij}}{L} = \frac{\Delta\omega}{Z_0} M_{ij}$$

Et écrivons le système sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) & & & \\ & jM_{12}\omega & \cdots & \\ & j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) & & \\ & \vdots & & \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$= \frac{Z_0 \omega_0}{\Delta\omega} \begin{bmatrix} r + S & j\frac{\omega}{\omega_0} K_{12} & \cdots & \\ j\frac{\omega}{\omega_0} K_{12} & S & & \\ & & \ddots & \\ & & & r + S \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \\ \\ \\ I \end{pmatrix}$$

Effectuons la normalisation :  $Z_0 = 1$ ,  $\omega_0 = 1$ ,  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 1$

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \end{pmatrix} = [R] + j[M] + S[\text{Id}] \quad (\text{II-7})$$

avec  $[R] = \begin{bmatrix} r & & & \\ & 0 & & 0 \\ & & \ddots & \\ & 0 & & 0 \\ & & & & r \end{bmatrix}$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & \cdots & \\ M_{12} & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ & & & 0 \end{bmatrix} : \text{matrice des couplages normalisés}$$

Il reste à calculer les éléments de  $[R]$  et de  $[M]$  à partir de la fonction de filtrage.

- $2R$  est égal au coefficient du terme d'ordre  $(n-1)$  du dénominateur normalisé de la fonction de filtrage.

- La méthode de Darlington permet d'obtenir, à partir de la fonction de filtrage les admittances en court-circuit ( $R=0$ )  $[Y]_{11}$  et  $[Y]_{N1}$ . En écrivant l'expression de l'admittance en court-circuit, il est possible à partir de  $[Y]_{11}$  et  $[Y]_{N1}$  d'obtenir les  $M_{ij}$  en utilisant l'orthonormalisation de Gram-Schmitt. Connaissant  $R$  et les  $M_{ij}$ , il est possible de concevoir un circuit électrique dont la réponse en fréquence correspond à la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage entre dans le gabarit, l'objectif est atteint. La méthode présentée ici rapidement est celle d'Atia [40]. Notons qu'il existe d'autres méthodes de synthèse, notamment celle développée par Rhodes [47], qui permet de régler la position des zéros indépendamment les uns des autres.

Des méthodes de synthèses plus spécifiques sont également développées afin de satisfaire des contraintes de filtrage particulières (fonction dissymétrique, réglages des zéros de transmission, prédistorsion,...) [44], [45], [46]. Nous menons actuellement dans le laboratoire un travail de recherche sur ces activités en collaboration étroite avec l'INRIA et le CNES.

## II.2 DEMARCHE DE CONCEPTION

### II.2.1. CONTRAINTES

Les contraintes portent sur le gabarit, l'intégration et, à un degré moindre pour l'instant, le coût.

- Les contraintes électriques fournies par l'industriel sont les suivantes : une bande passante entre 0,5 % et 1,5 %, un Taux d'Onde Stationnaire (T.O.S.) inférieur à 1,4, une réjection à 1 GHz du bord de 70 dB et des pertes d'insertion inférieures à 1 dB. Un T.O.S. de 1,4 correspond à un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB.

- En terme d'intégration, la taille du filtre doit être réduite et ne doit pas dépasser 1 cm x 1 cm. Le filtre est destiné à être reporté sur un substrat d'accueil en circuit imprimé ou en alumine. La technique de report doit être envisagée dès la conception et être aussi facile que possible.

- Pour minimiser le coût, il faut utiliser un procédé qui soit industrialisable et aussi simple que possible.

## II.2.2. CHOIX DE LA SOLUTION DE FILTRAGE

Les solutions de filtrage autour de 30 GHz ont été présentées dans le chapitre I : filtres planaires sur membrane, filtres à supraconducteurs, filtres à résonateurs diélectriques, en guide d'ondes et à cavités. Les filtres quasi-planaires sont également très intéressants. Le but de cette section est de concevoir une solution de filtrage à 60 GHz, à partir des solutions déjà existantes à plus basse fréquence et en tenant compte des contraintes mentionnées précédemment.

La synthèse électrique à partir du gabarit conduit à deux fonctions de filtrages possibles : une fonction Tchebycheff à 5 pôles et une fonction elliptique à 4 pôles. Le facteur de qualité doit être de l'ordre de 2000. Les filtres planaires sur membrane sont donc exclus par avance pour cette application. Les filtres à supraconducteurs nécessitent un système de réfrigération encombrant qui augmente la consommation électrique. Cette solution n'est intéressante que lorsque le nombre de filtres est important. La solution à notre problème est donc volumique.

Les filtres à résonateurs diélectriques ont l'avantage de présenter des facteurs de qualité élevés (1000 à 10000 en bande Ka). En bande Ka, des modes de galerie sont utilisés pour ne pas avoir un résonateur de dimensions trop faibles. Les inconvénients viennent, d'une part du confinement du champ électromagnétique qui rend les couplages difficiles et, d'autre part, de la sensibilité de la réponse au positionnement des résonateurs. La solution quasi-planaire correspondant aux résonateurs diélectriques a été développée par Henri Blondeaux et Julien Galière [29], et a été présentée au chapitre I. C'est une piste à priori intéressante pour notre problème. Après l'avoir adaptée pour la fréquence de travail qui nous intéresse, il est apparu que l'isolation en fréquence obtenue égale, à 3 GHz, était insuffisante pour les applications visées. Il n'en reste pas moins que c'est une solution intéressante qui permet, grâce à la précision de la gravure des métallisations, de résoudre le problème principal des résonateurs diélectriques, à savoir la nécessité de positionner les résonateurs avec précision.

Les filtres en guide d'ondes présentent également l'inconvénient principal d'être difficilement intégrables. Les solutions quasi-planaires correspondantes [27], [28] sont très intéressantes et ont été étudiées à des fréquences de l'ordre de 30 GHz. Ces filtres, sensibles aux dimensions de l'insert, peuvent bénéficier de la précision des gravures des métallisations réalisées par un procédé lithographique.

Les filtres à cavités métalliques présentent la même difficulté d'intégration que les précédents. La solution quasi-planaire que nous proposons tente de résoudre cette difficulté.

### II.2.3. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE PROPOSEE

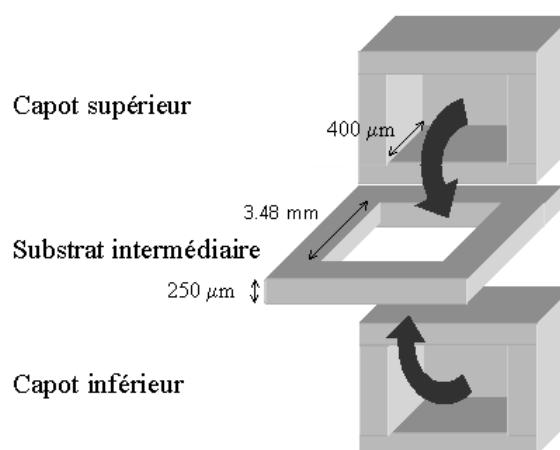
La structure proposée est constituée de trois parties : un substrat intermédiaire en silicium haute-résistivité de 250  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et deux capots. Ces deux capots sont réalisés par le micro-usinage de substrats de silicium basse résistivité. Chacun de ces capots est reporté de part et d'autre du substrat intermédiaire pour constituer une cavité (figure II.3). les capots sont métallisés. La continuité du blindage est obtenue au niveau du substrat intermédiaire par des vias métallisés de 100  $\mu\text{m}$  de diamètre.

La réalisation des cavités en silicium présente l'avantage de limiter l'influence de la température sur les dimensions. En effet, le coefficient de dilatation (CTE) du silicium est moindre que celui du cuivre :

$$\text{CTE}(\text{Si}) = 2,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

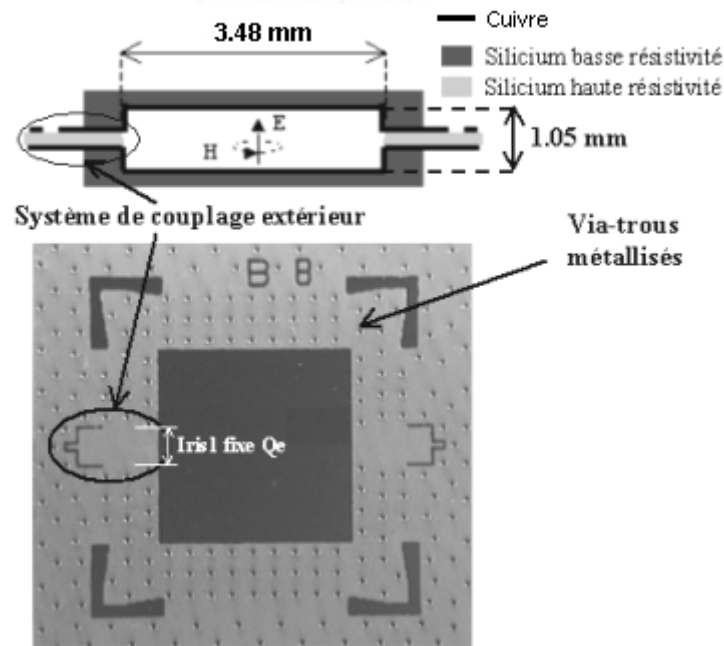
$$\text{CTE}(\text{Cu}) = 18 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

L'influence de la température sur la fréquence de résonance est donc plus limitée.



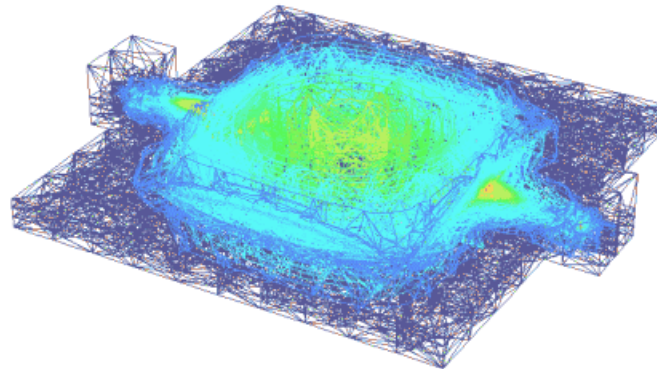
**Figure II.3 :** Vue éclatée en 3D d'un résonateur élémentaire

La figure suivante (figure II.4) représente une vue en coupe d'un résonateur élémentaire et une photographie du substrat intermédiaire, vu de dessus et sans capot.



**Figure II.4 :** Vue en coupe et de dessus d'un résonateur élémentaire (sans capot)

La direction des champs électromagnétiques est représentée. Le mode choisi est le mode fondamental de résonance de la cavité  $TE_{101}$  pour lequel le champ électrique est vertical, maximum au centre et minimum sur les côtés (figure II.5).



**Figure II.5 :** Vue en coupe des isovalues du champ électrique

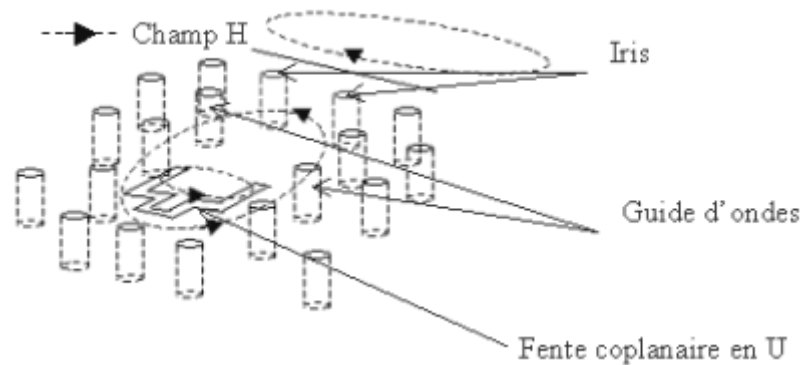
Le champ magnétique est maximum au bord et minimum au centre. Les couplages se font donc par le champ magnétique. Nous justifierons par la suite le choix de ce mode de résonance.

Le substrat intermédiaire est métallisé préalablement sur les deux faces. Les démétallisations effectuées correspondent aux équerres d'alignement des capots (aux quatre coins), à l'identification du circuit, aux fentes coplanaires d'excitation et aux zones de gravure



du silicium. Il s'agit du grand carré noir sur la photo. Il est destiné à être gravé pour former la cavité.

Les via-trous métallisés ont plusieurs fonctions : ils permettent de réaliser un contact électrique entre la face avant et la face arrière, ils constituent également un mur électrique à la fréquence de travail. En effet, ils sont distants de  $250\ \mu\text{m}$ . Cette longueur est inférieure au quart de la longueur d'onde dans le silicium, à savoir  $365\ \mu\text{m}$ . Les trois rangées de vias peuvent donc être assimilées à une paroi métallique verticale à  $60\ \text{GHz}$  [35]. Cette paroi prolonge les flancs verticaux des capots pour constituer une cavité métallique. Un certain nombre de vias sont placés à la périphérie du filtre pour supprimer un mode de guide entre l'entrée et la sortie. Finalement, les via-trous servent à constituer le système d'excitation. Le système de couplage extérieur est représenté en 3D sur la figure suivante (figure II.6).



**Figure II.6 :** Vue en 3D du système d'excitation

Ce système d'excitation peut être subdivisé en trois parties : une fente coplanaire, un guide d'onde réalisé par des via-trous métallisés et un iris de couplage, également réalisé par des via-trous. La fente coplanaire a une forme de "U" avec un rétrécissement pour permettre de poser les pointes de mesure. Sa forme est déterminée de manière à réaliser une adaptation entre les pointes et le guide d'onde. Ce guide d'onde, dont le principe a été validé notamment dans [35] est constitué de via-trous métalliques réalisés dans le silicium. Deux rangées de vias définissent les parois verticales du guide d'onde. Le substrat étant métallisé des deux côtés, la structure obtenue est équivalente à un guide d'onde classique. Le mode de guide utilisé est le mode fondamental  $\text{TE}_{10}$  pour lequel le champ électrique est vertical et présente une variation unique selon la dimension latérale. La largeur du guide doit être suffisante. Elle est choisie de telle sorte que la fréquence de coupure du mode fondamental  $\text{TE}_{10}$  de guide soit inférieure à la fréquence de travail. En l'occurrence, sa longueur est de  $900\ \mu\text{m}$ . Avec cette valeur, la fréquence de coupure est proche de  $50\ \text{GHz}$ .

$$f_c = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} a} : \text{fréquence de coupure du mode TE}_{10} \quad (\text{II-8})$$

$c$  : célérité de la lumière

$\epsilon_r$  : permittivité relative du milieu de propagation

$a$  : largeur du guide

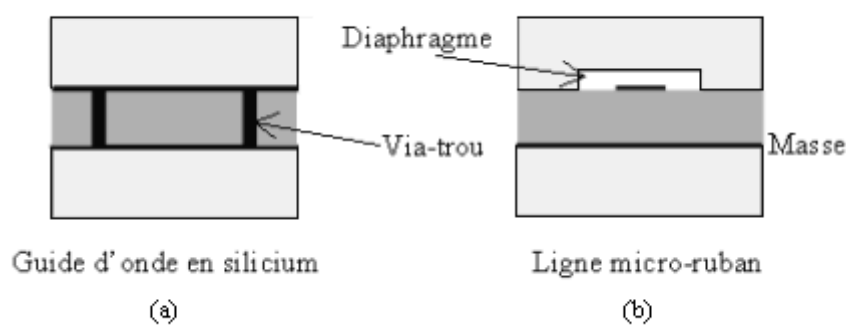
$f_c = 49$  GHz avec :  $\epsilon_r = 11,7$  (silicium)

$a = 900$   $\mu\text{m}$

Les deux derniers via-trous sont équivalents à un iris de couplage classique dont l'ouverture est proportionnelle au couplage entrée / sortie entre l'excitation et le résonateur et donc, inversement proportionnel au facteur de qualité extérieur.

Sur la figure précédente, le champ magnétique est également représenté, autour de la fente coplanaire, dans le guide d'ondes et finalement dans la cavité.

Ce système de couplage a été conçu de manière à limiter les difficultés causées dans le domaine millimétrique par la traversée des capots d'une ligne au travers d'un diaphragme. Deux exemples différents de diaphragme peuvent être trouvés dans les thèses de Julien Galière [29] et Matthieu Chatras [48]. Le premier exemple correspond à la figure II.7(b). le diaphragme présenté par Matthieu Chatras est, quant à lui, réalisé par micro-usinage du silicium.



**Figure II.7** : Vue en coupe de la traversée des capots

(a) guide d'onde en silicium implémenté avec des via-trous métallisés (solution proposée)

(b) ligne micro-ruban et diaphragme ([29])

La solution micro-ruban (b) introduit des pertes par rayonnement et une désadaptation, inconvénients qui disparaissent lorsqu'un guide d'onde est utilisé (a).

### II.2.4. CHOIX DU MODE DE RESONANCE

Le mode choisi est le fondamental pour lequel le champ électrique est vertical, maximum au centre et minimum sur les côtés. Une étude détaillée de ce mode de cavité, réalisée par simulation électromagnétique, est décrite dans la section III de ce chapitre.

Parmi l'infinité des modes de la cavité, seuls les deux premiers permettent de satisfaire les contraintes géométriques comme le montre le tableau suivant pour lequel la dimension latérale est calculée pour obtenir une fréquence de résonance de 60 GHz.

$$f_0 = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{h}\right)^2 + \left(\frac{p}{a}\right)^2} \quad : \text{ fréquence de résonance} \quad (\text{II-9})$$

du mode  $TE_{mnp}$

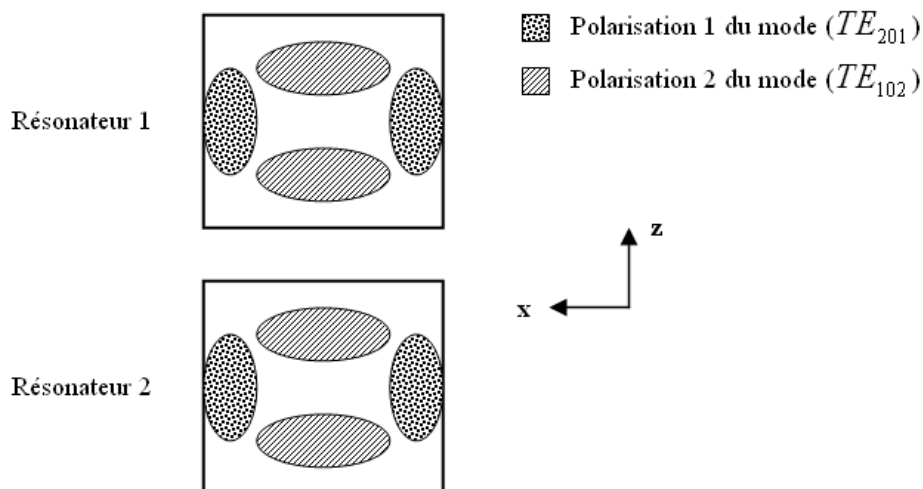
avec : a : côté du résonateur

h : hauteur du résonateur

c : célérité de la lumière

Mode	Dimension latérale	Surface d'un filtre 4 pôles
$TE_{101}$	3,8 mm	> 49 mm <sup>2</sup> (4 résonateurs)
$TE_{102}$	5,6 mm	> 63 mm <sup>2</sup> (2 résonateurs)
$TE_{103}$	7,9 mm	> 125 mm <sup>2</sup> (2 résonateurs)
$TE_{202}$	7,1 mm	> 200 mm <sup>2</sup> (4 résonateurs)

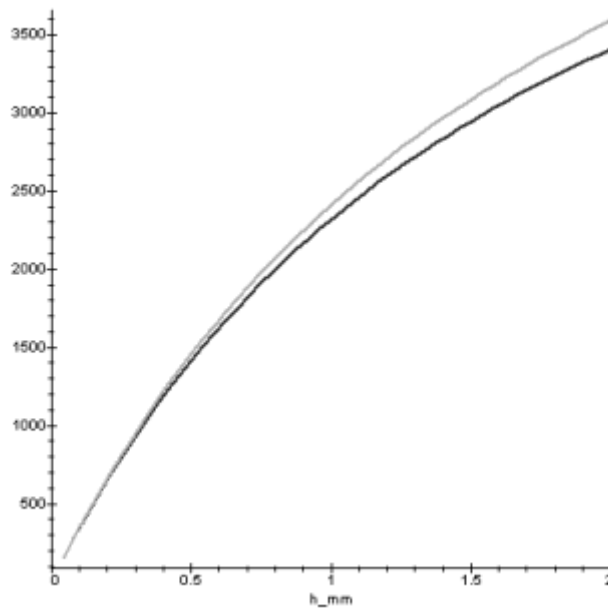
Les modes  $TE_{102}$  et  $TE_{103}$  permettent de réaliser un filtre 4 pôles avec seulement deux résonateurs comme l'illustre la figure II.8.



**Figure II.8 :** Polarisations duales du mode  $TE_{102}$

Le mode choisi  $TE_{101}$  est donc le mode qui permet, par le filtre final, d'obtenir la surface occupée la plus petite.

La courbe suivante (figure II.9) représente, pour le mode fondamental, l'évolution du facteur de qualité en fonction de la hauteur de la cavité. Cette courbe est obtenue à partir de la formule analytique obtenue en annexe 2.



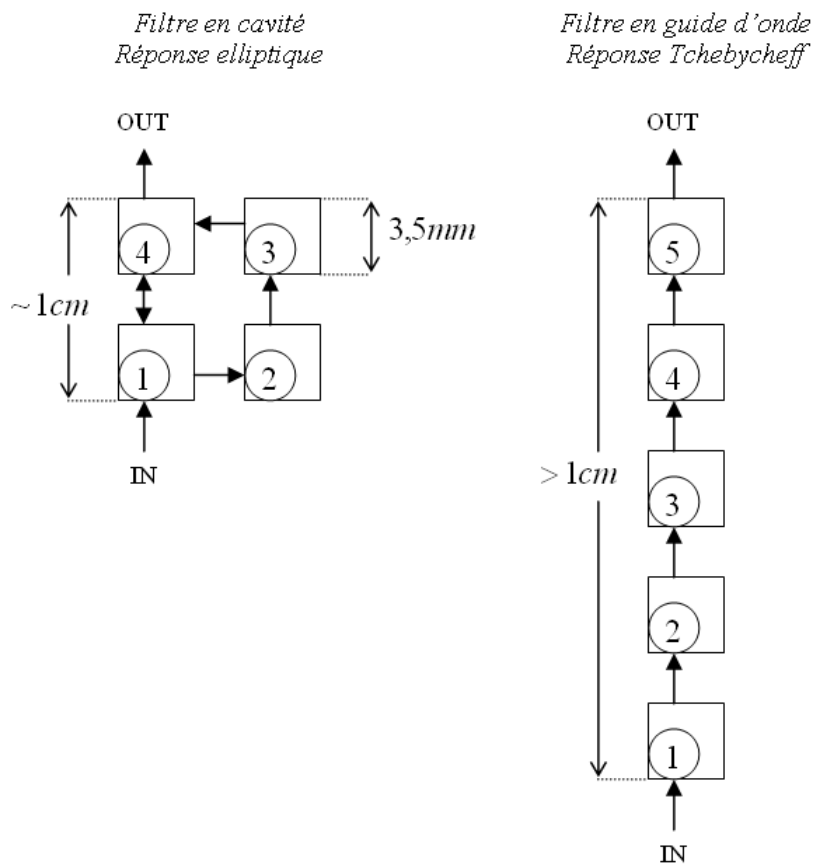
**Figure II.9 :** Facteur de qualité à vide en fonction de la hauteur de cavité pour un résonateur à base cylindrique (couleur claire) et pour un résonateur à base carrée (couleur foncée)

Cette courbe est obtenue pour une valeur de conductivité de  $5,7 \cdot 10^7$  S/m. La structure présentée permet donc, pour cette valeur de conductivité, d'obtenir idéalement un facteur de qualité de 2500, ce qui est suffisant pour satisfaire les contraintes électriques. L'isolation fréquentielle est également très bonne, le mode  $TE_{102}$  résonant à 95 GHz. La forme de la base du résonateur a été choisie carrée car la forme circulaire n'améliore que très peu le facteur de qualité (annexe 2).

### **II.2.5. AVANTAGE DE CETTE STRUCTURE PAR RAPPORT AUX FILTRES EN GUIDE D'ONDES**

Contrairement aux filtres en guide d'onde, il est possible d'imaginer pour le filtre final une structure repliée constituée de quatre résonateurs en carré. Pour satisfaire le même gabarit

avec un filtre en guide d'ondes, il faudrait cinq résonateurs en prolongement les uns des autres (figure II.10).



**Figure II.10 :** Comparaison d'un point de vue géométrique de la solution proposée avec une solution utilisant le principe des filtres en guide d'ondes

Le filtre en guide d'ondes ne peut pas satisfaire la contrainte géométrique alors que la structure proposée permet d'imaginer un filtre multipôles satisfaisant le gabarit tout en occupant une surface inférieure à 1 cm x 1 cm.

### III. SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DE RESONATEURS ELEMENTAIRES ET DE FILTRES DEUX POLES

Les objectifs de la simulation électromagnétique 3D d'un résonateur élémentaire sont : de dimensionner la cavité pour obtenir la fréquence de résonance désirée et d'établir les valeurs des facteurs de qualité à vide et extérieur, ainsi que la sensibilité de ces caractéristiques électriques aux paramètres géométriques et technologiques.

Lors de la simulation électromagnétique 3D d'un filtre deux pôles, nous cherchons à étudier le couplage inter-résonateurs et à valider le principe de filtrage. L'étude des couplages extérieurs et inter-résonateurs est un préalable à la synthèse de filtres multipôles. La synthèse en éléments localisés nous fournit les couplages objectifs permettant d'obtenir la fonction de filtrage satisfaisant le gabarit. L'étude des couplages permet d'établir une correspondance entre les couplages et les dimensions géométriques et ainsi de prédimensionner le filtre.

Cette section comprend la simulation électromagnétique d'un filtre deux pôles de fréquence centrale 60 GHz et de bande passante 500 MHz. En appliquant une méthode de synthèse classique de Tchébycheff, un facteur de qualité extérieur de 104 est nécessaire, ainsi qu'un coefficient de couplage inter-résonateur de  $10,7 \cdot 10^{-3}$ .

En introduction à ce chapitre, la méthode des éléments finis est succinctement présentée.

### III.1 PRESENTATION DE LA METHODE DES ELEMENTS FINIS [41]

Comme nous le verrons par la suite, l'ensemble des dispositifs de filtrages présentés dans ce manuscrit, ont été analysés par une méthode d'analyse numérique 3D basée sur la méthode des éléments finis. Le logiciel utilisé, nommé EMXD, est développé par Michel Aubourg à l'IRCOM. Nous nous proposons de décrire très sommairement les possibilités de cet outil d'analyse.

Le domaine d'étude  $\Omega$  est divisé en  $N$  sous domaines  $\Omega_i$  homogènes, linéaires, isotropes ou pas, avec ou sans pertes. Le domaine  $\Omega$  est limité par une surface fermée qui peut être un mur électrique (le champ électrique  $\vec{E}$  est normal à la surface et le champ magnétique tangentiel) ou un mur magnétique (le champ magnétique est normal et le champ électrique tangentiel). Le mur électrique correspond à une surface métallique sans pertes. Si la structure possède des plans de symétrie géométriques, il est alors possible de réduire le domaine d'étude afin de limiter le temps de calcul.

L'étape de maillage consiste à subdiviser chaque sous-domaine  $\Omega_i$  en éléments simples de forme tétraédrique. Sur chacun de ces éléments simples, le champ électrique ou le champ magnétique, selon la formulation choisie, sera approximé par une fonction polynômiale. Les règles suivies pour la construction du maillage sont les suivantes : un élément ne peut

appartenir qu'à un seul milieu, les recouvrements et les trous sont prohibés, l'intersection entre éléments peut être vide, un point, une arête ou une face. Le mailleur FLUX 3D a été utilisé pour effectuer le maillage. Ce dernier peut être raffiné par l'utilisateur dans les zones où le champ varie rapidement. Il est également possible de paramétrer des dimensions géométriques.

A chaque sous domaine  $\Omega_i$  est affecté un milieu. Ce milieu peut être isolant, il est alors caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  qui peut être complexe pour un milieu à pertes :  $\epsilon = \epsilon' - j \epsilon''$  avec  $\text{tg}\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$  : tangente de perte du matériau.

Le milieu peut être métallique et sans pertes, une condition de mur électrique lui est alors affectée. Pour prendre les pertes en compte, il faut lui affecter une conductivité. Si l'épaisseur de métal est supérieure à deux ou trois épaisseurs de peau, le champ ne traversera pas le métal et restera en surface. Il est donc inutile de mailler le volume de métal, sinon il faut mailler le volume métallique. L'épaisseur de peau correspond à la profondeur de pénétration d'une onde électromagnétique dans un métal, elle décroît avec la conductivité et avec la fréquence.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu}} \quad (\text{II-10})$$

avec  $\sigma$  : conductivité

$\omega = 2\pi f$  : pulsation

$\mu$  : perméabilité magnétique du milieu

Les plans qui limitent le domaine d'étude, ainsi que les plans d'accès sont déclarés comme des murs électriques ou des murs magnétiques.

Les équations à résoudre sont les équations de Maxwell prises au sens des distributions. On se place dans le cas où les champs varient périodiquement en fonction du temps. Une écriture complexe des champs est donc possible  $\left( \frac{\partial}{\partial t} \vec{E} = j\omega \times \vec{E} \right)$ . L'équation finalement obtenue ne fait intervenir que le champ électrique ou le champ magnétique selon la formulation choisie.

Pour résoudre l'équation ainsi obtenue dans le cas de la structure à étudier, il faut trouver pour chaque élément du maillage une fonction permettant d'approximer le champ et satisfaisant les conditions de continuité à l'interface de deux éléments différents. Michel Aubourg a introduit l'approximation par élément mixte dans le but d'éviter l'apparition de solutions non physiques liées à l'utilisation des polynômes de Lagrange. On aboutit alors à une expression matricielle du système à résoudre sur chaque élément du maillage. Les matrices élémentaires sont assemblées en une matrice globale qui porte sur l'ensemble du domaine d'étude. Les conditions aux limites sont ensuite introduites dans la matrice globale pour obtenir le système à résoudre.

Le calcul peut se faire en oscillations libres ou en oscillations forcées. Dans le premier cas, les accès sont court-circuités. Le second membre du système d'équations différentielles à résoudre s'annule et on est ramené à un calcul de valeurs propres et de vecteurs propres. La résolution du système conduit à la connaissance des fréquences de résonance et des facteurs de qualité à vide des différents modes. Les champs peuvent être visualisés grâce à MODULEF.

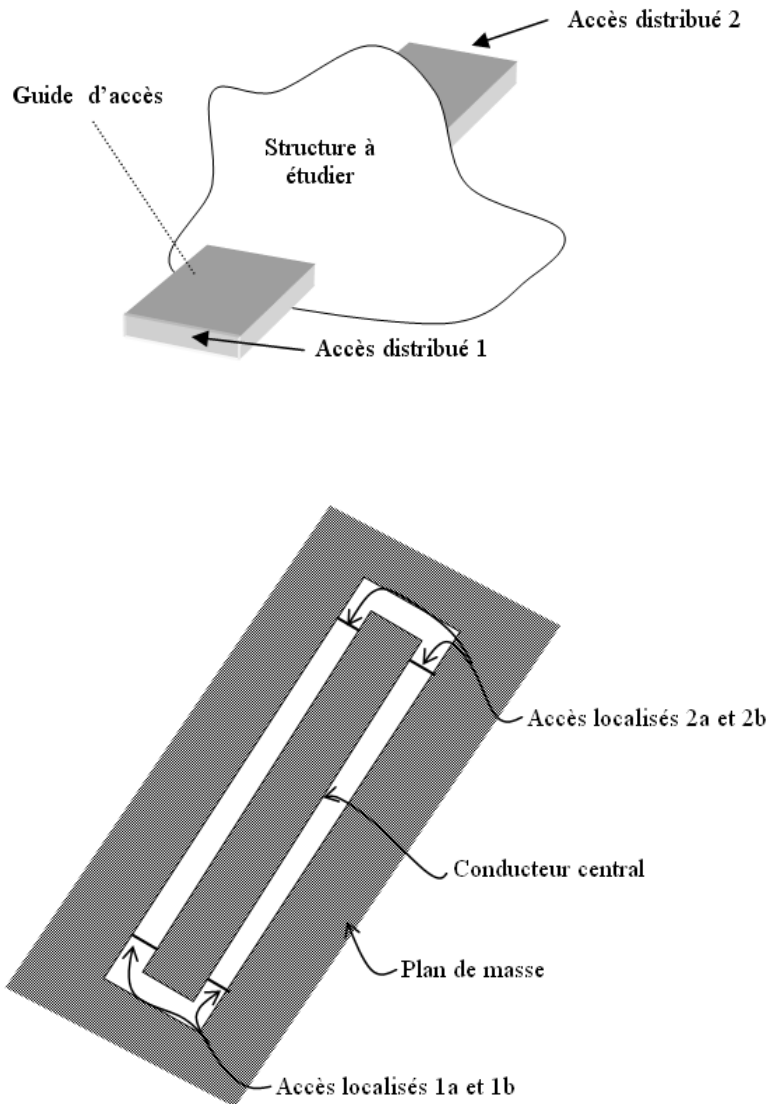
Le calcul en oscillations forcées permet d'obtenir les paramètres [S] de la structure en fonction de la fréquence. Il est possible d'utiliser des accès distribués ou des accès localisés. Dans le premier cas, il faut définir des surfaces, des sections de guide par exemple, comme étant des accès. Le logiciel calculera d'abord les modes dans les accès au cours d'un calcul en deux dimensions. Ces modes serviront d'onde de référence pour la définition de la matrice [S]. Ce premier type d'accès est bien adapté dans le cas de l'excitation d'une structure par un guide d'onde. En revanche, dans le cas de l'excitation par une ligne coplanaire, les accès localisés sont préférés. Il s'agit d'une ligne parcourue par un courant  $I = (a_i - b_i) V_0$  avec :

$$V_0 = R_0 I_0, R_0 = 50 \Omega : \text{résistance de normalisation}$$

$$\text{et} \quad \frac{1}{2} V_0 I_0 = 1$$

Seuls les modes excités par l'accès localisés apparaîtront dans la réponse. Il faut faire attention à limiter la longueur des accès localisés qui doit être petite devant la longueur d'onde. La figure suivante (figure II.11) illustre les deux cas présentés.





**Figure II.11** : Exemple d'excitation

(a) par des accès distribués

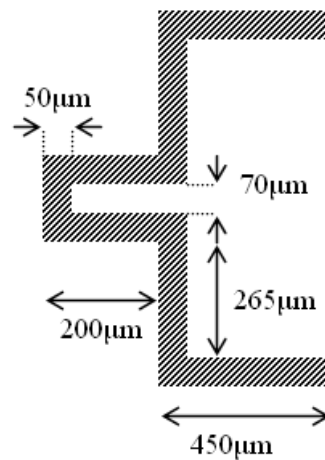
(b) par des accès localisés : ligne coplanaire excitée par des points de mesure

Après avoir présenté succinctement la MEF, intéressons nous maintenant à l'étude du résonateur élémentaire proposé.

### III.2 DIMENSIONNEMENT DE LA FENTE DE COUPLAGE ET DU GUIDE D'ACCES

La largeur du guide d'accès a été choisie de manière à ce que la fréquence de coupure  $f_c$  soit inférieure à la fréquence de travail  $f_0 = 60$  GHz. Pour une largeur choisie  $900 \mu\text{m}$ , la fréquence de coupure est de l'ordre de 50 GHz.

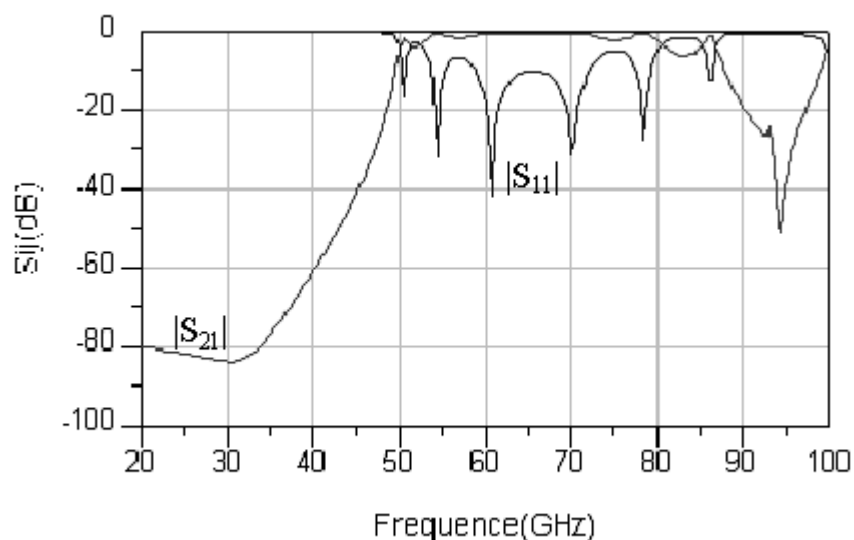
La forme et les dimensions de la fente d'excitation coplanaire en "U" sont données sur la figure suivante (figure II.12).



**Figure II.12 :** Dimensions de la fente coplanaire

Le rétrécissement à gauche sur la figure a pour but de pouvoir facilement poser des pointes de test coplanaires d'espacement  $125\ \mu\text{m}$ . La partie élargie a une forme optimisée pour réaliser l'adaptation des pointes de test avec le guide.

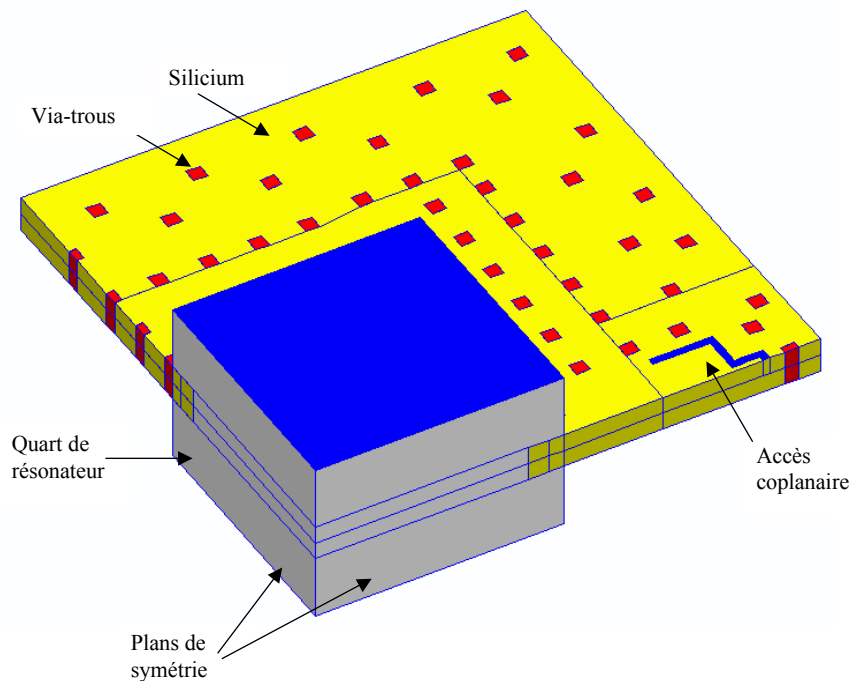
La courbe suivante (figure II.13) représente les résultats de la simulation d'un tronçon de guide excité par la fente coplanaire décrite figure II.12).



**Figure II.13 :** Simulation électromagnétique du guide excité par les fentes coplanaires

### III.3 FACTEUR DE QUALITE A VIDE

Le facteur de qualité à vide de la structure est obtenu par la simulation électromagnétique en oscillations libres d'un résonateur élémentaire. Le maillage de ce dernier est représenté sur la figure II.14. la présence de deux plans de symétrie permet de réduire la taille du maillage. Le résultat de ce calcul nous donne, pour une conductivité de  $5,7.10^7$  S/m et une tangente de perte de  $10^{-3}$ , un facteur de qualité à vide de 1700 à 60 GHz.



**Figure II.14 :** Maillage du résonateur élémentaire

Ce calcul fournit également la fréquence de résonance. La dimension latérale est ajustée à 3,48 mm pour que la fréquence de résonance soit 60 GHz. L'ouverture de l'iris d'excitation entrée / sortie provoquant une diminution de la fréquence de résonance, la dimension latérale de la cavité devra être ajustée de nouveau pour chaque nouvelle conception.

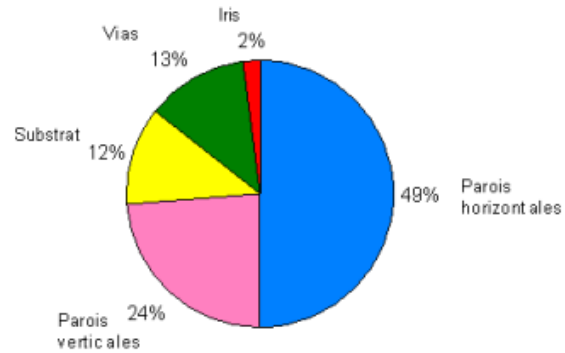
Lors de l'analyse électromagnétique, en affectant ou pas des pertes aux différentes parois et différents volumes, il est également possible de connaître théoriquement la répartition des pertes. Le tableau suivant (figure II.15) représente les facteurs de qualité à vide partiels  $Q_{0i}$  sachant que :

$$\frac{1}{Q_0} = \sum_i \frac{1}{Q_{0i}} \quad (\text{II-11})$$

$Q_0$  : facteur de qualité à vide de la cavité

$Q_{0i}$  : facteur de qualité partiels

Localisation des pertes	Q0i	Répartition
Substrat	14260	12
Vias	13500	13
Iris	75000	2
Parois horizontales	3395	49
Parois verticales	7130	24



**Figure II.15** : Répartition des pertes

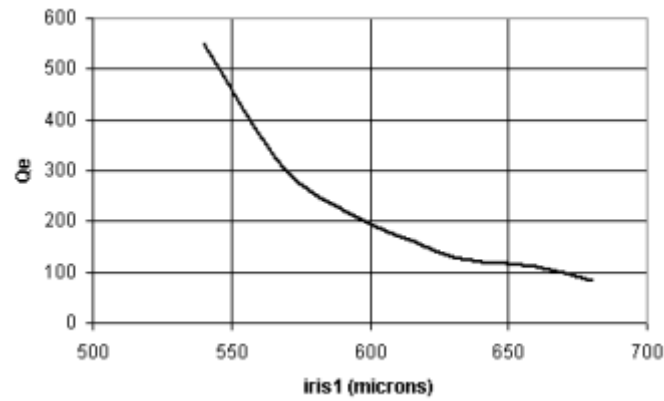
Les pertes sont essentiellement de nature métallique et sont localisées au niveau des capots. Parmi ces pertes, les deux tiers sont localisés au niveau des parois horizontales.

### III.4 ETUDE DES COUPLAGES

L'objectif est ici d'obtenir les abaques :  $Q_e = f(\text{iris1})$  et  $k = f(\text{iris2})$ , où  $Q_e$  est le facteur de qualité extérieur et  $k$  le coefficient de couplage inter-résonateurs. Ces deux abaques sont nécessaires à la conception des filtres deux pôles. La première est obtenue à partir du maillage précédent. La simulation est alors effectuée en oscillations forcées et sans pertes. Le facteur de qualité externe est donné par la relation :

$$\frac{2}{Q_e} = \frac{\Delta f_{-3\text{dB}}}{f_0} \quad (\text{II-12})$$

Il suffit alors de faire varier la dimension iris1 en calculant le facteur de qualité extérieur  $Q_e$  à chaque fois pour obtenir l'abaque représentée sur la figure II.16.

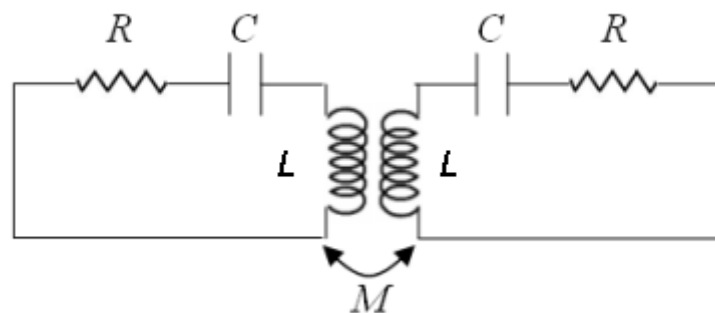


**Figure II.16 :** Abaque  $Q_e = f(\text{iris1})$

L'abaque  $k = f(\text{iris2})$  est obtenue à partir du calcul en oscillations libres du maillage du filtre deux pôles. L'existence de deux plans de symétrie permet de réduire le volume de calcul.

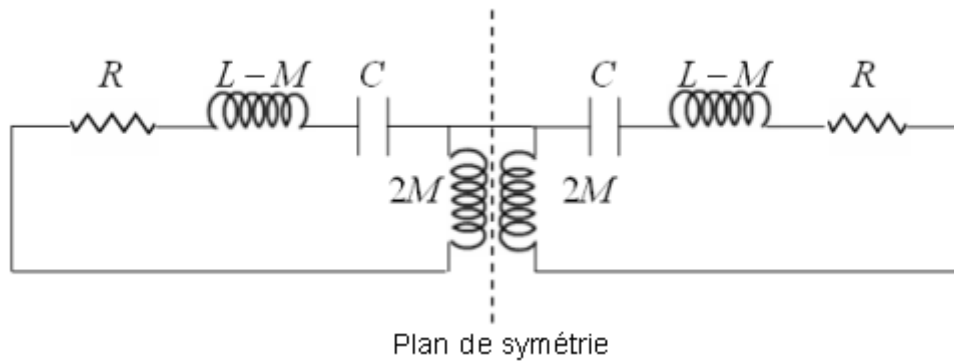
Dans le cas de deux résonateurs RLC couplés inductivement par une mutuelle  $M$  (figure II.17), le coefficient de couplage inter-résonateurs est donné par la relation :

$$k = \frac{M}{L}$$



**Figure II.17 :** Résonateurs RLC couplés par une mutuelle  $M$

Ce schéma est équivalent au suivant (figure II.18).



**Figure II.18 :** Circuit équivalent

En appliquant la théorie des modes couplés, les deux fréquences de résonance vérifient les relations suivantes :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-M)}} \quad (\text{II-13})$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+M)}}$$

La première fréquence de résonance  $f_1$  correspond à la fréquence de résonance du demi circuit quand le plan de symétrie est remplacé par un court-circuit. Si ce plan de symétrie est remplacé par un circuit ouvert, la fréquence  $f_2$  est obtenue.

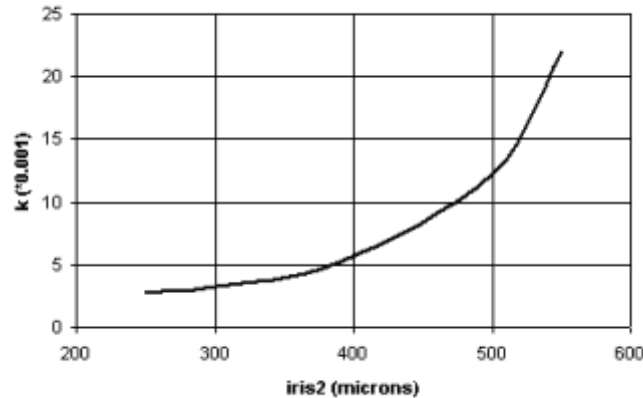
A partir de la définition de  $k$  et des expressions de  $f_1$  et  $f_2$  en fonction des éléments du circuit, on obtient :

$$k = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (\text{II-14})$$

Par analogie, la même méthode est utilisée dans le cas de deux cavités résonantes couplées. Seule une moitié de la structure est simulée. Au plan de symétrie est successivement appliqué une condition de mur électrique (correspondant au court-circuit) conduisant à une fréquence  $f_e$ , et une condition de mur magnétique (correspondant au circuit ouvert) conduisant à une fréquence  $f_m$ . Le coefficient de couplage est alors :

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad [\text{II-15}]$$

Cette relation est valable dans le cas d'un couplage par le champ magnétique, ce qui est le cas ici. Ce coefficient est calculé pour différentes valeurs de la dimension iris2, ce qui permet d'obtenir la seconde abaque (figure II.19).



**Figure II.19 :** Abaque  $k = f(\text{iris}2)$

Les différentes abaques seront utilisées pour la conception du filtre 4 pôles décrits dans la section IV de ce chapitre.

### III.5 ETUDE DE SENSIBILITE AUX TOLERANCES DE FABRICATION

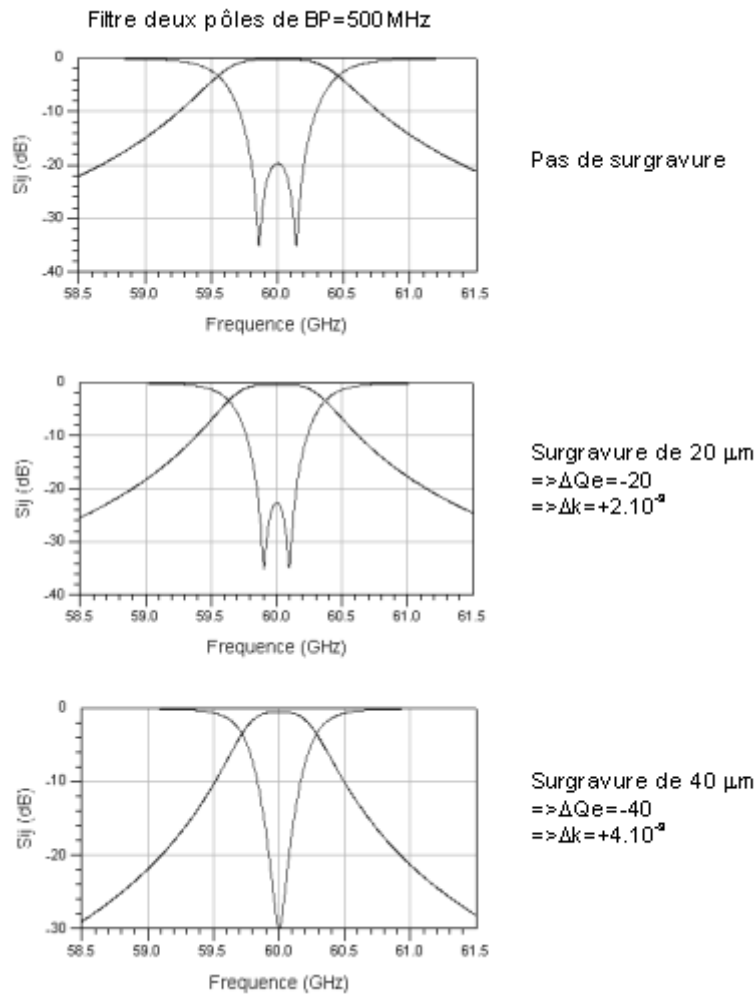
D'après les deux abaques précédentes, les sensibilités sont les suivantes :

$$\frac{\Delta Q_e}{\Delta \text{iris}1} = -1 / \mu\text{m}$$

$$\frac{\Delta k}{\Delta \text{iris}2} = +0,1 \cdot 10^{-3} / \mu\text{m}$$

La sur-gravure des vias peut provoquer une diminution des grandeurs iris 1 et iris 2, et donc une variation de  $Q_e$  et  $k$ . La figure suivante (figure II.20) représente l'évolution de la réponse d'un filtre deux pôles en fonction de la sur-gravure des vias et à pour but d'illustrer l'effet de la sensibilité sur la réponse. Ces courbes sont obtenues par la simulation circuit d'un

filtre deux pôles grâce au logiciel ADS. Il s'agit d'un filtre sans pertes de bande passante 500 MHz et de réflexion dans la bande supérieure à 15 dB.



**Figure II.20 :** Effet de la réduction de la dimension des iris sur la réponse d'un filtre 2 pôles.

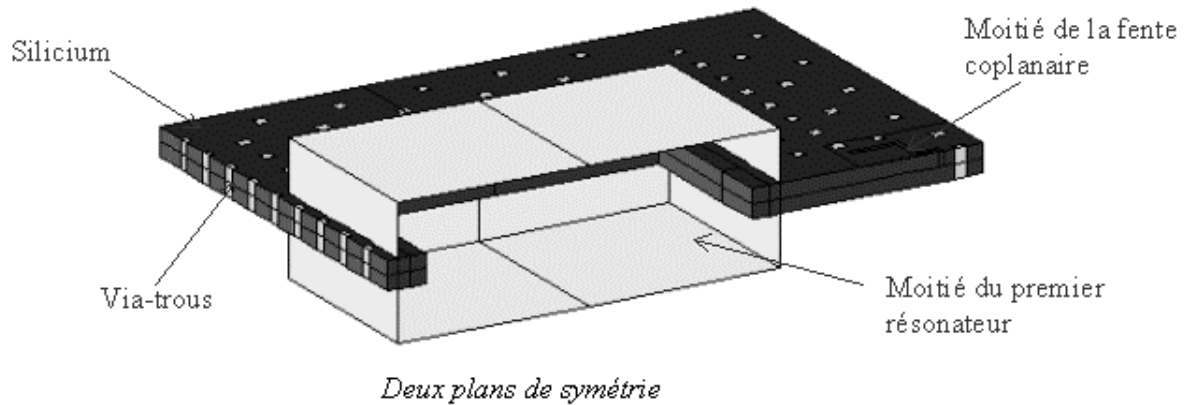
Simulation circuit

La comparaison de ces différentes réponses montre qu'il faut une variation des dimensions de l'iris importante ( $> 20 \mu\text{m}$ ) pour avoir un effet significatif sur la réponse du filtre deux pôles.

### III.6 SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE D'UN FILTRE DEUX POLES

Le maillage du filtre deux pôles est représenté sur la figure suivante (figure II.21).





**Figure II.21 :** Maillage du filtre deux pôles

Cette structure est simulée en oscillations forcées avec pertes. La conductivité du cuivre est  $\sigma = 5,7 \cdot 10^7$  S/m et la tangente de pertes du silicium haute résistivité est  $10^{-3}$ . L'objectif est une bande passante équi-ondulation de 500 MHz avec une réflexion supérieur à 15 dB dans la bande. La synthèse nous donne :

$$r = 1,156$$

$$M_{12} = 1,286$$

$r$  est la résistance d'entrée / sortie normalisée et  $M_{12}$  représente la mutuelle inductance entre le résonateur 1 et le résonateur 2. Ces valeurs sont définies dans la section II.1.3 de ce chapitre.

Les valeurs correspondantes de  $Q_e$  (104) et de  $k$  ( $10,7 \cdot 10^{-3}$ ) sont obtenues grâce aux relations :

$$Q_e = \frac{1}{r} \frac{f_0}{\text{BP}_{\text{équi ondulation}}}$$

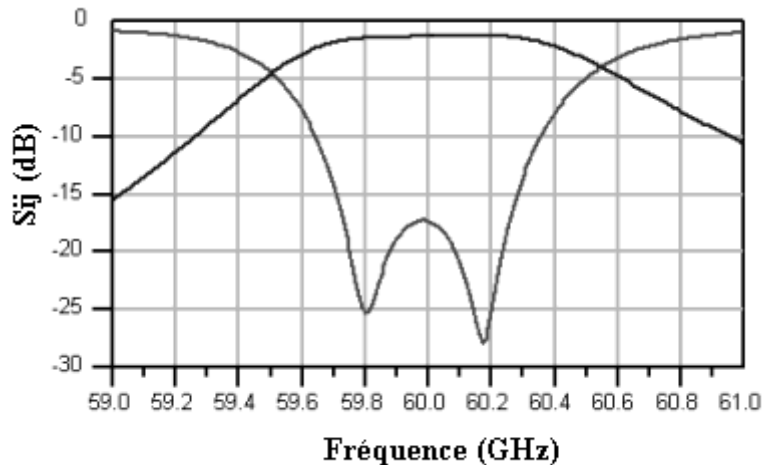
$$k = \frac{\text{BP}_{\text{équi ondulation}}}{f_0} M_{12} \quad [\text{II-16}]$$

Grâce aux abaques, les dimensions géométriques correspondantes sont obtenues :

$$\text{iris1} = 614 \mu\text{m}$$

$$\text{iris2} = 502 \mu\text{m}$$

Le côté du résonateur doit être de 3,36 mm pour avoir une fréquence de résonance de 60 GHz. Cette dimension est ajustée empiriquement au cours de la simulation pour avoir la fréquence de résonance désirée. La figure suivante (figure II.22) représente la réponse obtenue.



**Figure II.22 :** Simulation électromagnétique d'un filtre deux pôles avec pertes

Les objectifs de filtrage sont vérifiés et les dimensions de l'ensemble de la structure définies. Nous procéderons à la réalisation et aux tests lors du chapitre III de ce manuscrit.

Intéressons nous maintenant à la synthèse et à l'étude électromagnétique d'un filtre passe bande multipôles.

#### IV. SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DE FILTRES MULTIPÔLES

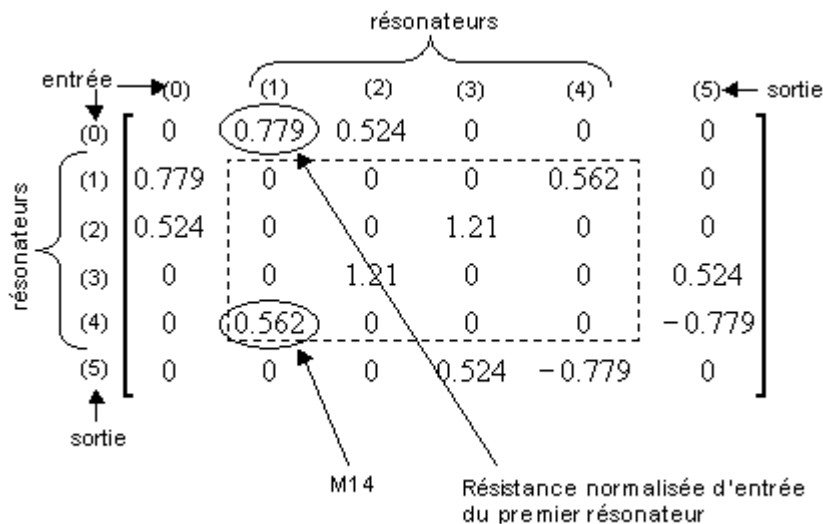
Notre objectif est ici de concevoir un filtre quatre pôles elliptique. Deux topologies permettent d'obtenir la réponse souhaitée : à la topologie classique, pour laquelle des résonateurs de même fréquence de résonance sont couplés entre eux, s'ajoute la topologie transversale. Dans ce deuxième cas, des résonateurs de fréquences de résonance différentes sont mis en parallèle. Dans cette section, après la présentation de la topologie transversale, ces deux options seront étudiées et comparées. Comme nous le verrons, du point de vue de la conception, la principale difficulté rencontrée avec la topologie transversale est liée à la nécessité de concevoir un modèle des tés et à intégrer ce modèle sans altérer la réponse du filtre complet. La conception du filtre elliptique avec une topologie classique, nécessite quant à elle, de concevoir un système adapté à la technologie permettant de réaliser un couplage négatif entre le premier et le quatrième résonateur.

**IV.1 SYNTHÈSE D'UN FILTRE ELLIPTIQUE EN TOPOLOGIE CLASSIQUE ET EN TOPOLOGIE TRANSVERSALE**

Notre objectif est de concevoir un filtre quatre pôles elliptique de bande passante équivalente 700 MHz, centré sur la fréquence 60 GHz. Son coefficient de réflexion doit être inférieur à -16 dB dans la bande et sa réjection de l'ordre de 70 dB à 1 GHz du bord de bande.

**IV.1.1. LA TOPOLOGIE TRANSVERSALE**

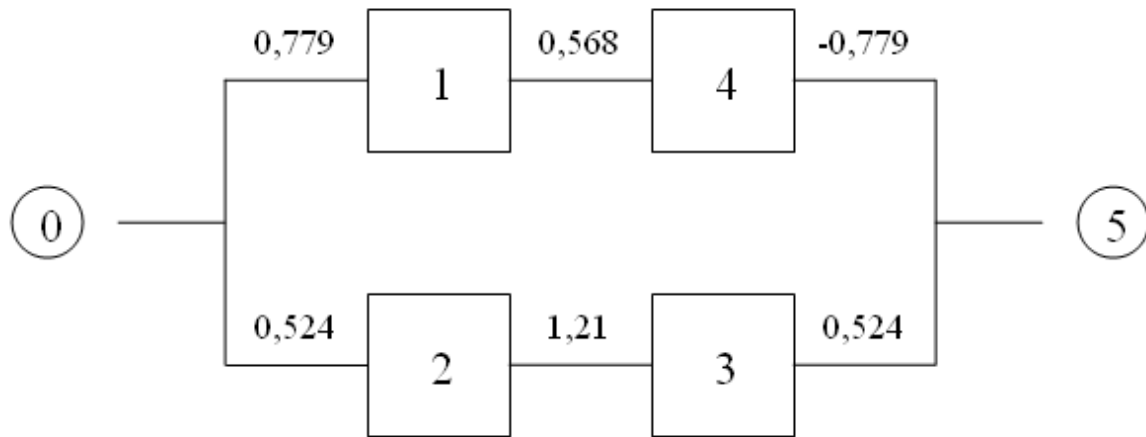
Le principe de la topologie transversale est décrit et illustré par des applications expérimentales dans la thèse de Julien Galière [29]. La synthèse d'un filtre elliptique en topologie transversale satisfaisant le gabarit nous conduit à la matrice suivante :



(II-17)

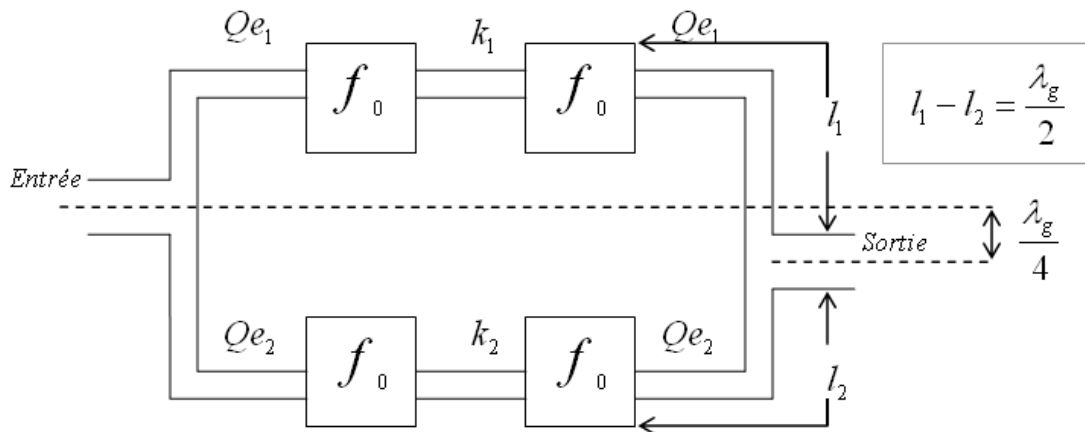
Cette matrice est obtenue à l'aide d'une méthode de synthèse spécifique basée sur la théorie des circuits couplés et inspiré de la référence [43]. Cette méthode a été développée au laboratoire par Stéphane Bila et programmée sous le logiciel MATLAB.

Le centre de cette matrice correspond aux coefficients  $M_{ij}$  qui correspondent aux mutuelles inductances. La partie extérieure aux résistances d'entrée / sortie normalisées notées  $r_i$ . Le schéma correspondant est le suivant (figure II.23).



**Figure II.23 :** Schéma correspondant à la synthèse du filtre transversal satisfaisant le gabarit

Tous les résonateurs ont la même fréquence de résonance. Entre le résonateur n°4 et la sortie, un couplage négatif apparaît. Cette opposition de phase entre les deux voies est nécessaire pour que la recombinaison, en module et en phase, des signaux de chaque voie en sortie permette d'obtenir la réponse souhaitée. En pratique, cette opposition de phase est obtenue par un tronçon de guide de longueur  $\frac{\lambda_g}{2}$  où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée (figure II.24).



**Figure II.24 :** Schéma du filtre transversal

Compte-tenu des objectifs de filtrage, de la matrice de couplage normalisée, et des relations  $Q_e = \frac{1}{r} \frac{f_0}{BP_{\text{équidulation}}}$  et  $k = \frac{BP_{\text{équidulation}}}{f_0} M_{12}$ , nous obtenons le facteur de qualité extérieur  $Q_e$  et les coefficients de couplages dénormalisés suivant :

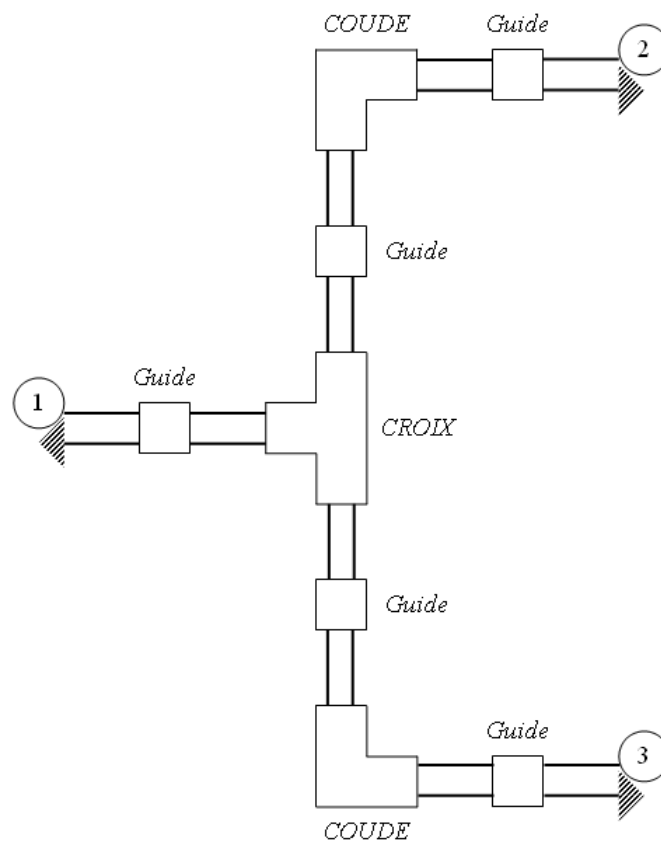
$$Q_{e1} = 165$$

$$Q_{e2} = 364$$

$$k_1 = 5,6.10^{-3}$$

$$k_2 = 12,1.10^{-3}$$

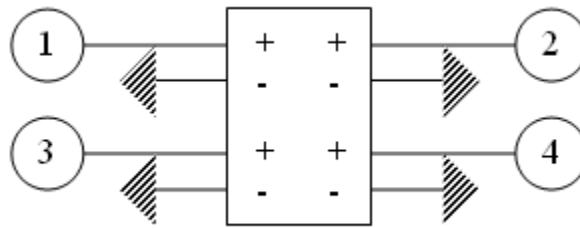
Ces valeurs semblent réalisables si on se réfère aux abaques précédemment tracées. Afin d'optimiser les dimensions de ce filtre, nous cherchons tout d'abord à représenter les tés entrée / sortie par un modèle mixte électromagnétique / circuit. Les parties du Té représentées par l'électromagnétisme sont fixées, les autres parties sont variables. Il est alors envisageable de procéder à l'optimisation des tés sur un logiciel circuit. La solution proposée est la suivante (figure II.25).



**Figure II.25** : Modèle EM/Circuit des tés

Les éléments "CROIX" et "COUDE" sont obtenus par la simulation électromagnétique. Les longueurs des tronçons de guide incorporés à ces éléments doivent être suffisamment longs (quelques centaines de microns) pour que les modes évanescents qui apparaissent à la discontinuité (coude ou embranchement) soient négligeables dans les plans d'accès.

Les éléments appelés "guide" sont des boîtes de paramètres [S] sous ADS (figure II.26).

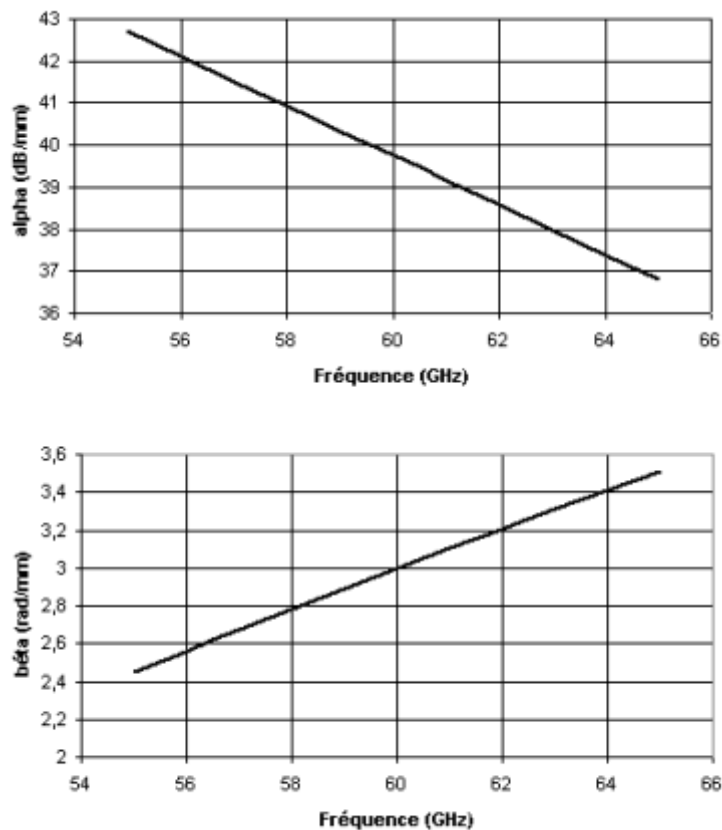


**Figure II.26 :** Boîte de paramètre [S] correspondant à l'élément "guide" du modèle de té

Il s'agit d'un boîte à quatre accès. L'élément de la matrice [S]  $S_{12}$  correspond à la propagation du mode propagatif et l'élément  $S_{34}$  correspond à l'atténuation du premier mode évanescent.

$$\begin{aligned} S_{12} = S_{21} &= e^{-j\beta\ell} \\ S_{34} = S_{43} &= e^{-\alpha\ell} \end{aligned} \quad (\text{II-18})$$

$\ell$  est la longueur du tronçon de guide. Cette dimension est optimisable sous ADS. Les valeurs  $\beta$ , constante de propagation et  $\alpha$ , constante d'atténuation sont des fonctions de la fréquence. Pour obtenir leurs expressions, un calcul électromagnétique dans la section du guide est effectué. Ce calcul nous donne  $\beta$  et  $\alpha$  pour différentes fréquences (figure II.27).



**Figure II.27 :** Constante de propagation et d'atténuation en fonction de la fréquence

L'approximation linéaire de  $\alpha$  donne :

$$\alpha(\text{dB} / \text{mm}) = -0,59 f(\text{GHz}) + 75,15$$

$$\text{coefficient de détermination : } R^2 = 0,9973 \quad (\text{II-19})$$

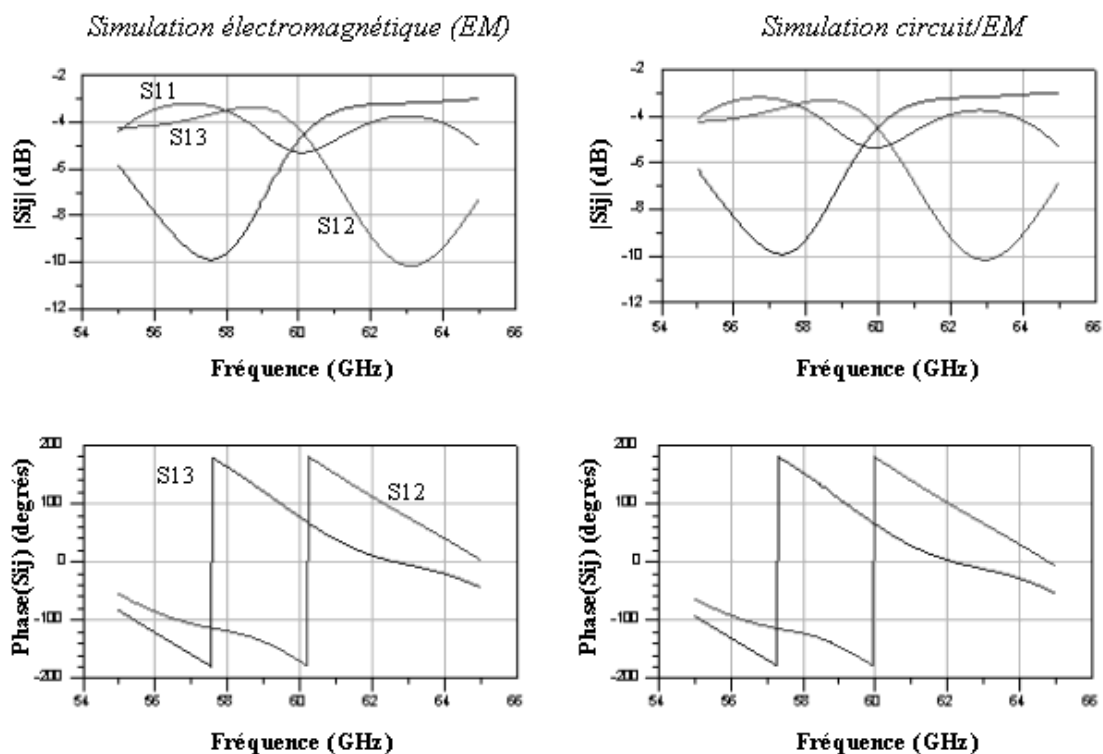
L'approximation logarithmique de  $\beta$  donne :

$$\beta(\text{rad} / \text{mm}) = 6,35 \ln f(\text{GHz}) - 23$$

$$R^2 = 0,9999 \quad (\text{II-20})$$

Les équations (linéaires et logarithmiques) sont obtenues par la méthode des moindres carrés. Le coefficient de détermination  $R^2$  est le carré du coefficient de corrélation de Pearson. Plus  $R^2$  est proche de 1, plus l'approximation est correcte.

La prise en compte d'un seul mode évanescent est suffisante pour obtenir un très bon accord entre le modèle de té et la simulation électromagnétique du té complet comme le montre la figure suivante (figure II.28).

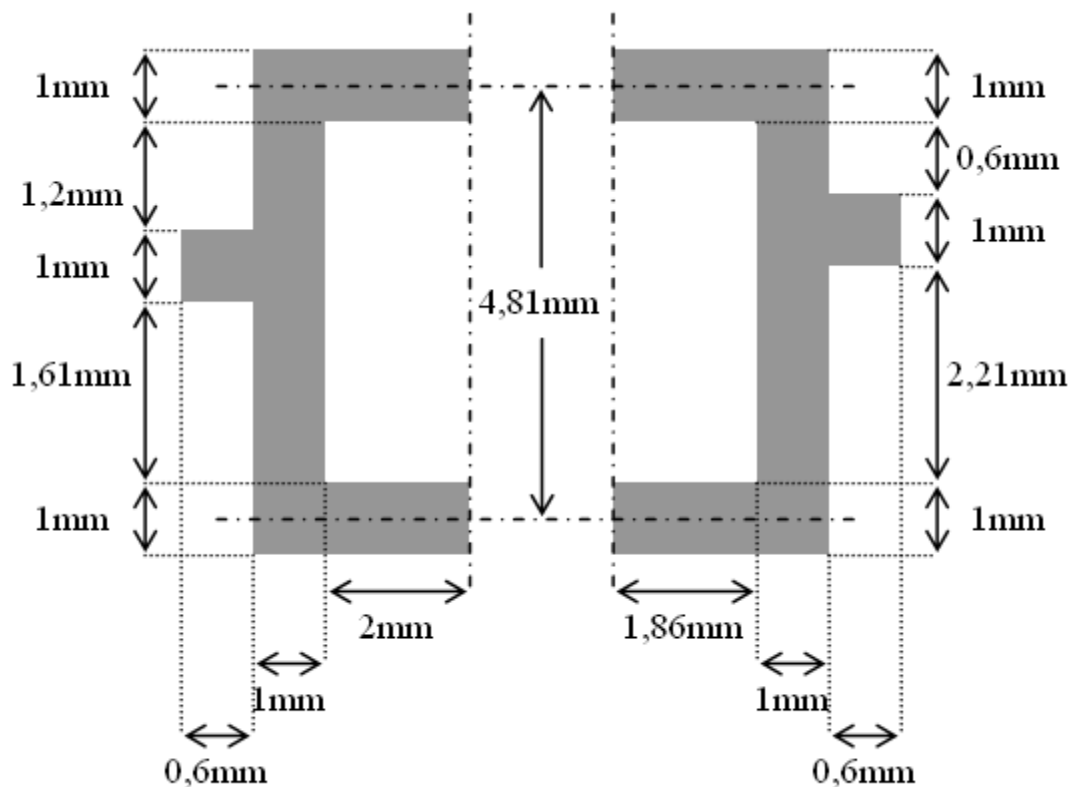


**Figure II.28 :** Comparaison de la simulation électromagnétique du té global avec la simulation électromagnétique / circuit du modèle de té. Paramètres [S] en module et en phase

Les étapes suivantes sont appliquées pour optimiser les dimensions des tés en fonction des spécifications du filtrage :

- ↪ L'utilisation du modèle EM / circuit de té dans le dessin circuit du filtre transversal. Les résonateurs sont représentés par des circuits RLC.
- ↪ L'optimisation sous ADS nous donne les dimensions géométriques des tés permettant d'avoir la réponse souhaitée.
- ↪ Le remplacement des modèles de tés par le résultat de la simulation électromagnétique du té global aux dimensions obtenues à l'étape précédente.
- ↪ Et finalement, l'ajout des pertes dans le calcul électromagnétique des tés.

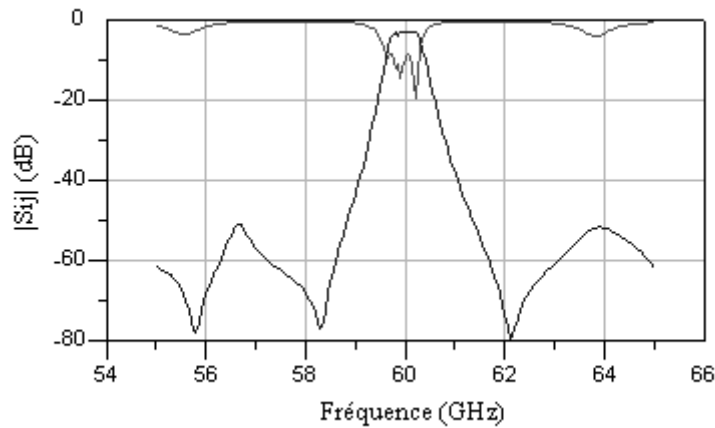
Cette démarche nous conduit aux dimensions suivantes par les tés (figure II.29).



**Figure II.29 :** Dimension des tés d'entrée et de sortie



La réponse obtenue est la suivante, avec :  $\sigma = 4,5.10^7$  S/m (cuivre) ;  $\text{tg}\delta = 10^{-3}$



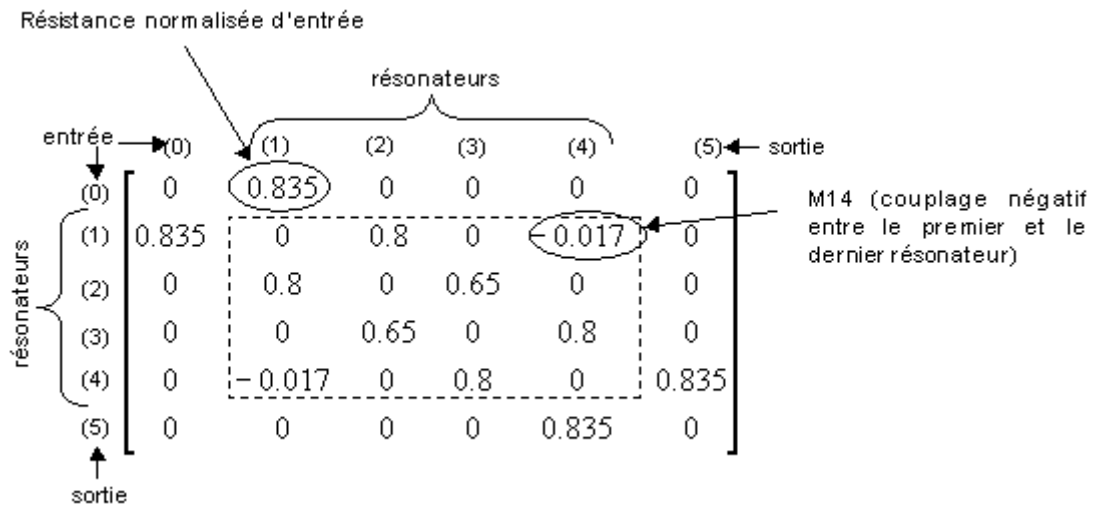
**Figure II.30 :** Réponse du filtre transversal. Les tés sont simulés par la méthode des éléments finis avec pertes

Les pertes dans la bande introduites par les tés en entrée / sortie sont de l'ordre de 2 dB, ce qui est important. Cette valeur est obtenue à partir de deux calculs. Le premier prend en compte les pertes des guides, le second ne les prend pas en compte. Les 2 dB de pertes correspondent à la différence entre ces simulations. Puisque dans les deux solutions de filtrage proposées, le nombre de résonateurs est identique, la solution par filtrage transversal semble induire des pertes d'insertion très supérieures à celles que peut engendrer une topologie de filtrage classique. Cette hypothèse sera confirmée par la suite.

Toutefois, la solution transversale est une alternative intéressante et le travail sur les tés garde son intérêt dans le cadre de la conception d'un duplexeur complet.

#### ***IV.1.2. LA TOPOLOGIE CLASSIQUE***

La synthèse d'un filtre elliptique en topologie classique nous donne la matrice de couplage suivante :



(II-21)

La figure suivante (figure II.31) représente la topologie correspondante :

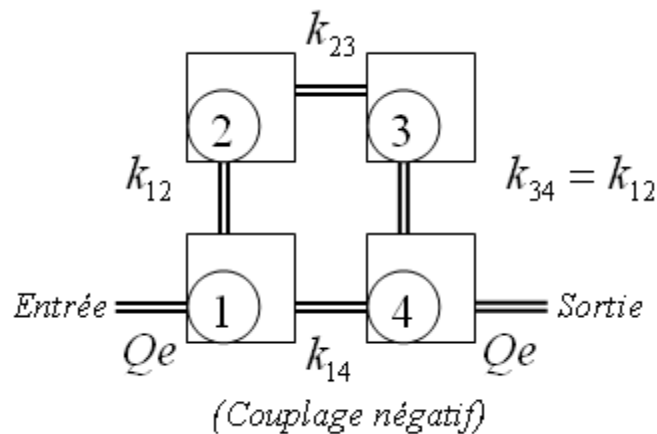


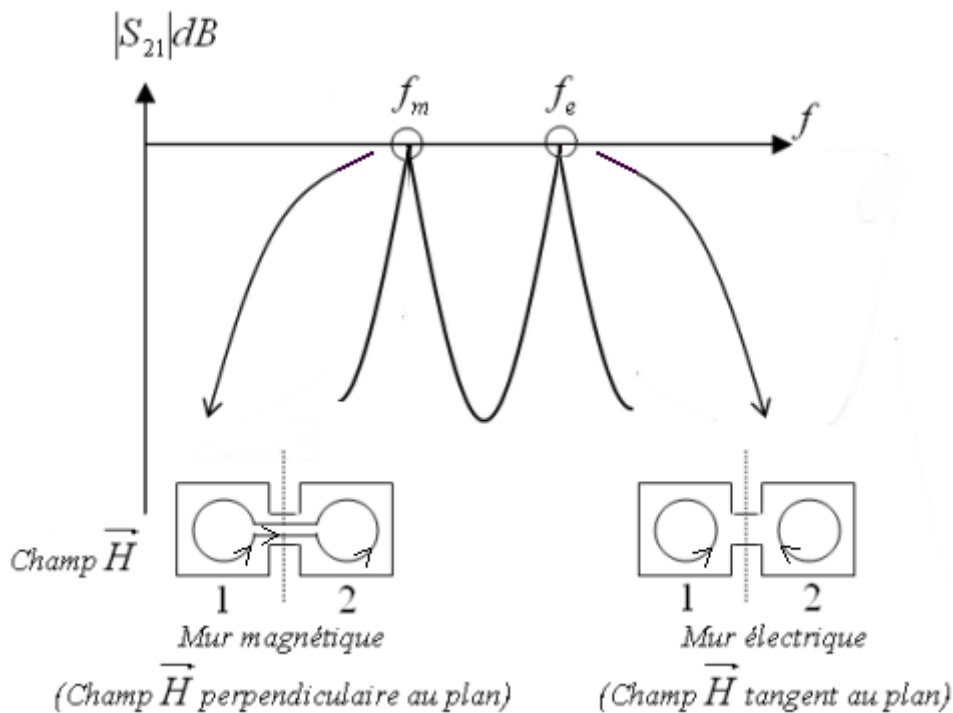
Figure II.31 : Schéma du filtre 4 pôles elliptique

Avec :

- $Q_e = 103$
- $k_{12} = 9,3 \cdot 10^{-3} = k_{34}$
- $k_{23} = 7,58 \cdot 10^{-3}$
- $k_{14} = -0,2 \cdot 10^{-3}$
- $f_0 = 60 \text{ GHz}$

Il s'agit maintenant d'optimiser la topologie du filtre et notamment le segment de la structure permettant de réaliser un couplage négatif entre les cavités 1 et 4. Les couplages

entre les résonateurs 1 et 2, 2 et 3 et 3 et 4 sont de nature magnétique. La figure suivante illustre le couplage de nature magnétique entre deux résonateurs.

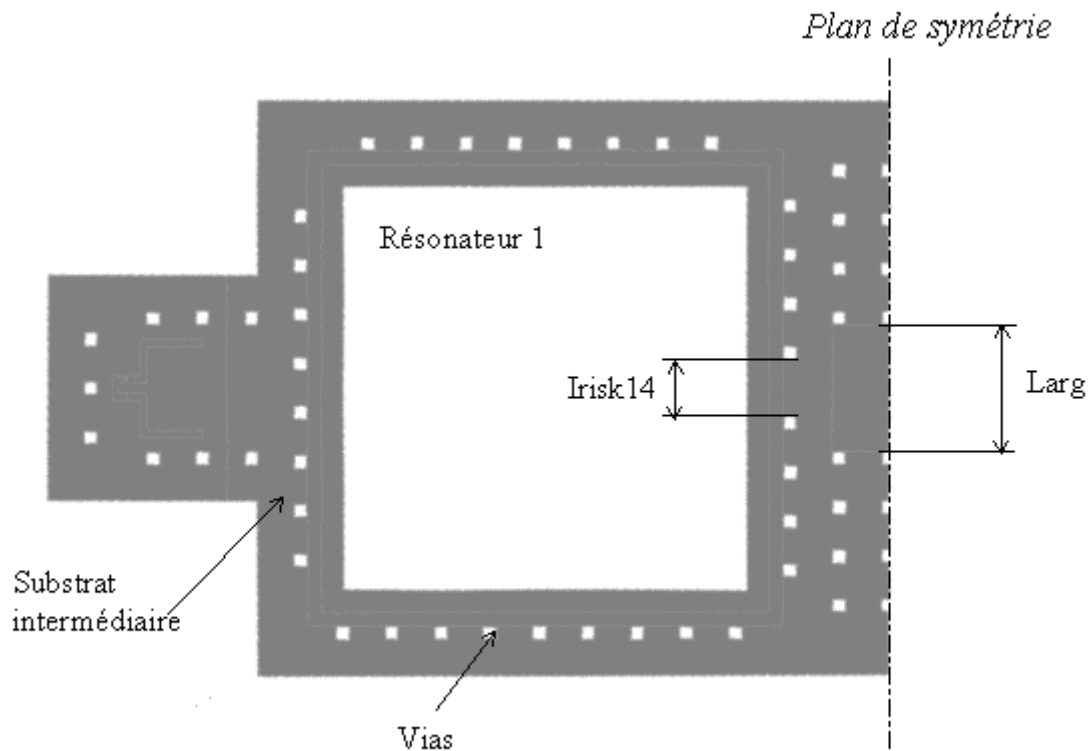


**Figure II.32 :** Couplage magnétique entre deux résonateurs

Deux résonances sont obtenues. La première, de fréquence  $f_m$  correspond au cas où le plan de symétrie est un mur magnétique. La seconde, de fréquence  $f_e$ , correspond au cas où le plan de symétrie est un mur électrique.  $f_e$  est supérieure à  $f_m$  et le couplage est d'autant plus fort que les pics sont écartés. Il est défini par la relation (II-15).

Pour obtenir un couplage négatif, il faut réaliser un couplage pour lequel  $f_m > f_e$ , il s'agit, dans ce cas, d'un couplage électrique. Notre objectif est donc de réaliser un système permettant de réaliser ce couplage entre les résonateurs 1 et 4. Pour cela, rajoutons un tronçon de guide de largeur "larg", de longueur "long" entre les résonateurs 1 et 4. Cet élément est relié aux cavités résonantes par un iris, "iris  $k_{14}$ ".

Pour étudier le couplage, ainsi que sa nature, en fonction de ces dimensions géométriques, un nouveau maillage a été réalisé (figure II.33).

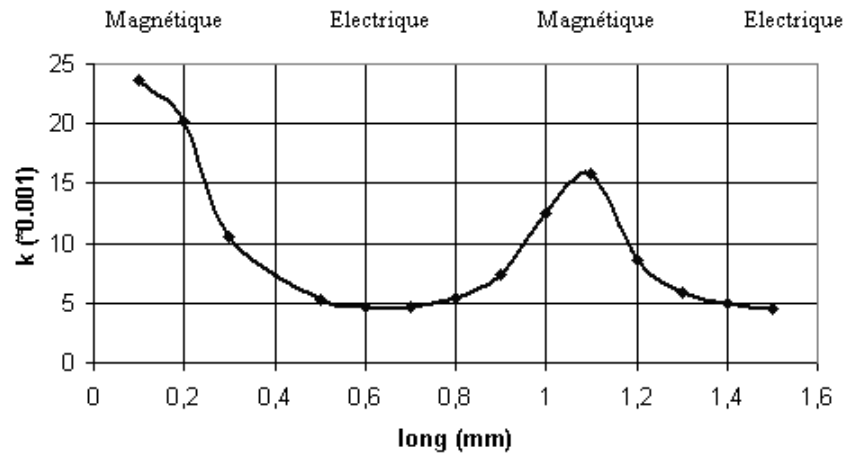


**Figure II.33 :** Maillage destiné à l'étude du couplage négatif

De façon classique, si pour une dimension "long" suffisamment faible (ce qui est le cas des couplages  $k_{12}$ ,  $k_{23}$  et  $k_{34}$ ), le couplage entre les cavités est de type magnétique, pour une longueur "long" proche de  $\left(\frac{\lambda_g}{4} + n \frac{\lambda_g}{2}\right)$ , les conditions de couplage seront de type électrique et il sera possible d'obtenir un couplage négatif entre les cavités 1 et 4. Cette méthode de couplage est bien connue et est appliquée dans de nombreuses conceptions de filtres multipôles. Fixons la largeur "larg" à 1,2 mm, l'iris "iris  $k_{14}$ " à 800  $\mu\text{m}$  et faisons varier la longueur "long". La courbe suivante (figure II.34) représente l'évolution du couplage inter-résonateurs en fonction de "long". Chaque point est issu d'un calcul électromagnétique de la structure de la figure II.33. Ce calcul nous donne les valeurs de  $f_m$  et  $f_e$ . La valeur relative de  $f_m$  par rapport à  $f_e$  nous donne la nature du couplage :

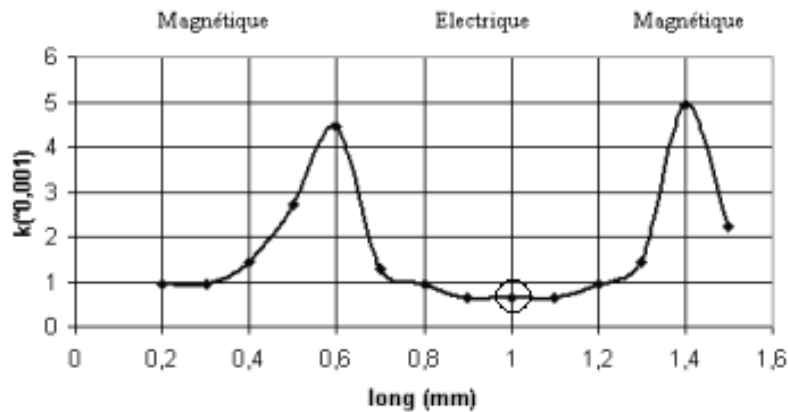
$f_m > f_e$  : couplage électrique

$f_m < f_e$  : couplage magnétique



**Figure II.34 :** Couplage en fonction de "long" pour "iris  $k_{14}$ " = 800  $\mu\text{m}$

Ci-dessous, une courbe obtenue pour "iris  $k_{14}$ " = 600  $\mu\text{m}$  (figure II.35).

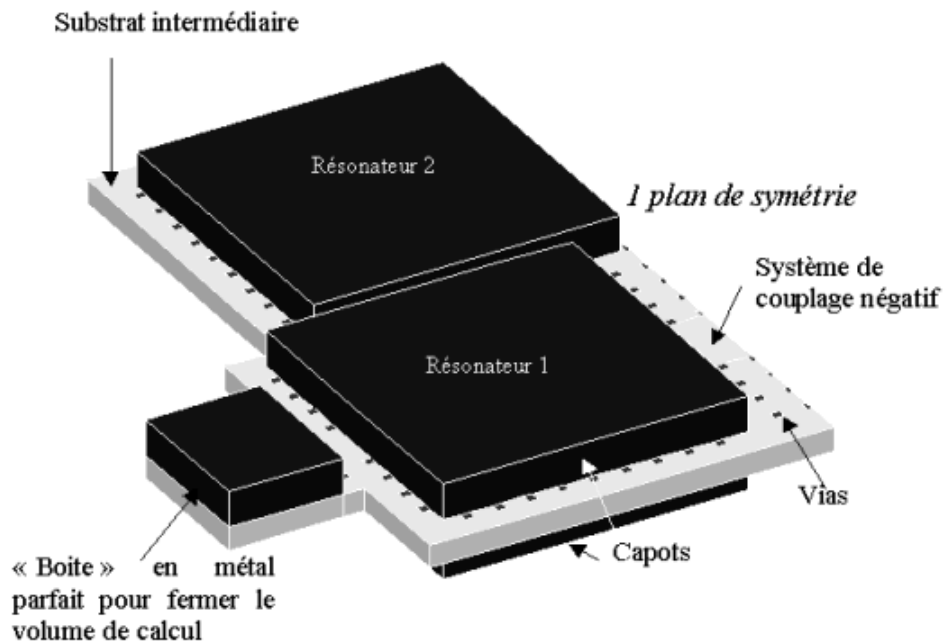


**Figure II.35 :** Couplage en fonction de "long" pour "iris  $k_{14}$ " = 600  $\mu\text{m}$

Il est donc possible d'obtenir un couplage électrique en choisissant judicieusement la longueur. Ce couplage est d'autant plus faible que l'iris, "iris  $k_{14}$ ", est fermé. A partir de ces différentes études, nous avons dimensionné le tronçon de guide ainsi que l'iris  $k_{14}$  afin d'obtenir un couplage  $k_{14}$  négatif égal à  $-0,2 \cdot 10^{-3}$ . Les dimensions sont alors les suivantes : iris  $k_{14}$  = 400  $\mu\text{m}$ , larg = 1,2 mm, long = 1 mm.

## IV.2 SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE DU FILTRE ELLIPTIQUE EN TOPOLOGIE CLASSIQUE

La figure suivante représente le maillage du filtre 4 pôles elliptique en topologie classique (figure II.36). La présence d'un plan de symétrie permet de réduire le volume d'étude.



**Figure II.36 :** Maillage du filtre 4 pôles elliptique

Les dimensions du système permettant d'obtenir le couplage négatif 1-4 sont celles données au paragraphe précédent. Les autres dimensions initiales sont issues des abaques  $Q_e = f(\text{iris1})$  et  $k = f(\text{iris2})$ . Avec ces dimensions obtenues par segmentation, le premier résultat de simulation ne fût pas satisfaisant, les couplages réellement obtenus n'étant pas exactement ceux visés. Nous procédons alors à une optimisation électromagnétique du dispositif de filtrage. Cette méthode a été mise au point lors d'une collaboration étroite entre le CNES, l'INRIA et l'IRCOM. Le logiciel utilisé, Presto, est présenté dans la section suivante.

#### ***IV.2.1. LE LOGICIEL PRESTO ET L'IDENTIFICATION DES MATRICES DE COUPLAGE [42]***

Le principe de ce logiciel développé par l'INRIA (Institut National de Recherche en Informatique et Automatique) a pour but de résoudre les problèmes rencontrés par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et l'IRCOM dans l'identification nécessaire au réglage des filtres hyperfréquences. L'analyse électromagnétique du filtre permet de définir les paramètres  $[S]$  en fonction de la fréquence entre les ports d'accès. Pour un filtre à deux accès, et pour chacun des  $N$  points de fréquences, sont connus les quatre paramètres complexes  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ . A partir de ces paramètres  $[S]$ , l'objectif de la méthode est de déterminer les coefficients  $M_{ij}$ , les fréquences de résonance de chacun des résonateurs et les résistances d'accès.

Les calculs subissent tout d'abord les transformations préalables suivantes : une transformation passe-bas, une transformation linéaire qui réduit l'intervalle d'étude à  $[-1,1]$  et finalement une transformation qui projette les mesures de l'axe des fréquences au demi-cercle gauche du cercle unité par la transformation.

$$\begin{aligned} \mathbb{C} &\rightarrow \mathbb{C} \\ s &\rightarrow z = \frac{s-1}{s+1} \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

Ces étapes préliminaires facilitent les opérations mathématiques qui suivent. L'identification se fait en deux étapes : l'approximation et le calcul des paramètres physiques ( $r_i, M_{ij}, f_{oi}$ ).

L'approximation commence par une simple interpolation des données qui conduit à une fonction  $\Phi$ . Cette dernière est approchée par  $G$ , matrice causale et stable. C'est l'étape de complétion analytique. Finalement,  $G$  est approchée par  $H$ , rationnelle, stable et de degré souhaité (4 pour un filtre quatre pôles). C'est l'approximation rationnelle.

Cette dernière est l'expression des paramètres  $[S]$  en fonction de la fréquence, exprimée sous la forme d'un rapport de polynômes. A partir de cette expression, il est possible d'obtenir les éléments de la matrice de couplage correspondantes en utilisant la méthode de synthèse présentée dans le paragraphe II.1 de ce chapitre.

Cette matrice de couplage correspondant au filtre simulé est comparée à la matrice objectif issue de la synthèse. Les dimensions géométriques du filtre sont ensuite ajustées dans le but de faire tendre la matrice de couplage simulée vers l'objectif.

#### **IV.2.2. OPTIMISATION DU FILTRE QUATRE POLES ELLIPTIQUE**

L'optimisation, grâce au logiciel Presto, nous a conduit aux dimensions suivantes :

Dimensions des résonateurs 1 et 4 : 3,457 mm

Dimensions des résonateurs 2 et 3 : 3,403 mm

iris  $Q_e = 750 \mu\text{m}$

iris  $k_{12} = 506 \mu\text{m}$

iris  $k_{14} = 400 \mu\text{m}$

iris  $k_{23} = 420 \mu\text{m}$

Avec ces dimensions, la réponse suivante est obtenue (figure II.37), à l'aide d'une simulation électromagnétique sans pertes.

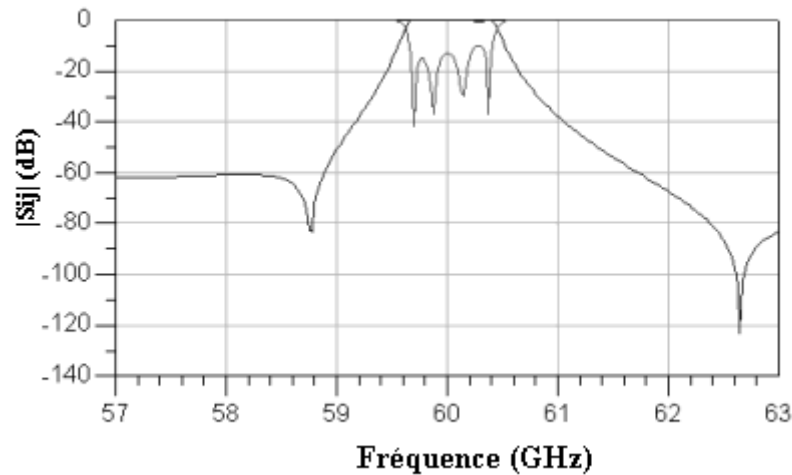


Figure II.37 : Réponse électromagnétique du filtre 4 pôles elliptique

Un décalage d'un des zéros de transmission peut être observé. Ce décalage est dû à un couplage parasite entre les résonateurs 1 et 3, et 2 et 4. Voici la matrice des couplages généralisée correspondant à la structure simulée.

Matrice de couplage obtenue :

$$\begin{matrix}
 & \begin{matrix} (0) & (1) & (2) & (3) & (4) & (5) \end{matrix} \\
 \begin{matrix} (0) \\ (1) \\ (2) \\ (3) \\ (4) \\ (5) \end{matrix} & \begin{bmatrix}
 0 & 0.895 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.895 & \boxed{0.030} & 0.785 & \boxed{0.030} & -0.015 & 0 \\
 0 & 0.785 & 0.071 & 0.658 & \boxed{0.030} & 0 \\
 0 & \boxed{0.030} & 0.658 & 0.071 & 0.785 & 0 \\
 0 & -0.015 & \boxed{0.030} & 0.785 & 0.030 & 0.895 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0.895 & 0
 \end{bmatrix} & = [M]
 \end{matrix}
 \tag{II-24}$$

Couplage parasite

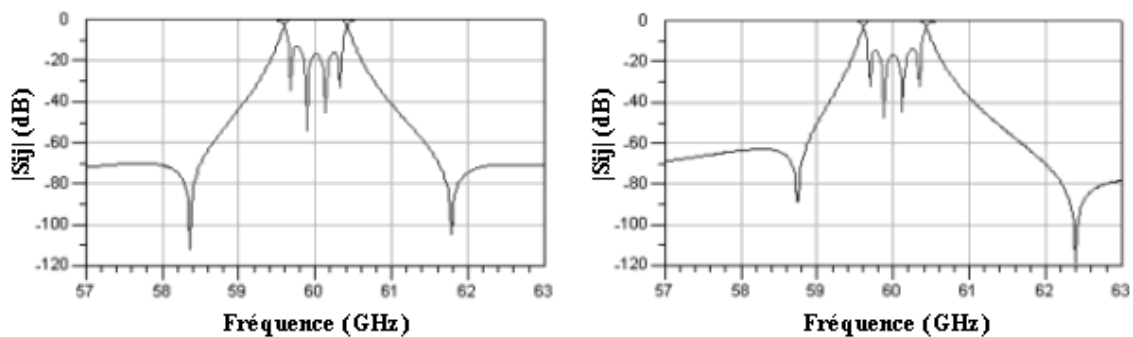
Matrice de couplage objectif :

$$\begin{matrix}
 & \begin{matrix} (0) & (1) & (2) & (3) & (4) & (5) \end{matrix} \\
 \begin{matrix} (0) \\ (1) \\ (2) \\ (3) \\ (4) \\ (5) \end{matrix} & \begin{bmatrix}
 0 & 0.835 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.835 & \boxed{0} & 0.8 & 0 & -0.017 & 0 \\
 0 & 0.8 & 0 & 0.65 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.65 & 0 & 0.8 & 0 \\
 0 & -0.017 & 0 & 0.8 & 0 & 0.835 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0.835 & 0
 \end{bmatrix}
 \end{matrix}
 \tag{II-25}$$



Du fait de l'indépendance des couplages, l'optimisation est assez rapide. Nous avons arrêté la procédure d'optimisation à cette matrice  $[M]$  car pour aller plus avant, il aurait fallu faire varier les dimensions de quelques microns seulement. Or, une telle précision ne peut être atteinte en pratique au cours de la fabrication.

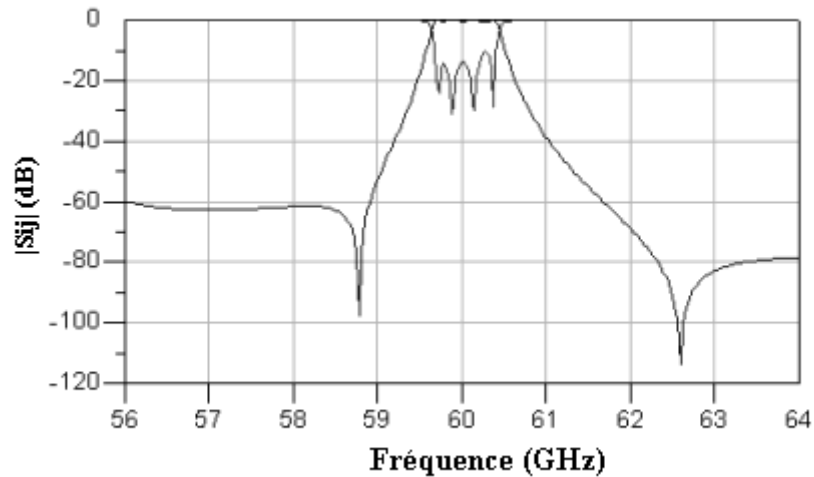
Une simulation circuit avec les paramètres de couplages issus de la simulation a été effectuée en supprimant le couplage parasite, une réponse avec des zéros symétriques a été alors obtenue. C'est donc bien ce couplage parasite qui est responsable de la dissymétrie de la réponse (figure II.38).



**Figure II.38** : Simulation circuit sans et avec le couplage parasite 1-3

Physiquement, ce couplage se situe dans le substrat intermédiaire, entre les via-trous séparant les résonateurs 1-3 et 2-4. Du fait des limitations imposées par la technologie, la densité de via-trous ne peut être exagérément augmentée. La réponse sera donc légèrement dissymétrique.

Le filtre conçu a une bande étroite (1,2 %) et est donc sensible à une variation minime des couplages. L'avantage du principe technologique présenté ici est qu'il est raisonnable de penser qu'une surgravure des via sera la même pour tous les via-trous du circuit. Dans ce cas, tous les iris seront réduits de la même façon. La figure suivante (figure II.39) représente la simulation électromagnétique du filtre avec tous les iris diminués de 5  $\mu\text{m}$ . L'effet sur la réponse est très limité.



**Figure II.39 :** Simulation électromagnétique du filtre quatre pôles elliptique avec les iris diminués de 5  $\mu\text{m}$

## V. CONCLUSION

La structure proposée, basée sur l'application du principe quasi-planaire à la réalisation de filtres en cavité, est réalisable avec la technologie Thales et peut, à priori, satisfaire les contraintes électriques et les contraintes d'intégration requises pour la réalisation de filtres de duplexeurs à 60 GHz.

L'utilisation d'un procédé lithographique pour la réalisation des cavités et des vias permet de limiter l'effet de la dispersion technologique sur la réponse.

Le système de couplage extérieur basé sur l'utilisation de guide d'onde en silicium réalisé par des via-trous métallisés permet de résoudre certains problèmes causés par l'utilisation de diaphragmes [29], [48], nécessaires avec les lignes de transmission.

Pour le filtre complet, deux topologies, classiques et transversales ont été explorées. La première a été préférée pour des raisons d'encombrement et de pertes. Un système de couplage négatif a été conçu, rendant la conception du filtre elliptique possible.

Finalement, le filtre complet a été simulé et optimisé. Le chapitre suivant traite de la réalisation des filtres simulés dans ce chapitre.

# CHAPITRE III

*Réalisation expérimentale de résonateurs élémentaires  
et de filtres multipôles à 60 GHz*



## I. INTRODUCTION

Au cours du chapitre précédent, ont été présentées les méthodes de synthèse, de conception et d'optimisation de filtres passe bande multipôles. Elles ont été appliquées au dimensionnement de résonateurs élémentaires, de filtres deux pôles et quatre pôles elliptique.

Deux réalisations ont été effectuées au sein des salles blanches de TRT France. La première a pour objectif de réaliser des résonateurs élémentaires et des filtres deux pôles. La deuxième a pour but de réaliser des filtres quatre pôles elliptique.

Ce chapitre présente tout d'abord le procédé de fabrication utilisé. La section suivante de ce chapitre présente et analyse les résultats de la première fabrication. Finalement, la dernière section présente et analyse les résultats de mesure du filtre quatre pôles elliptique.

## II. PRESENTATION DU PROCEDE DE FABRICATION

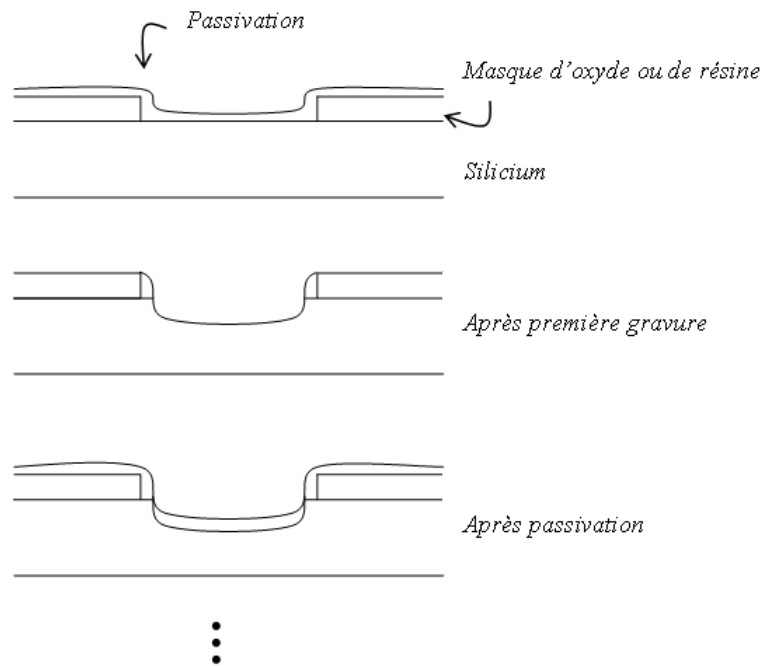
Le procédé de fabrication utilise les moyens technologiques suivant : un bâti de RIE ("Reactive Ion Etching"), un bâti de pulvérisation, des bains de recharge électrolytique, de la résine électrodéposée et un banc de positionnement, utilisé pour le report des capots.

### II.1 MOYENS TECHNOLOGIQUES [49]

#### II.1.1. BÂTI DE RIE – ICP [50]

Le principe général de la RIE, "Reactive Ion Etching", est de graver le silicium grâce à un plasma dirigé sur la cible. Ce plasma pulvérise le matériau à graver, en l'occurrence du silicium, qui se recombine avec les particules du plasma pour constituer un composé stable, évacué par pompage. Cette technique permet de combiner une bonne vitesse de gravure (quelques microns par minute) avec des profils maîtrisés.

Le procédé utilisé est le procédé ASE, "Advanced Silicon Etch", développé par la société STS. C'est un procédé Bosch basé sur l'alternance de phases de gravure et de phases de passivation. L'agent gravant est le  $\text{SF}_6$  et l'agent passivant  $\text{C}_4\text{F}_8$ . La figure suivante (figure III.1) présente le principe du procédé Bosch.

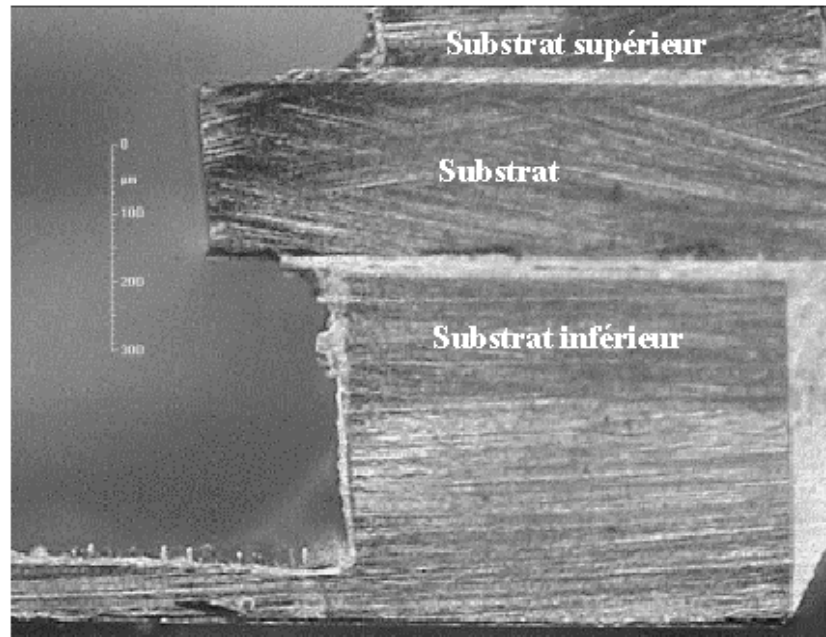


**Figure III.1 :** Vue en coupe du principe du procédé Bosch avec alternance passivation / gravure

Une première passivation est effectuée. L'étape de gravure étant directive, elle attaque davantage le  $C_4F_8$  déposé sur le fond que celui localisé sur le bord. Une fois la surface dégagée, la gravure se poursuit dans le silicium. La répétition de ces étapes permet, tout en ayant des profils verticaux, d'obtenir une bonne vitesse de gravure. Cette vitesse augmente avec la pression et la puissance au détriment de la maîtrise du profil. La vitesse de gravure dépend également de la surface à graver. Elle est optimale pour une surface "moyenne". Pour les grandes surfaces, la quantité de matière à graver est plus importante et la vitesse diminue. Pour les petites surfaces, des effets d'ombre limitent également la vitesse de gravure.

La température est un facteur important qui influence la vitesse de gravure. Une circulation d'hélium maintient la température inférieure à  $80^\circ\text{C}$ . Un mauvais plaquage de la plaquette peut provoquer une inhomogénéité de la température et des vitesses de gravure différentes à divers endroits de la plaquette.

La photo suivante (figure III.2) représente une vue en coupe d'un résonateur élémentaire. Cette photo donne une idée du profil obtenu. Les vitesses de gravure sont de l'ordre de 2 à 3  $\mu\text{m}$  par minute.



**Figure III.2 :** Microsection d'un résonateur élémentaire.

L'angle de gravure est de l'ordre de  $3^\circ$

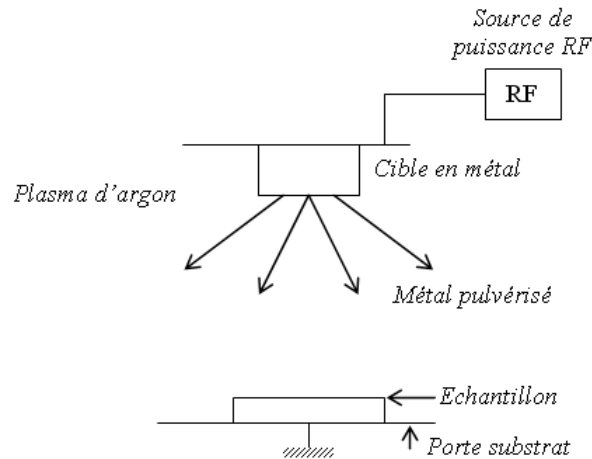
## II.2 BÂTI DE PULVERISATION

Le bâti de pulvérisation utilisé est l'Alcatel SCM600. Les cibles disponibles sont en or, en titane-tungstène, en cuivre et en chrome. L'échantillon, sur lequel le dépôt doit être réalisé, est introduit dans un bâti sous vide ( $10^{-6}$  Torr) par l'intermédiaire d'un sas. Le pompage secondaire est effectué par une pompe turbomoléculaire. Ce bâti contient également les cibles métalliques. La cible choisie est sélectionnée grâce à des caches. Un plasma d'argon est allumé grâce à un filament et dirigé sur la cible choisie. Le métal de la cible est donc pulvérisé à l'intérieur du bâti dans toutes les directions et notamment sur l'échantillon. La rotation du porte-substrat permet d'avoir un dépôt homogène. L'épaisseur du dépôt dépend de la puissance du plasma, de la durée de la pulvérisation et de la nature du métal. Par exemple, une pulvérisation de titane-tungstène, sous 750 W, pendant une heure conduit à une épaisseur de  $1500 \text{ \AA}$ . Une pulvérisation de cuivre, sous 500 W, pendant une demi-heure conduit à une épaisseur de  $4000 \text{ \AA}$ . Le refroidissement est assuré par une circulation d'eau. Les précautions à prendre sont les suivantes :

- ↪ Avant d'allumer le plasma, attendre que la pression dans le bâti descende à  $10^{-6}$  Torr pour permettre aux matériaux présents dans le bâti de dégazer.
- ↪ Commencer par diriger le plasma sur les échantillons afin de les nettoyer.

- ↪ Attendre quelques minutes avant d'enlever les caches de manière à ce que le plasma nettoie les cibles.
- ↪ Vérifier l'épaisseur obtenue.

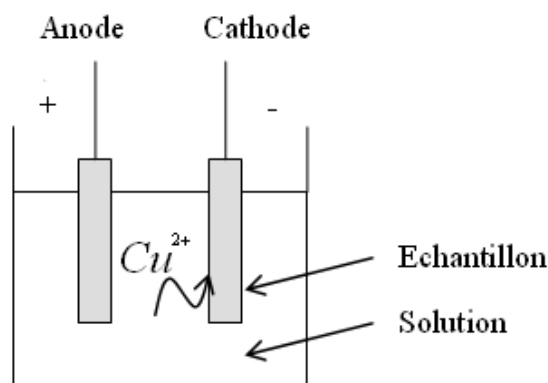
La figure suivante (figure III.3) représente le schéma de principe d'un bâti de pulvérisation.



**Figure III.3** : Schéma de principe d'un bâti de polarisation

### II.2.1. BAINS DE RECHARGE ELECTROLYTIQUE

La recharge électrolytique permet à partir d'un échantillon préalablement métallisé par pulvérisation, d'obtenir l'épaisseur de métal souhaitée. En l'occurrence, le métal est du cuivre. La figure suivante (figure III.4) représente le principe de l'électrolyse. Deux électrodes, l'anode et la cathode, sont plongées dans une solution contenant plusieurs éléments, notamment des sels et un acide. L'échantillon est placé sur la cathode.



**Figure III.4** : Principe de l'électrolyse



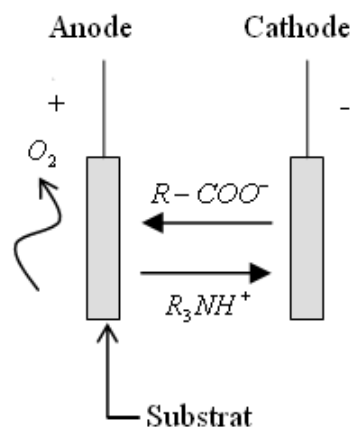
Une tension est appliquée entre les électrodes. Si cette tension est supérieure à un seuil appelé tension de décomposition, le sel est dissocié en ions positifs et négatifs. Les ions positifs  $\text{Cu}^{2+}$  sont attirés par la cathode et se déposent sur l'échantillon. La vitesse de dépôt dépend du courant et de la surface à métalliser. Par exemple, un ampérage de  $80 \text{ A}/\text{dm}^2$  permet d'obtenir une épaisseur de  $15 \text{ }\mu\text{m}$ . Un compteur affiche l'ampérage. Pour ne pas nuire à la qualité du dépôt, il faut éviter de dépasser un courant de  $1 \text{ A}/\text{dm}^2$  et il faut l'augmenter progressivement au début de l'électrolyse. Le bain est également muni d'un bulleur et d'une agitation permettant d'éviter d'emprisonner des bulles dans les via-trous ou des cavités, ce qui aurait pour effet d'empêcher la recharge dans ces motifs.

### II.2.2. RESINE ELECTRODEPOSEE

La gravure des métallisations nécessite, au préalable, la réalisation d'un masque de résine. Elle permet de protéger les zones qui ne doivent pas être gravées. Elle est traditionnellement étalée par centrifugation, "à la tournette". Cette méthode est simple mais inadaptée au cas de substrats troués, que le perçage soit débouchant (via-trous) ou pas (capots). La résine électro-déposée OPTIMER offre une alternative aux résines classiques dans le cas où le substrat n'est pas plan. En revanche, les inconvénients de cette résine sont :

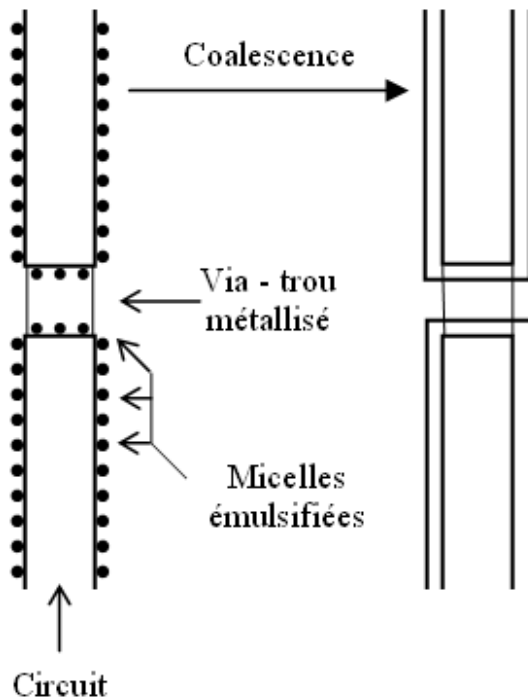
- ↪ Une épaisseur fixe : de  $5 \text{ }\mu\text{m}$  à  $7 \text{ }\mu\text{m}$ .
- ↪ La fragilité qui rend son utilisation délicate. Elle ne supporte qu'un seul passage dans le bain de gravure.

Le principe de dépôt, l'électrolyse, est représenté sur la figure suivante (figure III.5).



**Figure III.5 :** Dépôt par électrophorèse anodique

Pendant l'électrophorèse, les micelles émulsifiées, chargées négativement, s'accumulent à la surface du circuit placé à l'anode, ainsi que dans les trous métallisés. La coalescence des micelles illustrée figure III.6, se fait par cuisson (7 minutes à 100°C). Le dépôt, initialement mat, devient brillant. La figure suivante (figure III.6) représente la vue en coupe d'un trou métallisé, avant et après cuisson.



Avant cuisson (dépôt mat)

Après cuisson (dépôt brillant)

**Figure III.6 :** Vue du dépôt de résine ED avant et après coalescence

Le courant recommandé pour l'électrolyse est  $50 \text{ mA/dm}^2$ . Le cycle commence par des vibrations qui permettent d'éliminer les bulles des trous et cavités. La tension augmente progressivement jusqu'à ce que le courant atteigne la valeur nominale. Avec la croissance du dépôt qui est isolant, la tension nécessaire pour obtenir le courant nominal ne cesse d'augmenter. Lorsque la tension atteint la valeur maximale, 150 V, le courant finit par décroître.

L'épaisseur de résine déposée est alors de 5-7  $\mu\text{m}$ . Après rinçage, la pièce est séchée à 50°C pendant 15 minutes et cuite pendant 7 minutes à 100°C. Après vérification de l'aspect brillant du dépôt, la pièce est prête pour les étapes suivantes :

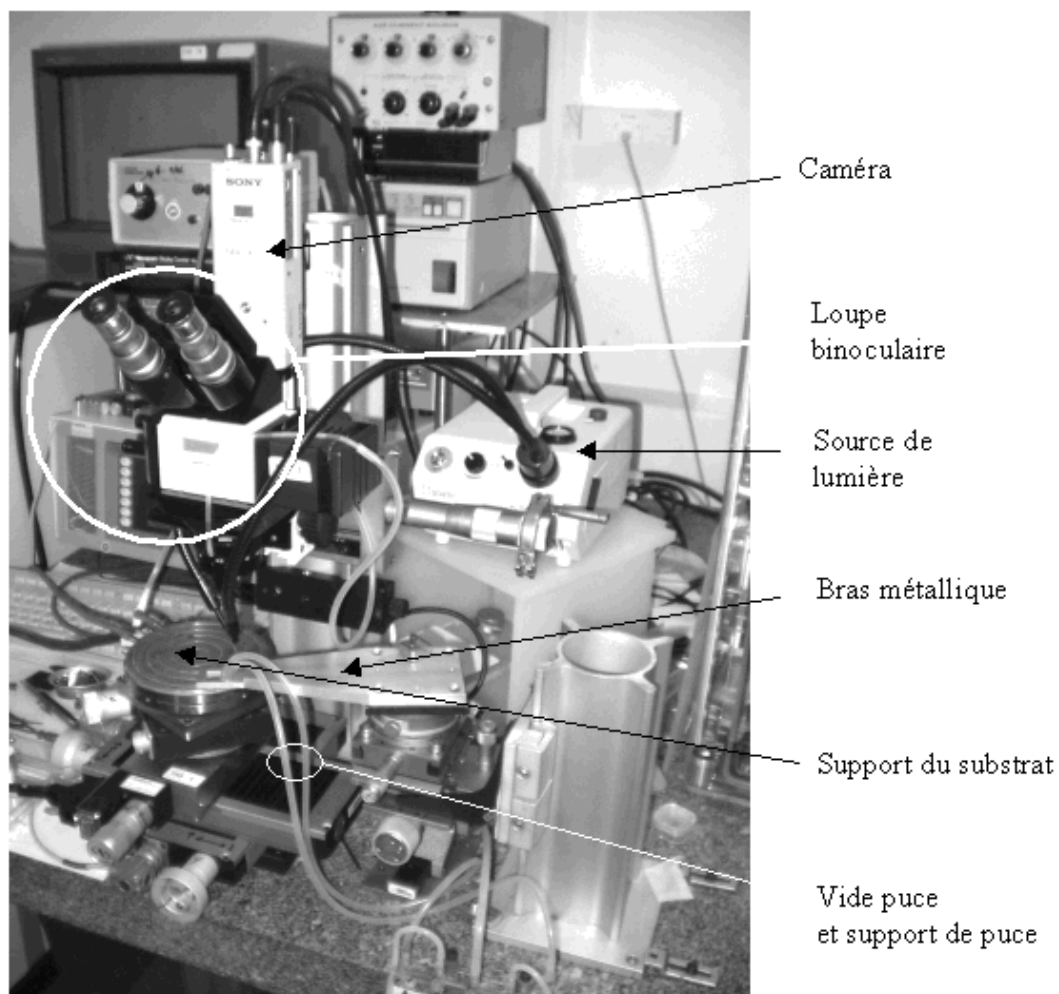
- ↳ Insolation par des ultra-violetts pendant 60 secondes avec une lampe de puissance 70 kW. L'utilisation d'un masque permet de sélectionner la zone à insoler.

- ↗ Développement dans un bain contenant 1,2 % de carbonate de sodium.
- ↗ Gravure après un séchage de 2 minutes à 60°C.

Cette résine part avec de la soude chauffée à 50°C.

### II.2.3. BANC DE POSITIONNEMENT

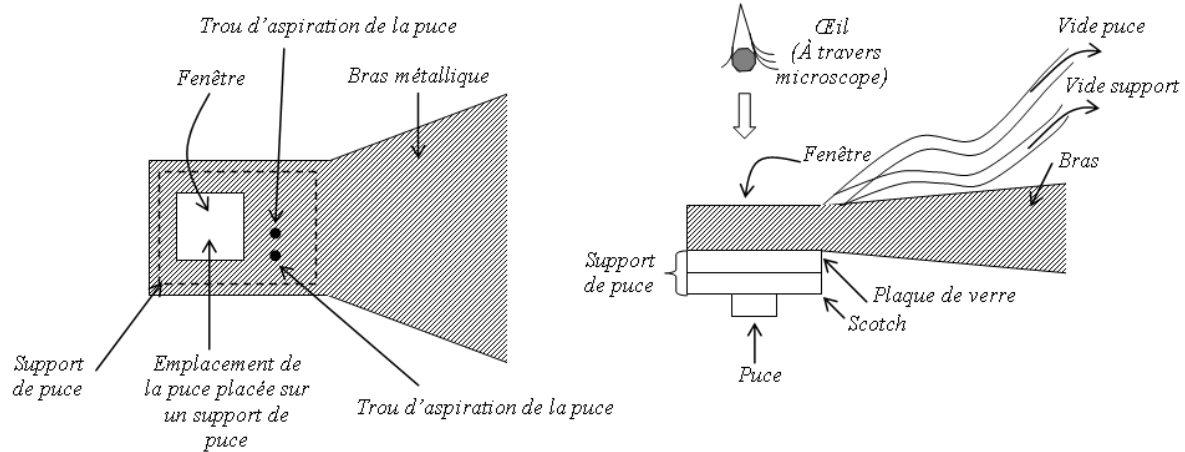
Le banc de positionnement a été utilisé pour reporter les capots sur le substrat intermédiaire par trempage dans une colle époxy argentée. La photographie suivante (figure III.7) représente le banc de positionnement.



**Figure III.7 :** Photographie du banc de positionnement

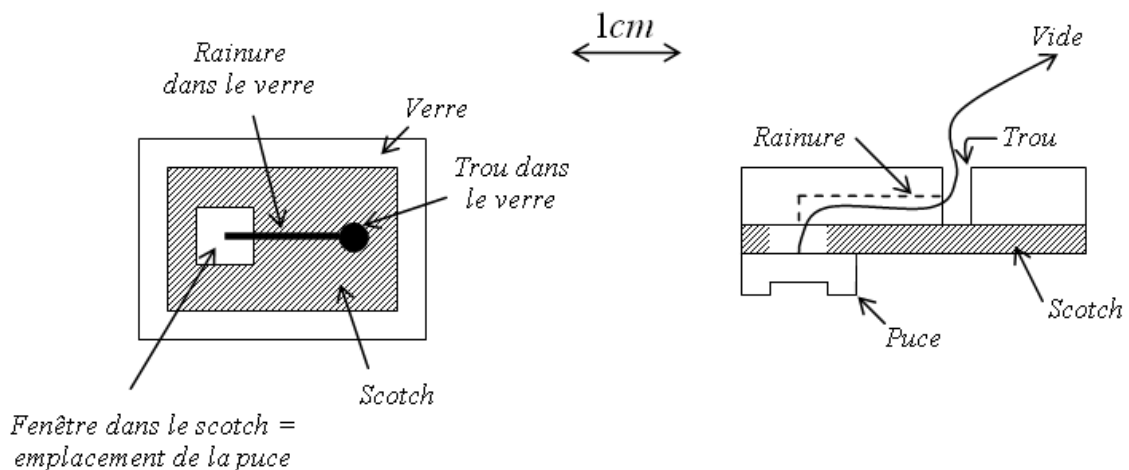
Il est composé d'un support sur lequel est déposé le substrat qui peut être aspiré. Ce support est muni d'un système de chauffage et de refroidissement par circulation d'azote pour réaliser des cycles thermiques. Il peut se mouvoir dans les directions x, y, z et également en rotation.

Le bras tenant la puce à reporter peut avoir un mouvement de rotation et de déplacement latéral. Des verniers permettent également d'ajuster sa planéité par rapport au support. La figure III.8 présente le support de puce associé à ce bras.



**Figure III.8 :** Bras de positionnement, vue de dessus et vue en coupe

Ce bras est muni de deux systèmes d'aspiration. Le premier permet de fixer le support de puce au bras. Le deuxième permet de fixer la puce au support de puce. Ce dernier est constitué d'une lame de verre qui est trouée et rainurée pour transmettre l'aspiration jusqu'à la puce (figure III.9).



**Figure III.9 :** Vue de dessous et vue en coupe du support de puce

Avec ce système, un positionnement peut être effectué avec une précision de quelques microns.

### II.3 PROCÉDE DE FABRICATION DE LA STRUCTURE PROPOSÉE

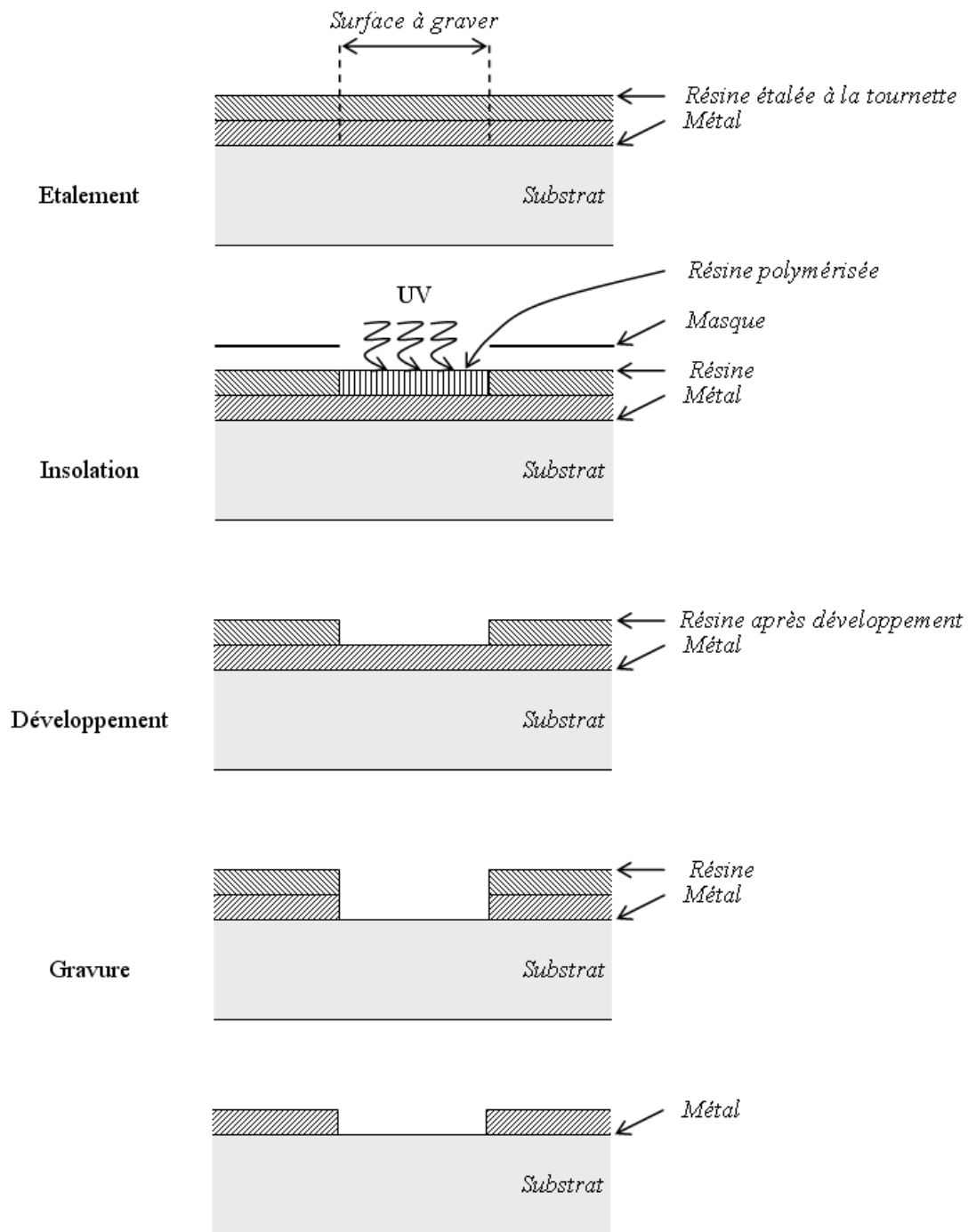
Le procédé de fabrication, développé dans le cadre de ce travail de thèse, peut être décomposé en trois parties : la fabrication des capots, celle du substrat intermédiaire et finalement le report. Les deux premières étapes font intervenir à plusieurs moments des étapes de lithographie, dont le principe est tout d'abord rappelé.

#### II.3.1. LA LITHOGRAPHIE

Le procédé fait intervenir des étapes de gravure : gravure de silicium (via-trous, capots) et gravure de métaux (détourage, fentes coplanaires,...). Ces motifs sont réalisés de façon soustractive : le silicium est gravé dans un cas, le cuivre est déposé puis enlevé de façon sélective dans l'autre cas. Pour protéger les zones qui ne doivent pas être gravées, de la résine est utilisée. Toutes les résines utilisées dans ce procédé sont positives : les zones insolées aux ultra-violets sont supprimées lors du bain dans le développeur. Les étapes de la lithographie sont les suivantes :

- ↳ Étalement de la résine : par centrifugation ou par électrophorèse dans le cas de la résine électrodéposée. La première méthode consiste à placer une quantité de résine sur le substrat et de l'étaler en mettant ce substrat en rotation sur lui-même. L'épaisseur obtenue dépend de la vitesse de rotation et de la viscosité de la résine. Suit alors un temps de relaxation de la résine qui doit laisser le temps à la surface d'être plane. La résine est ensuite durcie pendant la cuisson.
- ↳ L'étape suivante est l'insolation de la résine qui est effectuée grâce à une table de masquage. La plaque enrésinée est placée sur un support muni d'une aspiration. Un masque, dont les motifs correspondent aux motifs à graver, est placé devant la plaque. Le masque est noir partout, sauf aux endroits qui devront être gravés, où il est transparent. Il est aligné par rapport à la plaque grâce à des motifs d'alignement présents à la fois sur la plaque et sur le masque. Pour pouvoir aligner correctement, deux motifs diamétralement opposés sont nécessaires. Le système optique de la table de masquage permet de voir simultanément les deux motifs, ce qui est nécessaire pour faire l'alignement en x, en y et en  $\theta$ . Une fois cet alignement effectuée, l'insolation en elle-même est effectuée. La durée nécessaire dépend de la résine, de son épaisseur et de la puissance de la lampe.

↳ La plaque est ensuite plongée dans le développeur correspondant à la résine utilisée. Les zones insolées ont été polymérisées sous l'action des ultra-violets et sont devenues solubles dans le développeur. A la fin de cette étape, la résine est donc uniquement présente aux endroits à protéger. Après séchage, la plaque est prête pour la gravure. Après gravure, la résine est enlevée dans un solvant tel que l'acétone ou mieux à l'acide nitrique. la figure III.10 représente les étapes précédemment décrites.

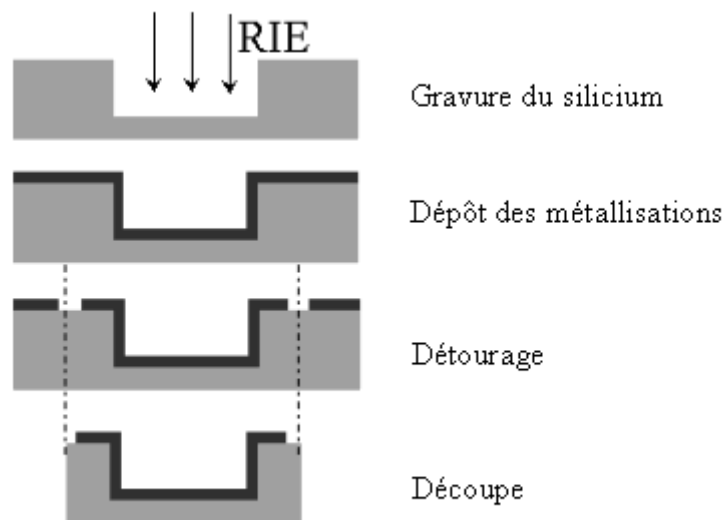


**Figure III.10 :** Etapes de la lithographie. Gravure du métal grâce à une résine positive étalée à la tournette

Les masques utilisés ici sont souples, il s'agit de feuilles de Mylar recouvertes par de la gélatine sur un des côtés. Les motifs sont réalisés, par un sous-traitant, dans la gélatine par un laser se déplaçant avec un pas de  $3,17 \mu\text{m}$ .

### II.3.2. FABRICATION DES CAPOTS

Le point de départ de la fabrication des capots est un substrat de silicium basse résistivité de  $500 \mu\text{m}$  d'épaisseur. C'est une épaisseur standard qui a été choisie pour limiter le coût de fabrication du filtre final. De la résine est étalée à la tournette. L'épaisseur de résine doit être suffisante pour résister durant la RIE. L'objectif étant de graver  $400 \mu\text{m}$  de silicium (étape 1, figure III.11) et la sélectivité de la résine étant de 70:1 ( $1 \mu\text{m}$  de résine gravé pour  $70 \mu\text{m}$  de silicium), il faut donc une épaisseur minimale de résine de  $6 \mu\text{m}$ . Les étapes suivantes sont la cuisson, l'insolation, le développement, le séchage. Un plasma oxygène permet de nettoyer la surface du silicium avant gravure.



**Figure III.11** : Vue en coupe du procédé de fabrication des capots

Le bâti de RIE étant adapté pour des plaquettes de six pouces de diamètre, il est nécessaire de contrecoller notre plaquette sur une plaquette de cette taille. Pour cela, de la cire chauffée est utilisée. Il est important d'étaler la cire sur toute la surface de la face arrière de la plaquette et d'exercer une pression pour éviter la présence d'air entre les deux plaquettes. Un mauvais collage peut provoquer une inhomogénéité dans la vitesse de gravure. L'ensemble est ensuite placé dans le bâti de RIE. La vitesse de gravure est de l'ordre de 2 à 3 microns par

minute. Lorsque la profondeur de 400  $\mu\text{m}$  est atteinte, la plaquette est décollée de la plaque de six pouces, puis nettoyée au trichloréthylène pour enlever la cire, et à l'acétone pour enlever la résine. Un plasma oxygène permet finalement de se débarrasser des résidus organiques.

Sur le substrat ainsi creusé, est ensuite effectuée une pulvérisation d'abord de titane – tungstène (90 % de tungstène, 10 % de titane) dans le but d'atteindre une épaisseur de 1500 Å, puis de cuivre jusqu'à l'obtention d'une épaisseur de 4000 Å (étape 2, figure III.11). Le titane – tungstène sert de couche d'accrochage. Il a été préféré au chrome, car il part facilement à l'eau oxygénée.

Le cuivre est rechargé par électrolyse pour obtenir l'épaisseur souhaitée, 5  $\mu\text{m}$ . il est possible de vérifier visuellement que le cuivre est bien présent sur les parois verticales des futurs capots. Il est important avant la recharge d'effectuer un dégazage de la plaquette dans le but d'éviter que des bulles n'apparaissent dans les cavités et empêchent la recharge à ces endroits. Le dégazage consiste à plonger la plaquette dans de l'eau et à faire le vide autour. Des bulles d'air apparaissent alors à la surface de la plaquette et s'échappent.

Pour faire la gravure des zones de découpe (étape 3, figure III.11), de la résine électrodéposée est utilisée. Elle est séchée, cuite, insolée et développée dans un bain de carbonate de Sodium. Après un second séchage, la plaque est prête pour la gravure. Cette opération est effectuée dans un bain de chlorure cuivrique, l'utilisation de jets réalisés par un système de buses et de pompes, permet de limiter la surgravure. Le circuit est placé sur un convoyeur qui le fait passer à travers la chambre de gravure. Pour une température et pour une solution données, la gravure ne dépend que de la vitesse du convoyeur. Après rinçage, si la gravure n'est pas suffisante à certains endroits de la plaquette, il est possible d'effectuer les finitions au pinceau trempé dans du perchlore de fer. Il est alors important de rincer fréquemment, sinon les résidus de la réaction du cuivre avec le perchlore de fer se redéposent et sont très difficiles à enlever.

Une fois les chemins de découpe réalisés, il ne reste plus qu'à effectuer la découpe en elle-même (étape 4, figure III.11). Elle se fait grâce à une scie. La précision est inférieure à 10  $\mu\text{m}$ . De la résine est préalablement étalée pour éviter que de la poudre de silicium ne vienne se déposer au fond des cavités. Après découpe, une série de capots individuels est à notre disposition.



Il est possible que sur certains capots, le cuivre se décolle au niveau des coins. Pour éviter que ce problème ne se propage et, pour que le futur collage n'en pâtisse pas, il est préférable de couper au scalpel le morceau de cuivre décollé.

### II.3.3. LE PROCÉDE DE FABRICATION DU SUBSTRAT INTERMEDIAIRE

Le point de départ de la fabrication du substrat intermédiaire est une plaquette de silicium haute résistivité d'épaisseur  $250\ \mu\text{m}$  dont la résistivité est de  $3000\ \Omega\cdot\text{cm}$ . Elle a été mesurée à l'IRCOM par la méthode de la cavité [51]. La minceur de ce substrat, ainsi que la présence de nombreux via-trous nécessitent de prendre des précautions lors de sa manipulation. L'épaisseur du substrat intermédiaire ( $250\ \mu\text{m}$ ) a été choisie suffisamment faible pour minimiser l'incertitude sur le diamètre des via-trous. La figure III.12 décrit le procédé de fabrication du substrat intermédiaire.

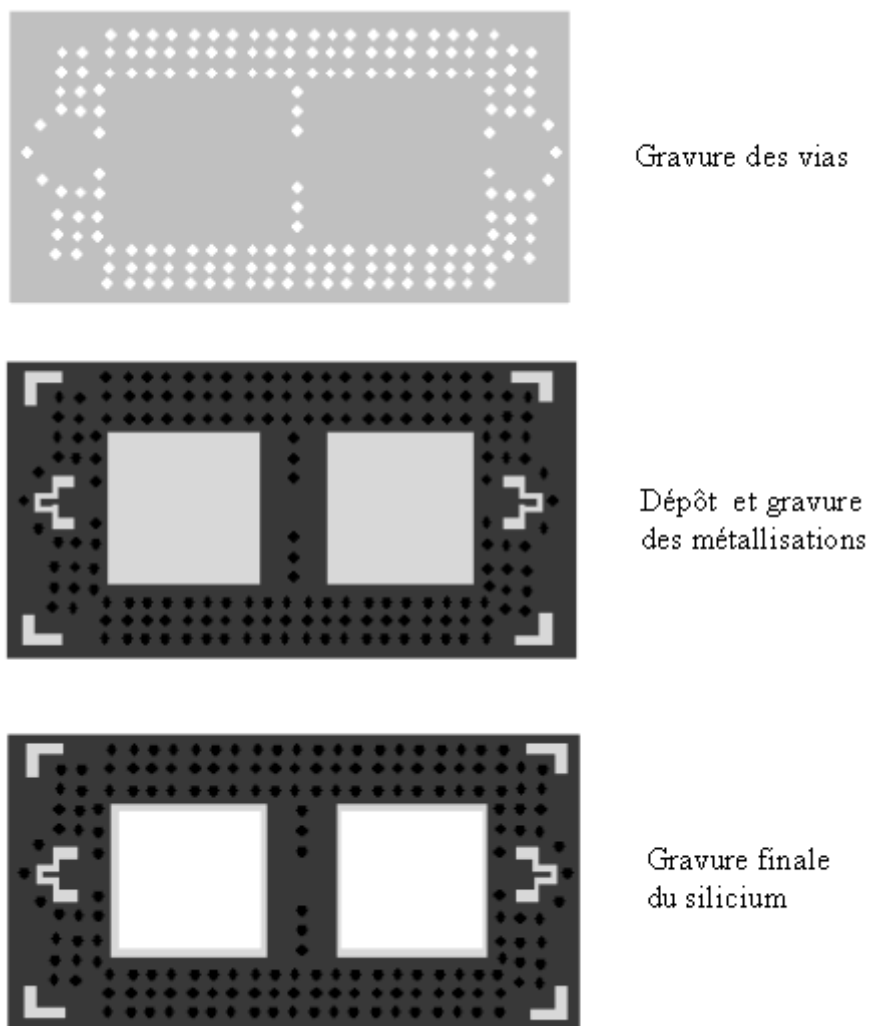


Figure III.12 : Vue de dessus du procédé de fabrication du SI

La première étape est la réalisation des via-trous par RIE. Le perçage étant débouchant et le diamètre des via-trous réduits, à savoir 100  $\mu\text{m}$ , la difficulté est de repérer le moment où la plaque est complètement traversée. La plaquette de six pouces est préalablement cuivrée de manière à rendre son aspect brillant et faciliter ainsi l'estimation du moment où la plaque est traversée. La gravure étant un peu plus rapide sur les bords, il est naturel d'observer une légère surgravure des via-trous situés à la périphérie de la plaquette.

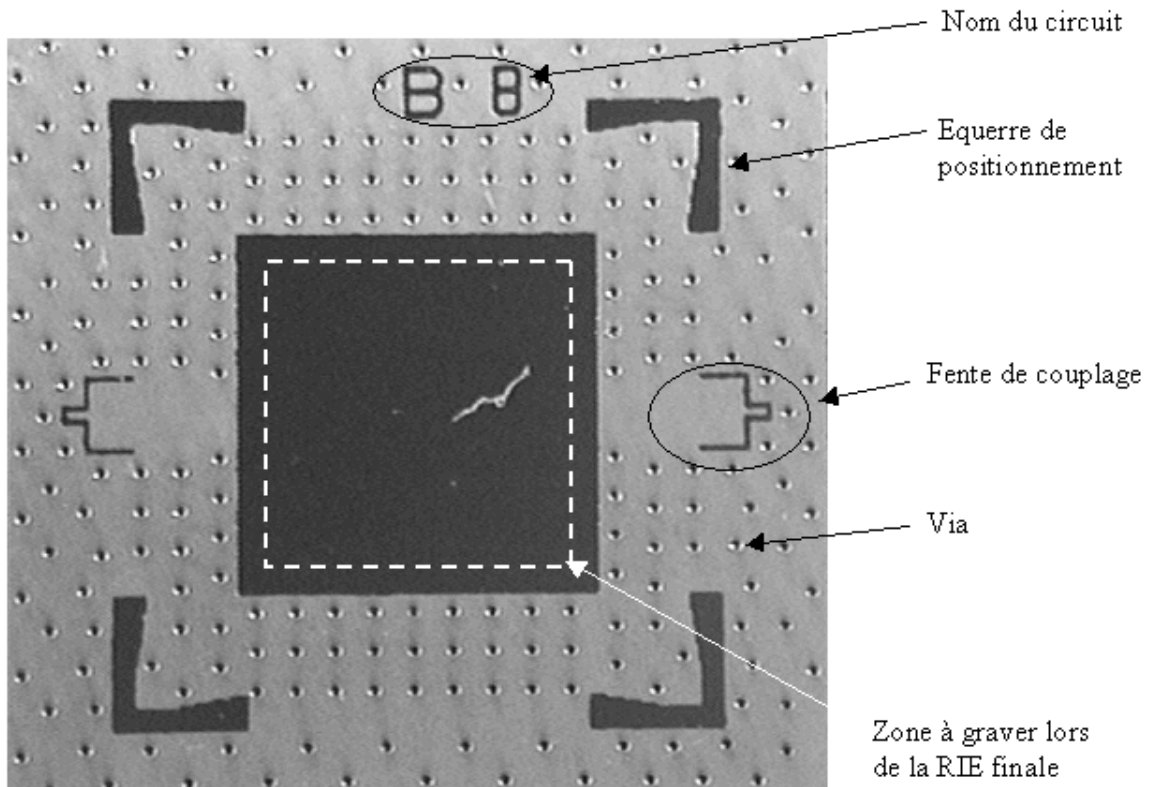
La plaquette est ensuite métallisée par pulvérisation et recharge électrolytique. L'épaisseur de cuivre visée est 10  $\mu\text{m}$ . Comme le substrat intermédiaire a été percé à l'étape précédente, il a été jugé plus commode, là aussi, d'utiliser la résine électrodéposée pour faire la photolithographie. Les étapes de gravure de la face avant et de la face arrière sont effectuées séparément : après la gravure de la face avant, la résine est enlevée puis de nouveau déposée de manière à effectuer la gravure de la face arrière. Les étapes sont donc les suivantes :

- ↪ Etalement de résine, séchage, cuisson.
- ↪ Insolation et développement de la résine.
- ↪ Séchage de la résine et gravure du cuivre (retouches au perchlorure de fer).
- ↪ Trempage dans un bain de soude pour enlever la résine.
- ↪ Répétition de ces mêmes étapes sur la face arrière.
- ↪ Retrait de la couche d'accrochage (TiW) par trempage dans de l'eau oxygénée à 50°C.

Les gravures des métallisations permettent de réaliser :

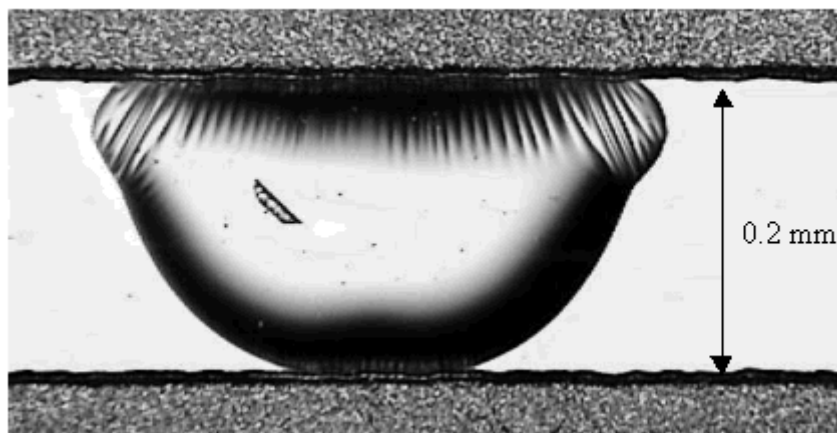
- ↪ Les fentes de couplage.
- ↪ Les carrés correspondant au centre des futurs résonateurs.
- ↪ Les marques servant à l'alignement des capots.
- ↪ Les zones de découpe.
- ↪ Les identifiants des circuits.

La figure suivante (figure III.13) est une photographie du substrat intermédiaire d'un résonateur élémentaire avant report des capots.



**Figure III.13 :** Vue de dessus d'un substrat intermédiaire avant report des capots

Au cours de l'étape de métallisation du substrat intermédiaire, des difficultés ont été rencontrées. La principale est l'apparition de "cloques" au niveau de la couche d'accrochage (figure III.14), ces dernières provoquant un décollement des métallisations.

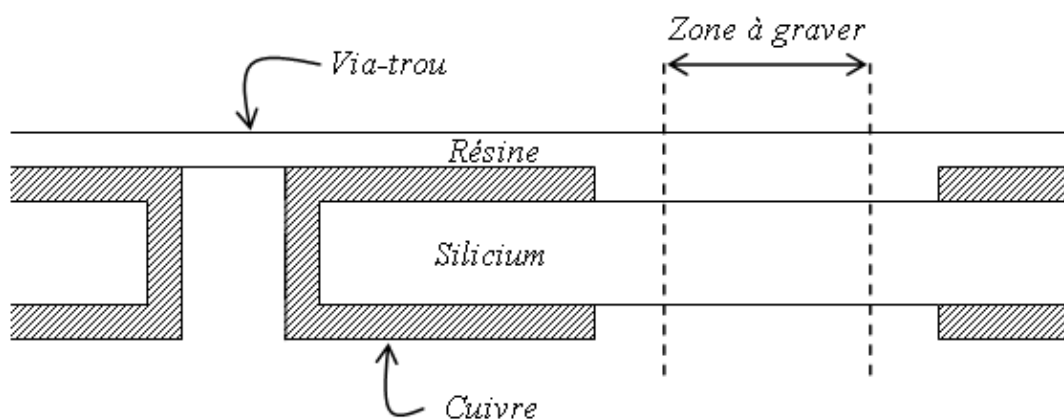


**Figure III.14 :** "Cloque" au niveau du titane - tungstène

Ce phénomène apparaît surtout au moment de l'étuvage. Son explication n'a pas été trouvée. En revanche, l'ajout sur le silicium, d'une mince couche d'oxyde thermique, permet de réduire ce problème de façon significative.

L'étape finale de la réalisation du substrat intermédiaire est la gravure par RIE du centre du futur résonateur. Le perçage est débouchant. Le motif est un carré, légèrement plus petit que la démétallisation réalisée précédemment. La zone à graver est délimitée par des pointillés blancs sur la figure III.13. De la résine doit donc être étalée partout ailleurs, c'est à dire notamment sur du silicium. L'utilisation de résine électrodéposée est donc proscrite.

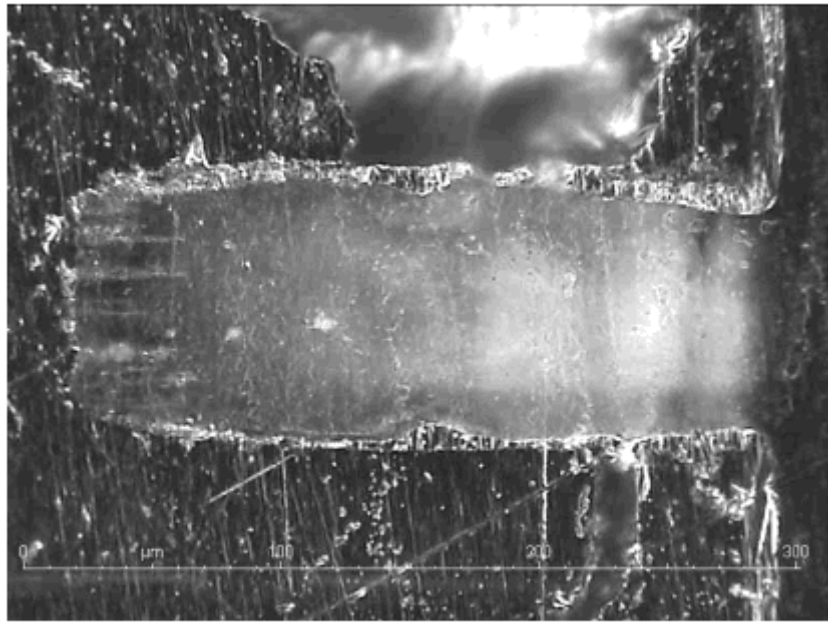
Le diamètre des vias étant réduit ( $100\ \mu\text{m}$ ) et le perçage de ces derniers étant débouchant, de la résine classique a été utilisée. Une résine épaisse a été choisie. Elle a été étalée par dessus les via-trous (figure III.15). Si le perçage des via-trous n'avait pas été débouchant, l'air contenu se serait dilaté lors de la cuisson et aurait fait éclater la résine.



**Figure III.15 :** Résine en tension au-dessus d'un via-trou

La vitesse de rotation ne doit pas être très importante, l'étalement ne dure que quelques secondes et le temps de relaxation est rallongé. Les étapes suivantes sont, après le séchage de la résine, l'insolation, le développement, le collage sur une plaque de 6 pouces et la gravure par RIE. Après décollage et nettoyage, le procédé du substrat intermédiaire est fini.

Pour vérifier que les vias-trous sont bien métallisés, une section dans le plan perpendiculaire au substrat est effectuée. La figure suivante (figure III.16) est une photographie d'un via-trou vu en coupe. Ce dernier, ainsi que les vingt vias-trous observés, est correctement métallisé.

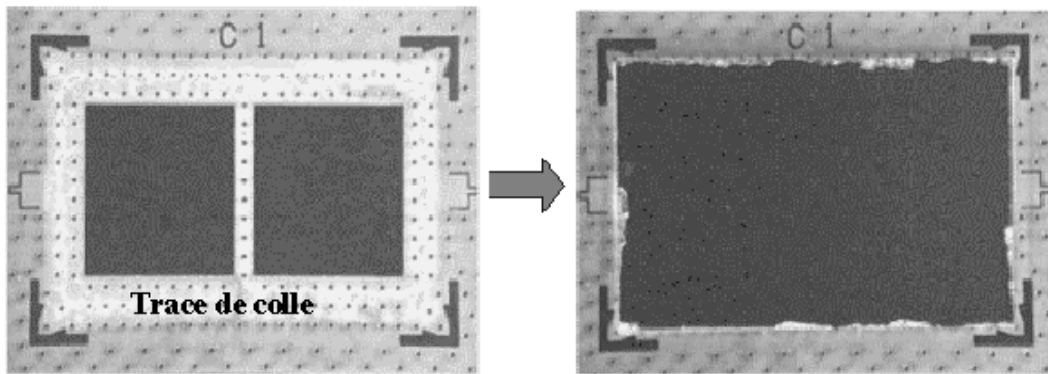


**Figure III.16 :** Photographie d'un via-trou vu en coupe

Remarquons que le via-trou représenté sur la photographie a été réalisé sur un substrat de 500  $\mu\text{m}$  et n'est pas traversant. La réalisation de via-trous sur un substrat d'épaisseur standard n'avait pour but que de vérifier le remplissage correct des via-trous.

#### ***II.3.4. LE REPORT DES CAPOTS SUR LE SUBSTRAT INTERMEDIAIRE***

L'étape finale consiste à reporter chaque capot sur son emplacement prévu sur le substrat intermédiaire. Les capots sont reportés d'abord sur la face avant, puis sur la face arrière pour éviter que la colle ne traverse par les via-trous et vienne court-circuiter les fentes coplanaires. La colle époxy argentée utilisée (H20E) est conductrice. Chaque capot est trempé dans cette dernière et reporté par l'intermédiaire du banc de positionnement présenté en II.2.3. L'épaisseur de colle obtenue est comprise entre quelques dizaines de microns et 100  $\mu\text{m}$ . Un étuvage de 10 min à 150°C permet de durcir la colle. Le "bourrelet" de silicium situé à l'intérieur du résonateur et qui pénètre sur une profondeur de 250  $\mu\text{m}$ , permet d'éviter que la colle ne coule dans la cavité sous l'effet de la pression exercée et ne bouche les iris de couplage. La figure suivante (figure III.17) représente le substrat intermédiaire avant et après le collage des capots.



**Figure III.17** : Substrat intermédiaire avant et après collage des capots

Le capot a été probablement collé (sans cuisson), puis décollé. Des traces de colle peuvent ainsi être observées sur la première photographie. Elles montrent que la colle constitue un cordon continu qui ferme bien la cavité.

#### II.4 LIMITES TECHNOLOGIQUES

Le procédé de fabrication doit bien sûr tenir compte des limites de la technologie de Thales. Ces limites s'expriment en terme de distances minimales et de tolérance de fabrication. Le respect de ces contraintes est nécessaire à la conception. Nous donnons ci-dessous un aperçu des contraintes technologiques imposées pour la technologie silicium que nous avons choisie d'utiliser :

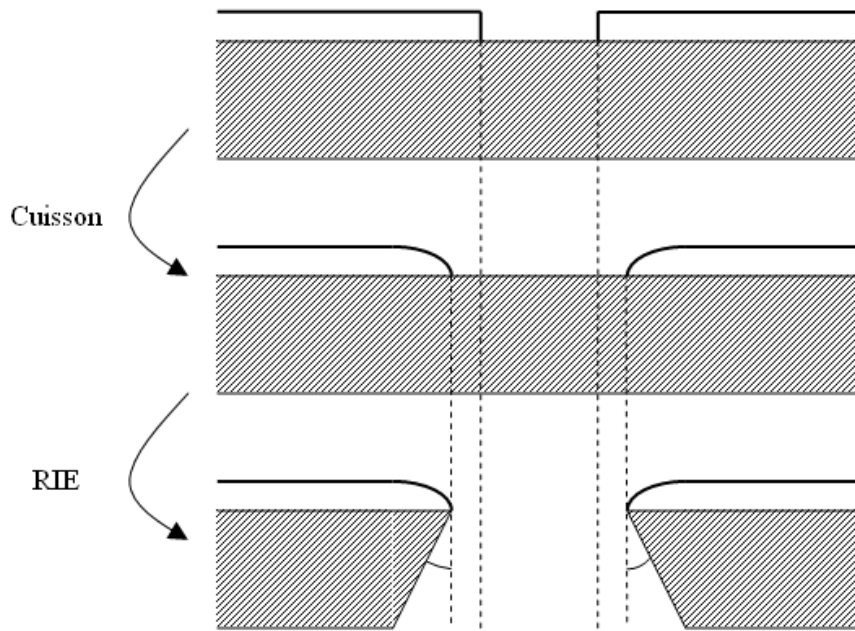
- ↪ Diamètre minimum d'un via-trou réalisé par RIE et métallisé pour un substrat de 250  $\mu\text{m}$  : 100  $\mu\text{m}$ .
- ↪ Distance minimum entre via : 250  $\mu\text{m}$ .
- ↪ Largeur minimum d'une fente dans les métallisations : 50  $\mu\text{m}$ .
- ↪ Distance minimum entre via et bord de métallisation : 100  $\mu\text{m}$ .
- ↪ Distance minimum entre bord de métallisation et trous dans le silicium : 150  $\mu\text{m}$ .

Lorsque les via-trous sont métallisés, il faut que l'épaisseur des métallisations soit suffisante pour garantir la continuité des métallisations dans les via-trous.

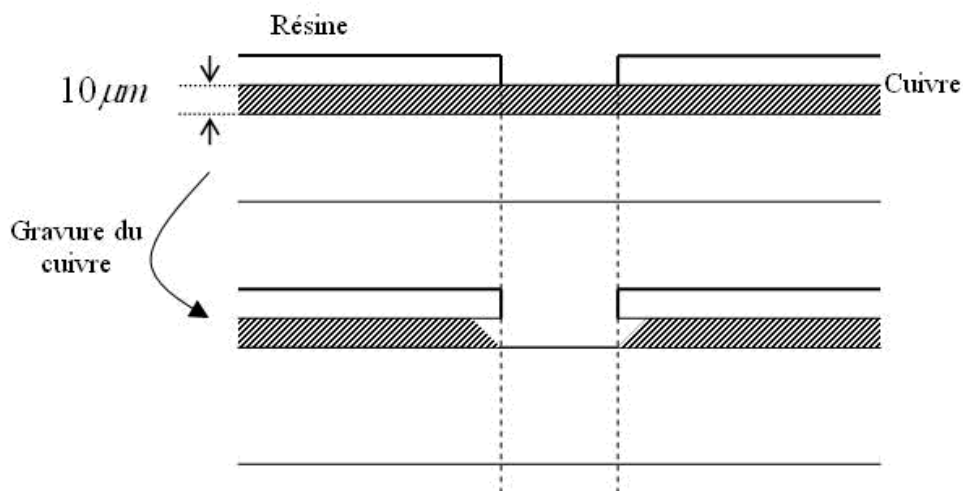
Les épaisseurs de silicium disponibles sont : 500  $\mu\text{m}$ , 250  $\mu\text{m}$  (plaquette amincie par polissage), 1 mm. La seconde limite technologique, en dehors des distances minimales, est constituée par l'ensemble des tolérances de fabrication.

Les incertitudes sont les suivantes :

- ↗ Incertitude sur la découpe à la scie :  $5\ \mu\text{m}$ .
- ↗ RIE contraction de la résine : quelques microns (figure III.18) ; angle de gravure :  $3^\circ$ .
- ↗ Surgravure du cuivre :  $2/3$  de l'épaisseur (figure III.19).
- ↗ Précision de positionnement durant le report : quelques microns.



**Figure III.18 :** Profil de gravure par RIE (le dessin est exagéré pour être plus lisible)



**Figure III.19 :** Surgravure des métallisations

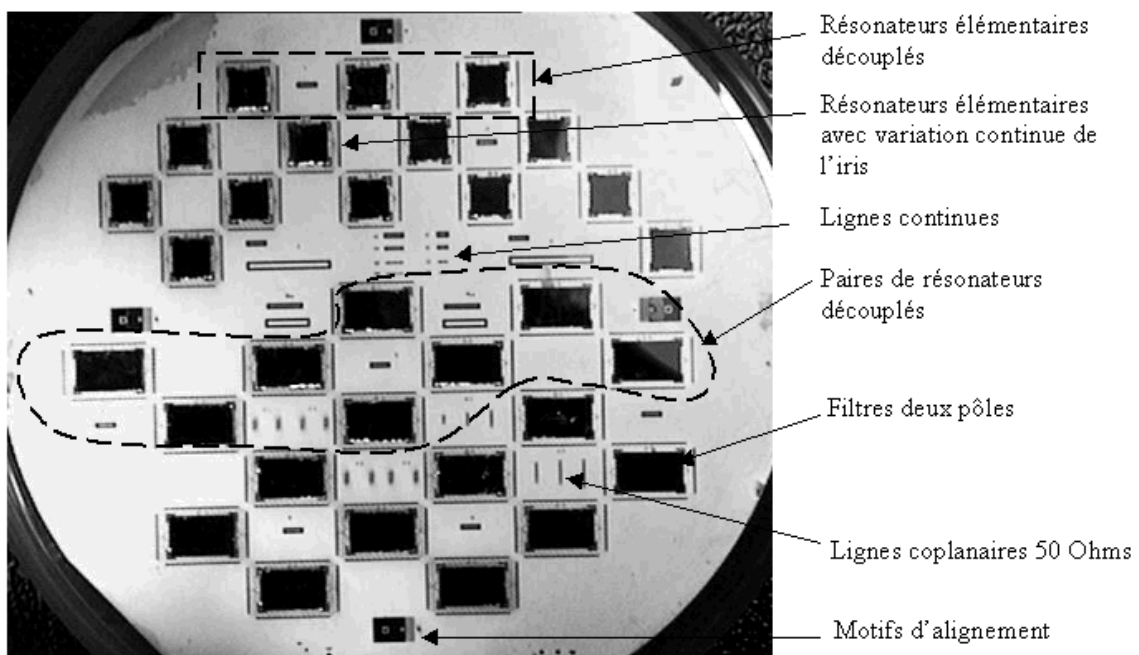
Sans action mécanique, la surgravure est égale à l'épaisseur de métal. L'aspersion par jet améliore le profil de gravure. La surgravure est alors égale à  $2/3$  de l'épaisseur de métal.

### III. REALISATIONS EXPERIMENTALES DE RESONATEURS ELEMENTAIRES ET DE FILTRES DEUX POLES

Cette section présente les résultats de mesure de la première fabrication. Les objectifs recherchés sont de valider le procédé technologique, le principe des systèmes de couplage extérieur et inter-résonateurs et d'extraire le facteur de qualité à vide des résonateurs.

#### III.1 REMPLISSAGE DE LA PLAQUETTE

La photographie suivante (figure III.20), représente une vue de dessus de la première plaquette réalisée.



**Figure III.20 :** Remplissage de la plaquette

Elle comprend des résonateurs élémentaires découplés destinés à permettre d'extraire le facteur de qualité à vide, des résonateurs élémentaires avec différentes ouvertures de l'iris de couplage extérieur pour obtenir l'abaque  $Q_e = f(\text{iris}1)$ , des paires de résonateurs couplés pour obtenir l'abaque  $k=f(\text{iris}2)$  et des filtres deux pôles avec deux bandes passantes visées, 500 MHz et 700 MHz. Cette plaquette comprend également des lignes continues destinées à estimer la conductivité du cuivre et des lignes coplanaires.



### III.2 METHODE D'EXTRACTION DU FACTEUR DE QUALITE A VIDE

La formule (III-1) établie dans l'annexe 1, permet de calculer le facteur de qualité à vide à partir de la mesure des paramètres [S] d'un résonateur élémentaire pas nécessairement découplé des systèmes d'excitation en entrée / sortie.

$$Q_0 = Q_L (1 + \alpha_1 + \alpha_2) \quad (III-1)$$

$$\text{avec } Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} : \text{facteur de qualité en charge} \quad (III-2)$$

$\alpha_1, \alpha_2$  : coefficients de couplage en entrée et en sortie

$$\alpha_i = \frac{1 - |S_{ii}(f_0)|}{|S_{11}(f_0)| + |S_{22}(f_0)|} \quad (III-3)$$

Ces formules sont issues du calcul des paramètres [S] du schéma électrique équivalent d'un résonateur. L'annexe 1 contient le calcul pour le cas où  $\alpha_1 = \alpha_2$  (couplages symétriques). L'avantage de cette méthode est, d'une part que le résonateur ne doit pas nécessairement être découplé (même si l'incertitude croît avec le couplage), et d'autre part que les couplages peuvent être dissymétriques ( $\alpha_1 \neq \alpha_2$ ). Ce sera le cas, en pratique, probablement à cause de légers décalages des capots.

Le calcul d'incertitudes est donné dans l'annexe 2 et conduit au résultat suivant :

$$\frac{\Delta Q_0}{Q_0} \approx \frac{\Delta S_{11}}{S_{11}} \text{ avec } \Delta S_{11} = 0,004 \quad (III-4)$$

pour les mesures effectuées. L'incertitude provient essentiellement de la mesure du coefficient de réflexion. Plus le couplage est fort, plus le paramètre  $S_{11}$  est faible et plus l'incertitude est importante.

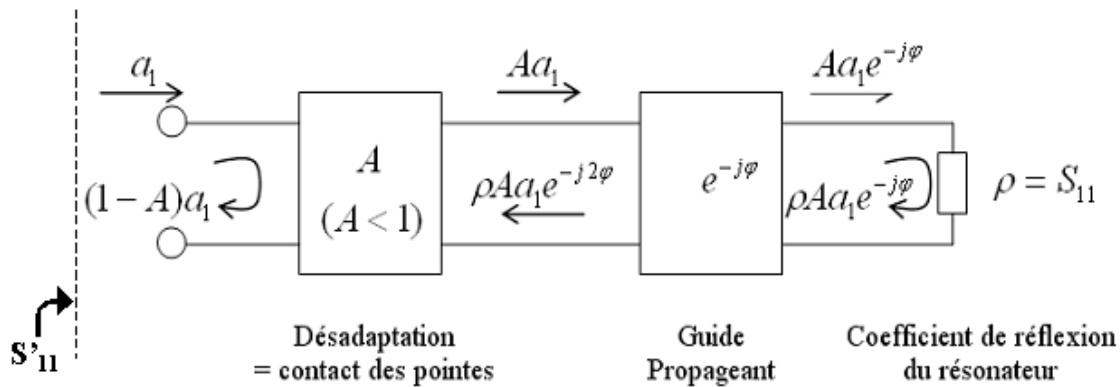
L'annexe 2 précise également qu'il faut ajouter une incertitude liée à la lecture. La valeur pour laquelle le coefficient de réflexion est minimale peut se trouver entre deux points de mesure. Dans ce cas :

$$\begin{aligned} & |S_{11 \text{ réel}}| < |S_{11 \text{ mesuré}}| \\ \Rightarrow & |\alpha_1 \text{ réel}| > |\alpha_1 \text{ mesuré}| \\ \Rightarrow & |Q_0 \text{ réel}| > |Q_0 \text{ mesuré}| \end{aligned}$$

En négligeant l'incertitude due à la lecture, une valeur du facteur de qualité à vide  $Q_0$  un peu pessimiste est donc obtenue.

Finalement, il peut sembler critiquable, pour extraire le facteur  $Q_0$ , d'utiliser une méthode qui suppose que les pertes dans le système d'excitation sont nulles. En effet, s'il est vrai que les pertes dans les tronçons de guide sont faibles (0,1 dB/mm), les pertes dues au contact des pointes ne le sont pas puisqu'elles sont estimées à 1 dB par accès. Nous reviendrons sur ces mesures concernant le guide au paragraphe IV.

Regardons l'effet sur le coefficient de réflexion de l'ajout d'une désadaptation suivie d'un tronçon du guide sans pertes (figure III.21).



**Figure III.21** : Modèle de la désadaptation causée par le contact des pointes suivi par un tronçon de guide (sans pertes)

$$\begin{aligned}
 b_1 &= (1 - A)a_1 + \rho A^2 a_1 e^{-j2\phi} + \rho^2 A^2 (1 - A)a_1 e^{-j4\phi} \\
 &\quad + \rho^3 A^2 (1 - A)^2 a_1 e^{-j6\phi}
 \end{aligned} \tag{III-5}$$

$S'_{11}$  : coefficient de réflexion en entrée accessible par la mesure et contribuant au calcul du coefficient  $\alpha_1$  (formule III-3).

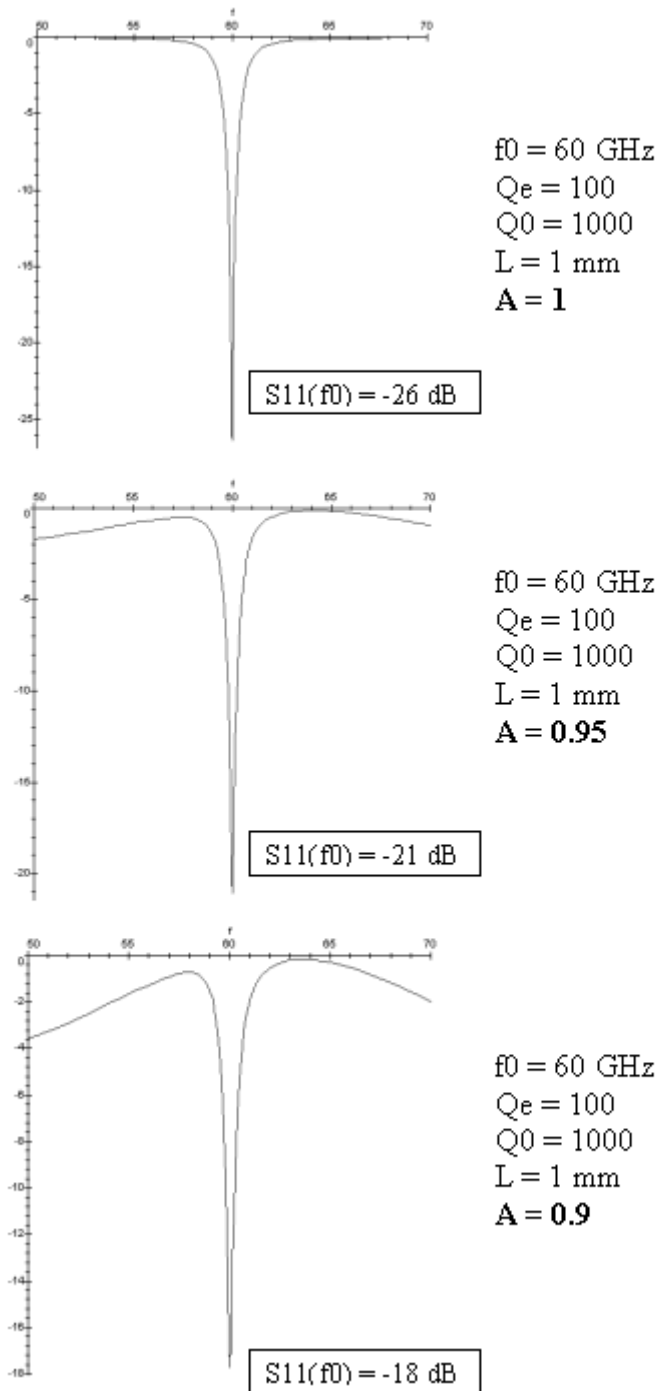
$$\begin{aligned}
 S'_{11} &= \frac{b_1}{a_1} = (1 - A) + \rho A^2 e^{-j2\phi} \left( 1 + \rho (1 - A) e^{-j2\phi} + \rho^2 (1 - A)^2 e^{-j4\phi} + \dots \right) \\
 &= (1 - A) + \rho A^2 e^{-j2\phi} \underbrace{\sum_{m=0}^{+\infty} \left[ \rho (1 - A) e^{-j2\phi} \right]^m}_{\frac{1}{1 - \rho (1 - A) e^{-j2\phi}} \text{ car } \rho (1 - A) < 1}
 \end{aligned} \tag{III-6}$$

Finalement :

$$S'_{11} = (1 - A) + \frac{\rho A^2 e^{-j2\phi}}{1 - \rho (1 - A) e^{j2\phi}} \quad \text{avec} \quad \rho = S_{11} \tag{III-7}$$

Traçons  $|S'_{11}|$  pour différentes valeurs de A (figure III.22). Pour  $S_{11}$  prenons l'expression obtenue dans l'annexe 1 pour un résonateur élémentaire à pertes avec les facteurs de qualité suivants :  $Q_e = 100$ ,  $Q_0 = 1000$ .

$\Phi$  est le déphasage correspondant à un tronçon de guide de longueur 1 mm soit  $172^\circ$  ( $\varphi = \frac{\beta}{\ell}$  et  $\beta \approx 3$  rad/mm à 60 GHz dans le guide en silicium).



**Figure III.22 :** Evolution de coefficient de réflexion pour différentes valeurs de A

Le coefficient de réflexion est modifié. A la fréquence de résonance, il augmente quand le facteur A relatif à la désadaptation des pointes diminue. En calculant le facteur de qualité à vide avec la méthode choisie, une valeur plus basse que la valeur réelle sera donc obtenue.

La méthode appliquée donnera donc une valeur du facteur de qualité à vide des résonateurs un peu pessimiste, à cause de l'erreur de lecture et à cause des pertes par rayonnement dues au mauvais contact des pointes.

### III.3 MESURES APRES LA PREMIERE FABRICATION

#### III.3.1. MESURE DU FACTEUR DE QUALITE A VIDE DE RESONATEURS ELEMENTAIRES

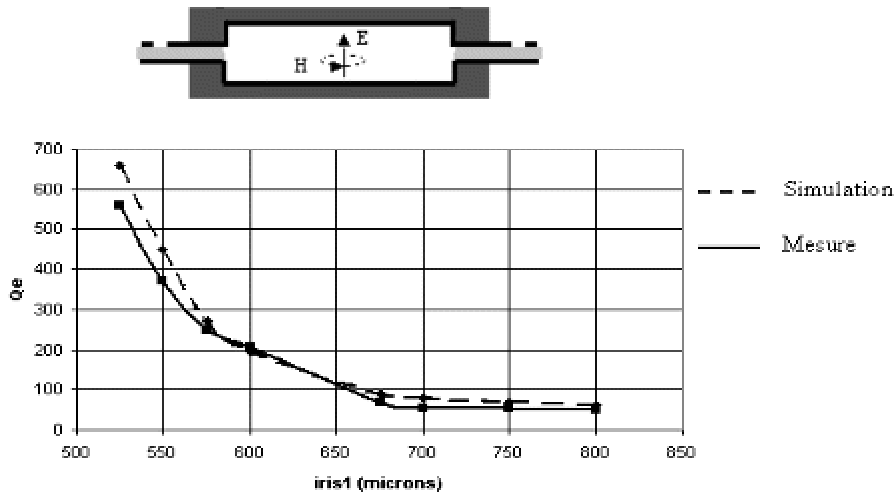
Les circuits ont été mesurés avec un analyseur de réseaux vectoriel HP 8510C muni de multiplexeurs de fréquence V85104A. Une calibration TRL ("Thru Reflect Line") a été utilisée. Le tableau suivant (figure III.23) présente les résultats de mesure des résonateurs élémentaires.

iris (microns)	Qe simulé	Qe mesuré	Q0	f0 (GHz)
525	660	560	265	59,99
550	450	370	430	60,03
575	270	250	500	59,88
600	195	205	440	59,61
675	90	70	1170	59,70
700	80	55	250	59,86
750	70	55	350	60,23
800	60	50	160	60,63

**Figure III.23** : Tableau de mesure des résonateurs élémentaires

La fréquence des premiers résonateurs est très proche de 60 GHz, à quelques dizaines de mégahertz près. La fréquence diminue ensuite quand les dimensions de l'iris augmentent, ce qui est prévisible. Les dimensions des résonateurs n'ont en effet pas été ajustées pour chaque valeur de l'iris.

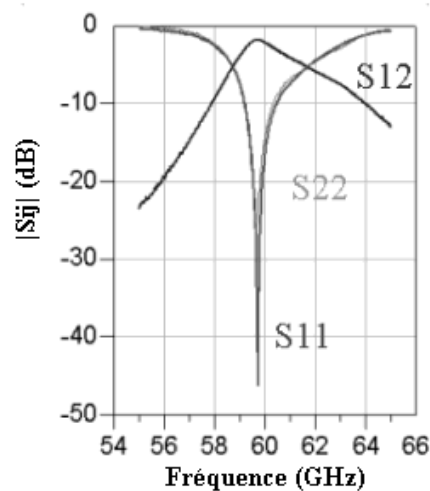
Le couplage extérieur est lié à l'ouverture de l'iris. Le principe du système de couplage que nous proposons (chapitre II, § II.2.3) est donc validé. La figure III.24 représente l'abaque reliant le facteur  $Q_e$  aux dimensions de l'iris 1 obtenu en mesure.



**Figure III.24 :** Abaque  $Q_e = f(\text{iris})$ . Mesure et simulation. Structure testée

La mesure est comparée aux résultats obtenus par simulation électromagnétique. Le couplage extérieur est un peu plus fort que prévu. En effet, les via-trous, lors de cette première fabrication, ont une section circulaire, alors qu'en simulation ils ont été dessinés avec une section carrée.

La figure suivante (figure III.25) est la courbe de mesure qui a permis d'obtenir le meilleur facteur de qualité à vide à savoir  $1170 \pm 15\%$ .



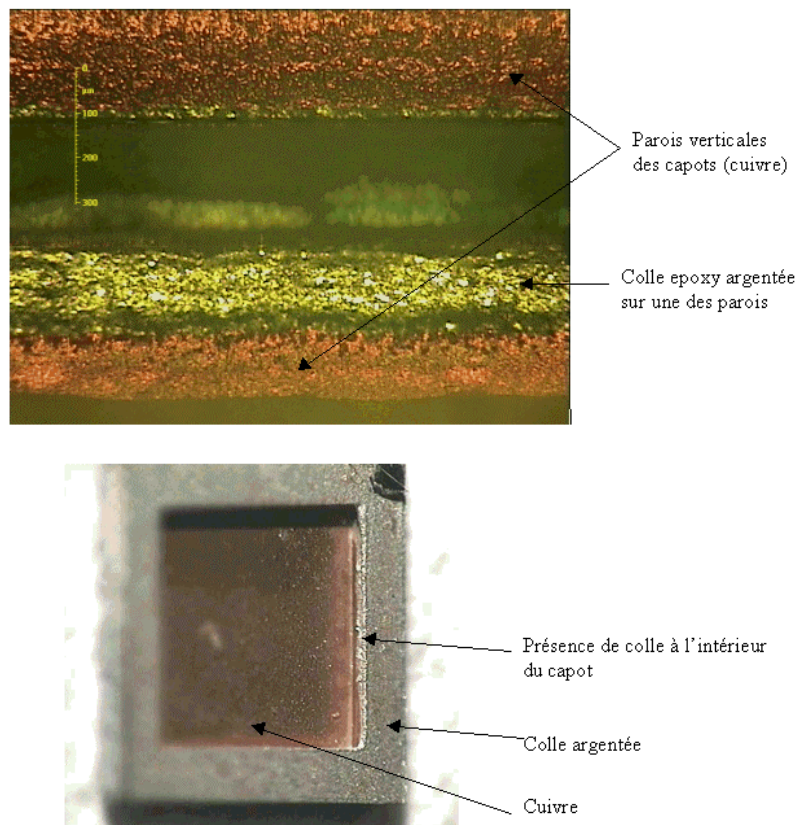
**Figure III.25 :** Mesure d'un résonateur élémentaire

La valeur obtenue en simulation avec une conductivité de  $5,7 \cdot 10^7$  S/m était 1700. L'écart peut s'expliquer tout d'abord par le fait que la valeur de conductivité mesurée (cf. annexe 4),  $4,5 \cdot 10^7$  S/m, est moindre que la valeur idéale. Avec cette valeur de  $4,5 \cdot 10^7$  S/m, le facteur de qualité à vide obtenu en simulation n'est plus que de 1500.

Une explication complémentaire de l'écart entre le facteur de qualité à vide mesuré avec celui obtenu en simulation peut être l'effet, mal connu, de la rugosité ou d'une dégradation due à une réaction du cuivre avec l'air.

Ce facteur de qualité à vide peut être amélioré en augmentant la hauteur de la cavité (cf. annexe 3). Sans reprendre la conception, il est possible d'augmenter sa valeur en utilisant des capots de profondeur plus importante.

En revanche, dans le tableau de mesure, il est surprenant de constater une forte dispersion des valeurs du facteur de qualité à vide  $Q_0$ , très largement supérieure à l'incertitude de sa mesure. Pour tenter d'expliquer cela, une section a été effectuée. La figure III.26 représente la section d'un des résonateurs élémentaires dans un plan perpendiculaire au substrat. La mise au point est faite au niveau des parois des capots.



**Figure III.26 :** Photographies mettant en évidence la présence de colle dans les cavités

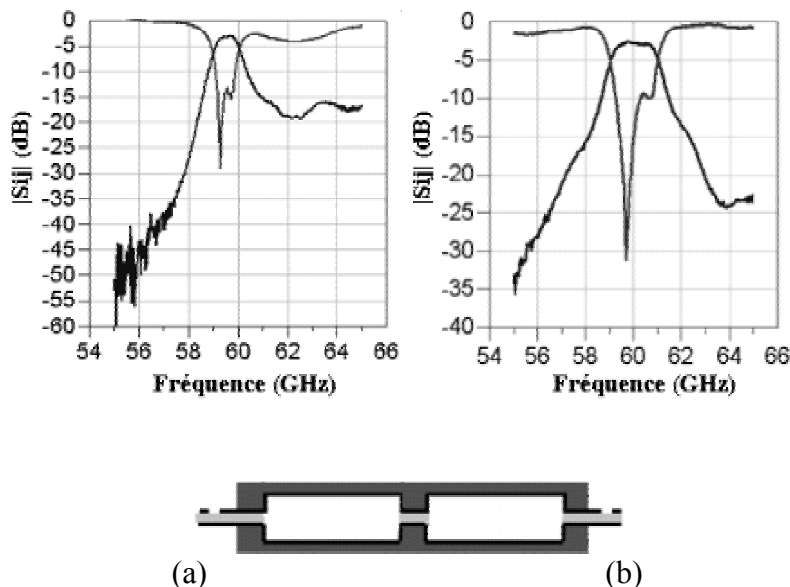
Sur ce circuit, ainsi que sur d'autres, de la colle est visible sur les parois des capots. Du fait de la conductivité de la colle,  $2,5 \cdot 10^5$  S/m, cela semble être une explication suffisante pour justifier de la dispersion des valeurs de  $Q_0$ .

La présence de colle sur les parois s'explique par le fait que lors de cette première fabrication, le trempage proprement dit du capot dans la colle a été effectué de façon manuelle. Il était fréquent que le capot glisse, permettant ainsi à de la colle de rentrer et de se déposer sur certaines parois des capots. Au cours de la seconde fabrication destinée à la réalisation des filtres multipôles elliptiques, la technique de trempage sera modifiée pour éviter ce problème.

### III.3.2. MESURES DE FILTRES DEUX POLES. COMMENTAIRES

Parmi les filtres deux pôles, ceux qui ont été réalisés en vue d'obtenir l'abaque  $k = f(\text{iris}2)$  n'ont pas donné de résultats exploitables. Pour ces circuits, la dimension "iris 1", égale à 250  $\mu\text{m}$ , a été choisie par erreur trop faible. Le couplage extérieur est insuffisant pour obtenir une réponse visible à l'analyseur.

La figure suivante (figure III.27) représente deux résultats de mesure de filtres deux pôles. Le premier (figure III.27(a)) correspond à un objectif de bande passante de 500 MHz, le deuxième (figure III.27(b)) de 700 MHz avec une réflexion dans la bande inférieure à -15 dB, et fréquence centrale de 60 GHz.



**Figure III.27 :** (a) et (b) exemples de résultats de mesure de filtres deux pôles.

Rappel de la structure mesurée

Pour le filtre de la figure III.27(a), la fréquence centrale est trop basse de 500 MHz par rapport à la fréquence objectif, peut être à cause d'un problème de gravure, puisqu'un élargissement de 30  $\mu\text{m}$  peut provoquer un tel décalage. La bande passante est un peu trop

large (700 MHz à comparer à l'objectif 500 MHz), l'adaptation est de 15 dB et les pertes sont de 3,2 dB. La mesure comprend les pertes dues au contact des pointes.

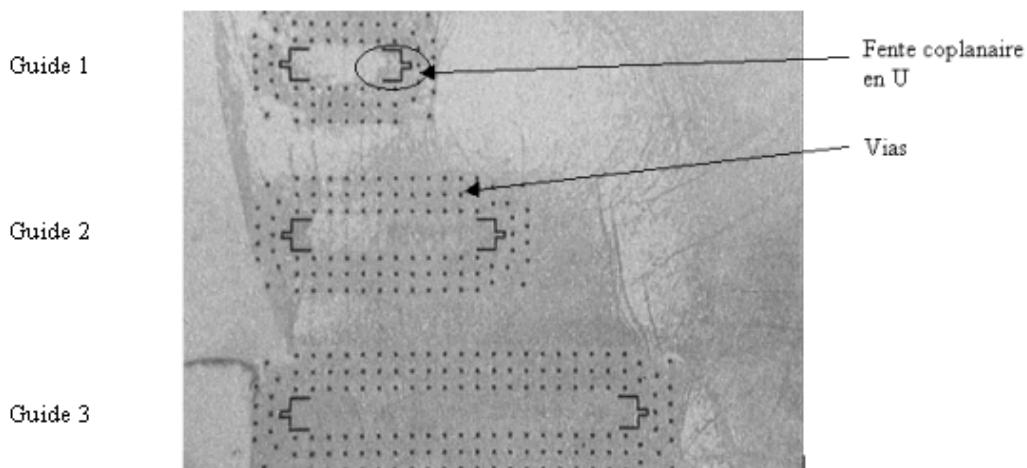
Le deuxième filtre (figure III.27(b)) est très bien ajusté en fréquence. En revanche, sa bande passante est trop large (1,4 GHz à comparer à l'objectif 700 MHz) pour une adaptation de 10 dB et des pertes de 2,6 dB. Un élargissement de bande correspond à une augmentation des couplages. Ceci est cohérent avec la figure III.24 où il avait été observé des couplages plus forts que prévus.

La remontée du paramètre  $S_{21}$  aux hautes fréquences observable sur les deux courbes n'est pas due à un mode de substrat parasite car aucun saut de phase n'a pu être observé. Il peut être dû à la contribution en phase d'un mode supérieur de la cavité.

Ces résultats de mesure sur cette première fabrication, sont dans l'ensemble satisfaisants et encourageants. Différentes caractéristiques des filtres ont été validées telles que les systèmes de couplage entrée / sortie, les iris de couplage entre résonateur, le facteur de qualité à vide des résonateurs, ainsi que le procédé technologique. Dans ces conditions, nous avons pu aborder la conception et la réalisation d'un filtre 4 pôles elliptique.

#### IV. REALISATION EXPERIMENTALE DE FILTRES 4 POLES ELLIPTIQUE

Ainsi, l'objectif de cette dernière réalisation est d'obtenir un filtre quatre pôles elliptique. Sur la plaquette, en plus des filtres, ont été ajoutés des tronçons de guide de différentes longueurs (figure III.28).

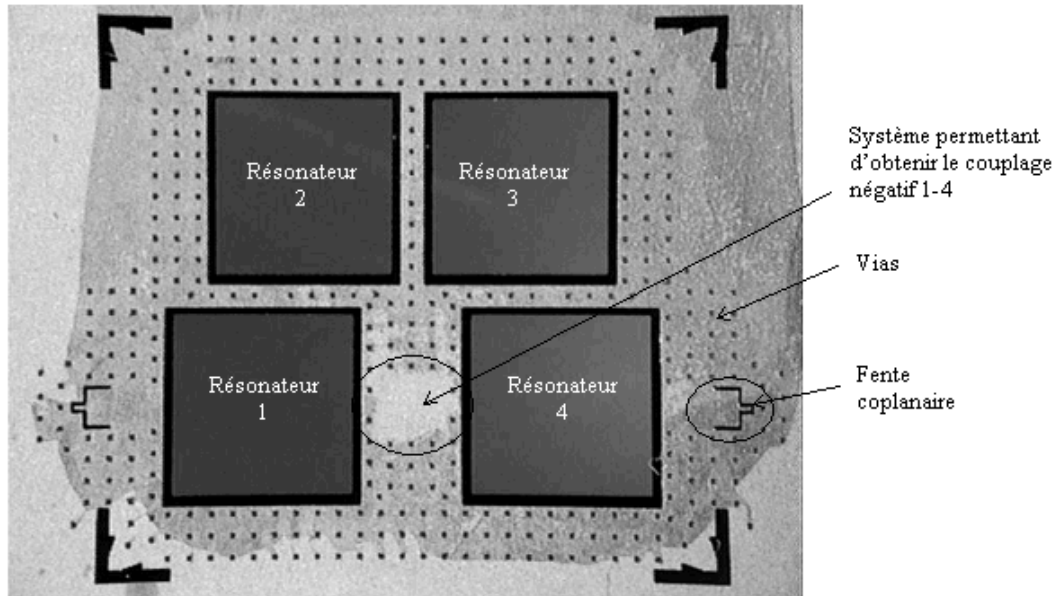


**Figure III.28** : Photographie des guides d'onde en silicium (3 mm, 5 mm, 8 mm)



Leur mesure permettra d'obtenir les pertes linéiques des guides ainsi que les pertes de contact des pointes et ainsi de justifier différentes caractéristiques expérimentales des structures testées.

La photographie suivante (figure III.29) représente une vue de dessus, du substrat intermédiaire d'un filtre quatre pôles.



**Figure III.29** : Photographie du substrat intermédiaire d'un filtre quatre pôles

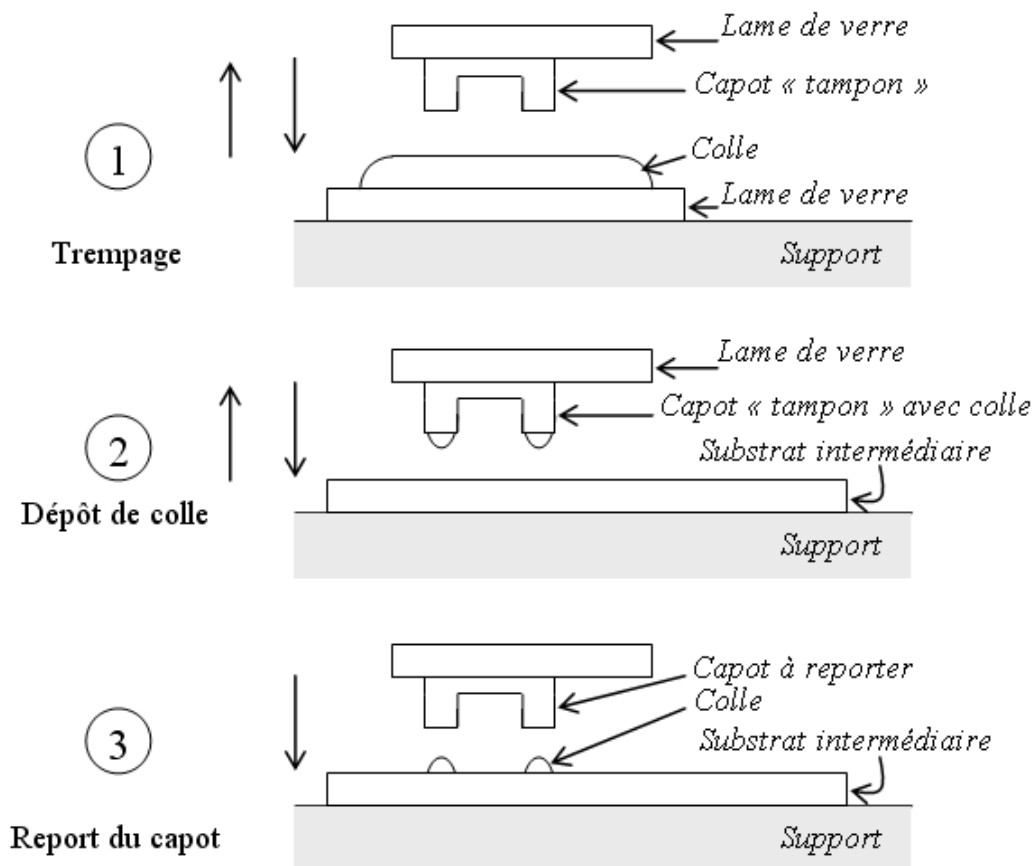
Pour prévenir une surgravure des via-trous apparue lors de la première fabrication, et estimée autour de 5 à 10  $\mu\text{m}$ , plusieurs circuits ont été réalisés avec différents diamètres de via-trous (95  $\mu\text{m}$ , 90  $\mu\text{m}$ , 85  $\mu\text{m}$ , 80  $\mu\text{m}$ ). Le nombre total de circuits est treize.

Par rapport à la première fabrication, le procédé a été modifié :

1. Le cuivre des capots est déposé uniquement par pulvérisation dans le but de limiter la rugosité. L'épaisseur visée est 2 à 3 microns. Un mince dépôt d'or est également effectué (2500  $\text{Å}$ ) pour empêcher toute réaction du cuivre avec l'air.
2. La technique de trempage a été modifiée de manière à tenir compte du problème rencontré lors de la première fabrication, à savoir la remontée de colle dans les capots.

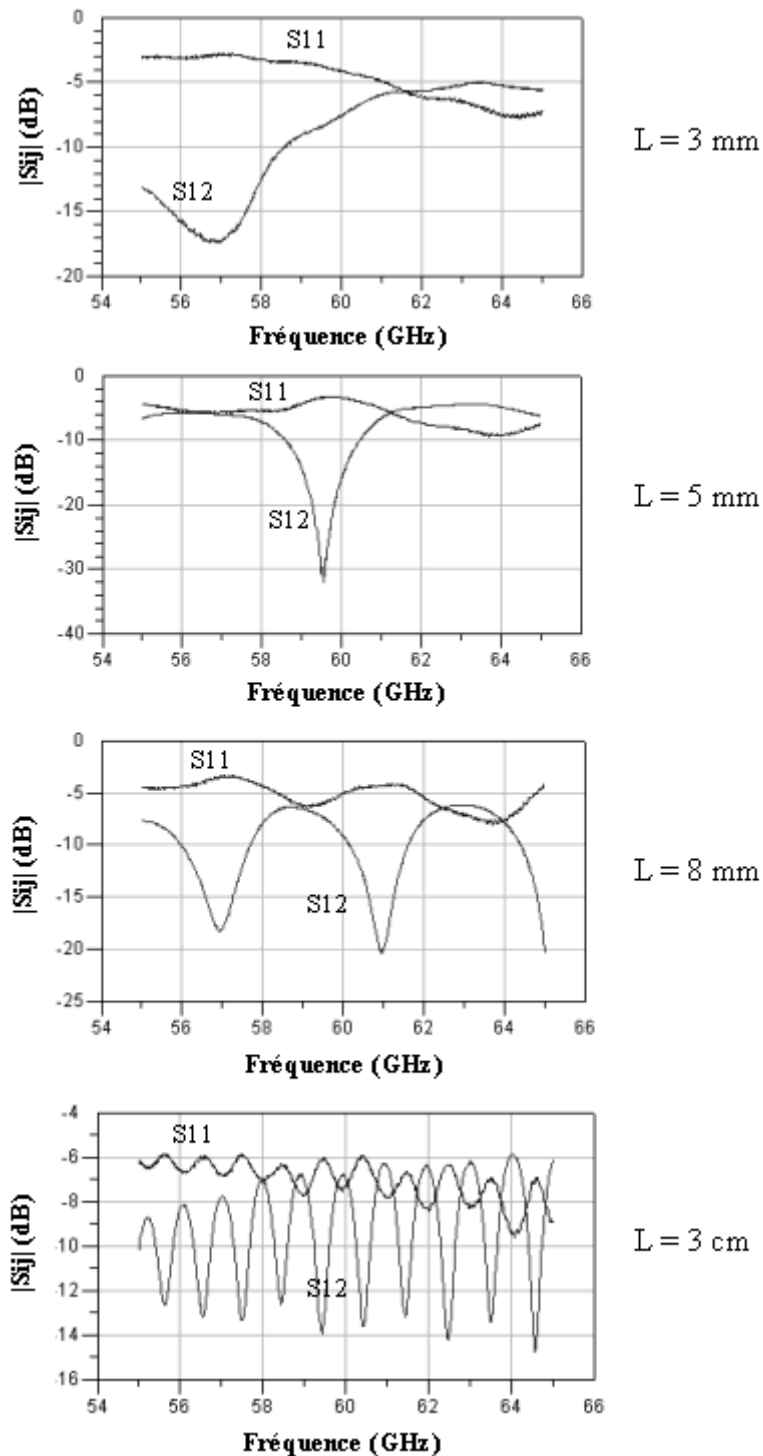
L'un des capots est utilisé comme un "tampon" pour déposer la colle. A cet effet, il est collé sur une lame de verre et est positionné grâce au banc de positionnement.

Une fois la colle déposée sur l'emplacement prévu à cet effet sur le substrat intermédiaire, un capot est reporté grâce au banc de positionnement. En limitant la présence de colle dans la cavité, nous espérons notamment améliorer le facteur de qualité à vide des cavités. Dans le but de limiter les pertes, la hauteur des cavités a été augmentée. Les capots sont réalisés en gravant sur une profondeur de l'ordre de 700  $\mu\text{m}$  des substrats de silicium de 1 mm d'épaisseur. Le facteur de qualité à vide correspondant à cette hauteur est 1900 à 60 GHz pour une conductivité de  $4,5 \cdot 10^7$  S/m (valeur de conductivité mesurée). La figure III.30 représente les étapes de trempage.



**Figure III.30** : Report des capots

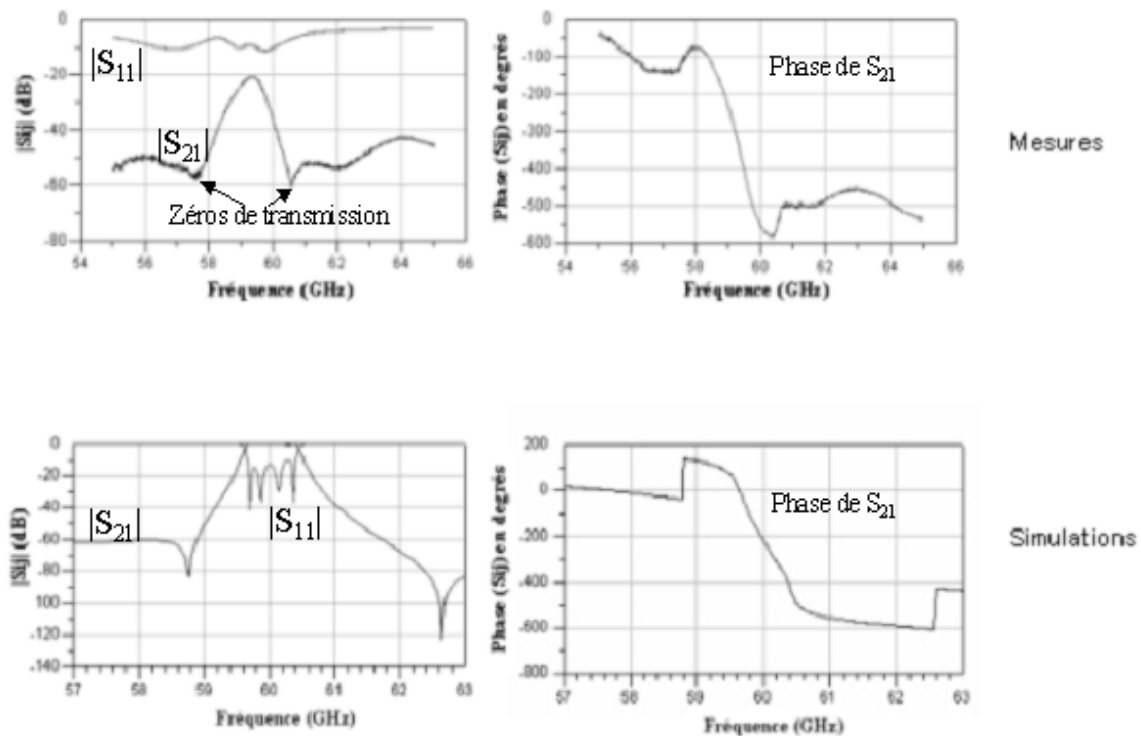
Nous procédons tout d'abord à l'analyse des caractéristiques expérimentales des guides d'ondes. Ces résultats sont donnés figure III.31.



**Figure III.31 :** Paramètres [S] expérimentaux des guides en silicium

En comparant ces mesures et en supposant que les pertes dues au contact des pointes sont identiques pour les différents cas testés, il est possible d'estimer, à adaptation constante autour de 60 GHz, que les pertes linéiques des guides sont de l'ordre de 0,1 dB/mm. Cette valeur est conforme aux résultats de simulation présentés au chapitre II. De plus, nous pouvons déduire de ces mesures que les pertes dues au contact des pointes sont voisines de 1 dB par accès.

Les mesures en module des paramètres [S] sont comparés aux résultats de simulation et décrits sur la figure III.32. Nous procédons maintenant à l'analyse des mesures des filtres elliptiques 4 pôles décrits sur la figure III.29.

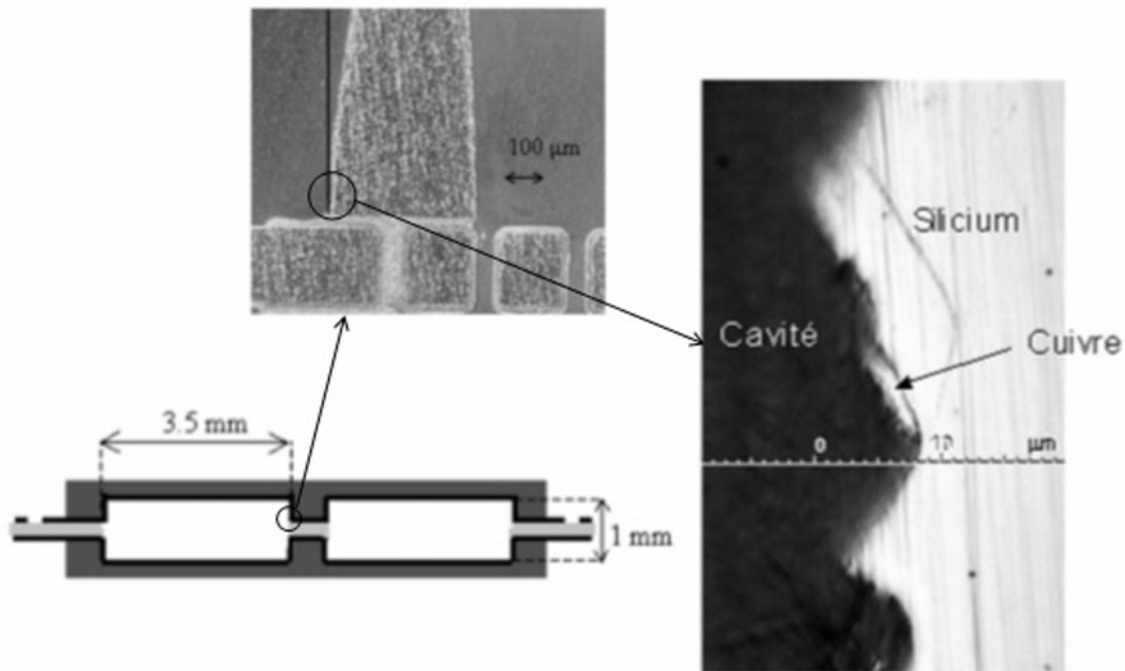


**Figure III.32 :** Paramètres [S] d'un des filtres 4 pôles. Résultats de mesure et de simulation

Le décalage de 500 MHz vers les basses fréquences s'explique par le fait que, au cours de cette fabrication, la gravure du Si était plus longue pour obtenir une hauteur de cavité plus grande. Ainsi, la forme des capots s'est évasée (figure III.33) et le volume global de la cavité est devenu supérieur au volume prévu.

Les zéros de transmission sont bien visibles, ce qui valide le principe du système de couplage négatif dont la conception a été décrite au chapitre II. En revanche, les pertes sont beaucoup plus importantes que prévu. En considérant un facteur de qualité à vide des cavités compris entre 100 et 200, une réponse analogue peut être obtenue en simulation circuit, tout en conservant les couplages extérieurs entrée / sortie et entre cavités identiques aux couplages objectif. Il existe donc très probablement une source de pertes importante au niveau des résonateurs. Celle-ci s'ajoute à celles constatées lors de la mesure des résonateurs élémentaires des deux premières fabrication. L'or ne peut être incriminé puisqu'une mesure de sa conductivité a conduit à une valeur de  $3,2 \cdot 10^7$  S/m.

Nous avons alors cherché à vérifier que l'épaisseur de cuivre était suffisante. Une section d'un filtre quatre pôles a été effectuée dans le plan perpendiculaire au substrat intermédiaire. Les épaisseurs de cuivre obtenues de l'ordre de 2 à 3  $\mu\text{m}$  au fond des capots, et 1 à 2  $\mu\text{m}$  sur les parois, sont conformes à notre objectif. En revanche, la figure III.33 montre que sur une hauteur de quelques dizaines de microns, la présence de cuivre est irrégulière.



**Figure III.33** : Coupe d'un filtre 4 pôles

Ce défaut a été remarqué sur les quatre capots observables sur notre coupe. C'est une hypothèse vraisemblable permettant d'expliquer les pertes importantes obtenues en mesure.

Pour tenter de valider cette explication, des capots massifs purement métalliques, ont été réalisés à l'IRCOM par usinage de laiton. Puis, dans notre laboratoire, ces capots ont été collés sur le substrat intermédiaire avec de la colle conductrice pour former un filtre quatre pôles. Malheureusement, les pertes observées sont encore supérieures à celles obtenues avec les capots micro-usinés. Ce nouvel échec peut s'expliquer cette fois-ci par le fait que nous n'ayons pas pu utiliser le banc de positionnement et par conséquent, la précision du collage n'a pas été optimale. Cette mesure ne permet donc ni de valider, ni d'invalider l'explication retenue.

Le tableau suivant rassemble les test effectués dans le but de trouver une explication aux pertes observées en mesure sur la dernière fabrication.

Test	Objectif	Résultat
Coupe d'un filtre quatre pôles dans le plan perpendiculaire au substrat intermédiaire	Vérifier l'épaisseur du cuivre	Absence de cuivre sur une hauteur de quelques dizaines de microns
Réalisation d'un filtre avec des capots en laiton	Valider l'explication précédente	Mesure inexploitable
Ajout d'un cordon de colle sur un filtre quatre pôles autour des cavités	Vérifier l'absence de pertes par rayonnement dues à un mauvais collage	Aucune amélioration de la réponse
Mesure de résistance à l'ohmmètre entre le substrat intermédiaire et le capot en laiton	Vérifier l'absence d'un dépôt isolant empêchant la continuité du blindage entre le capot et la métallisation du substrat	Le cuivre des capots et celui du substrat intermédiaire sont bien au même potentiel
Découpe d'un circuit et étalement de colle conductrice sur la tranche du silicium	Vérifier l'absence de fuite dans le substrat intermédiaire	Pas d'évolution de la réponse

La présence très irrégulière de cuivre sur une hauteur de quelques dizaines de microns reste l'hypothèse la plus vraisemblable pour expliquer les pertes observées lors des mesures des filtres quatre pôles.

Malheureusement, par manque de temps et suite aux différentes contraintes imposées par la restructuration de Thales TRT, il ne nous a pas été permis de procéder à une nouvelle fabrication.

## V. CONCLUSION

Les premières réalisations expérimentales ont permis de valider le principe de filtrage à 60 GHz proposé dans ce manuscrit : l'accord en fréquence est bon, à condition de ne pas graver trop profondément les capots (ne pas dépasser 400  $\mu\text{m}$  pour le procédé RIE utilisé), les systèmes de couplage extérieur, et inter-résonateurs ont été validés. Le facteur de qualité à vide obtenu expérimentalement est supérieur à 1000. L'écart entre cette valeur et la valeur obtenue en simulation (1700) peut être expliqué par la qualité du cuivre (sa conductivité est de  $4,5 \cdot 10^7$  S/m), par sa rugosité et par une dégradation de sa conductivité en surface causée par une réaction chimique avec l'air.

Des filtres deux pôles à 1 et 2 % de bande passante ont été réalisés avec succès. Les résultats obtenus sont satisfaisants et encourageants.

La réalisation de filtres elliptiques quatre pôles, si elle a permis de valider le système de couplage négatif, ne présente pas une réponse satisfaisante du fait de la présence de pertes importantes, peut être dues à l'absence de cuivre à l'intérieur des capots sur une hauteur de quelques dizaines de microns.

Néanmoins, la plupart des mesures présentées dans ce chapitre nous permettent de valider la structure de filtrage et le procédé de réalisation décrits dans ce manuscrit.





# **CONCLUSION**

## **GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce manuscrit résulte d'une collaboration entre l'IRCOM et TRT France. L'IRCOM a fourni les moyens de simulation électromagnétique, de synthèse et d'optimisation électromagnétique de filtres multipôles. TRT France a contribué à ce travail par son financement, la mise à disposition de sa technologie et de ses moyens de fabrication en salles blanches. Il a été consacré à la synthèse et à la réalisation en technologie silicium, de filtres passe bande multipôles à 2 et 4 pôles elliptiques, autour de 60 GHz.

L'objectif de ce travail a été de développer, en technologie silicium, des solutions de filtrage passe bande à encombrement réduit et à forte sélectivité (1 à 2 %) présentant de très faibles pertes d'insertion ( $< 1$  dB). Ces contraintes imposent notamment la conception d'éléments résonants à facteur de qualité à vide élevé ( $> 1000$ ) et la synthèse de fonctions de filtrage à 2 et 4 pôles elliptiques.

Au cours du chapitre I, nous avons notamment procédé à une étude bibliographique qui nous a permis de comparer différentes solutions de filtrage développées autour de 60 GHz. Compte tenu des contraintes d'encombrement et électriques, il nous est apparu que la solution de filtrage quasi plane semblait la mieux adaptée à nos besoins.

Les structures présentées et optimisées dans le chapitre II, sont ainsi basées sur le principe des cavités résonantes couplées. Les cavités sont réalisées en reportant de part et d'autre d'un substrat intermédiaire en silicium haute résistivité ( $250 \mu\text{m}$ ) préalablement micro-usiné, deux capots métallisés réalisés en silicium basse résistivité ( $400 \mu\text{m}$ ). Des via-trous réalisés dans le substrat intermédiaire permettent d'assurer le contact de masse entre les capots et ainsi de blinder la structure. Les filtres sont excités par un guide d'onde en silicium réalisé par des via-trous métallisés constituant ainsi un système de couplage entrée / sortie original. Enfin, lors de la conception du filtre 4 pôles, l'insertion entre deux résonateurs d'un tronçon de guide de dimension judicieusement choisie permet d'obtenir un couplage négatif, rendant ainsi possible l'obtention d'une réponse de filtrage elliptique.

Deux runs de fabrication, décrits au chapitre III, ont permis de mesurer différentes structures de test. Ainsi, les résultats de mesure de la première fabrication ont été très encourageants. Le procédé de fabrication et le principe général ont été validés. La fréquence de résonance obtenue est proche de la fréquence visée et le facteur de qualité à vide

---

expérimental est supérieur à 1000. Des réponses satisfaisant les objectifs de filtrage de filtres deux pôles à 1 et 2 % de bande passante relative ont été obtenues.

Les résultats de mesure du second run de fabrication sont plus contrastés. Un filtre 4 pôles destiné à être reporté par l'intermédiaire de billes fusibles sur un substrat d'accueil et dont la surface occupée est de l'ordre de 1 cm x 1 cm, a été conçu et réalisé. Sa mesure a permis notamment, de valider un système de couplage négatif par guide. En revanche, les pertes d'insertion sont beaucoup plus importantes que prévu. La cause de ces pertes est encore actuellement délicate à expliquer. Une absence ponctuelle de métallisation a pu être observée au niveau des capots, ce qui pourrait les justifier.

Pour conclure, en comparant la solution de filtrage proposée à différentes structures décrites dans la littérature, plusieurs particularités peuvent être relevées : un système de couplage entrée/sortie original, la possibilité d'obtenir une réponse elliptique et une fréquence de travail élevée égale à 60 GHz. Cette s'appuie sur les progrès des procédés de fabrications appliqués à la réalisation de filtres volumiques à fort coefficient de surtension  $Q_0$ . Ces procédés se basent sur des techniques collectives de lithographie, de micro-usinage de silicium, ... et contribuent notamment à améliorer les performances de dispositifs millimétriques tout en assurant une bonne intégration dans un environnement circuit.

Suite aux premiers résultats établis lors de ce travail, cette voie nous semble promettre des applications industrielles variées et intéressantes.

---

# **BIBLIOGRAPHIE**



---

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **W.H.W. TUTTLEBEE**  
"Cordless Telecommunication Worldwide, the evolution of unlicensed PCS"  
*Springer 1997*
- [2] **S. TABBANE**  
"Réseaux mobiles"  
*Collection Réseaux et Télécommunications*
- [3] [www.fing.org](http://www.fing.org)  
*Portail de l'Innovation*
- [4] [www.guill.net](http://www.guill.net)
- [5] [www.commentcamarche.net](http://www.commentcamarche.net)  
*Réseaux sans fil*
- [6] **P. MOLIN**  
"Les architectures WLAN évoluent pour une portée et un débit accrus"  
*Electronique, n°143, Janvier 2004*
- [7] **J. CROLS, M.S.J. STEYAERT**  
"Low-IF topologies for high-performance analog front-ends of fully integrated receivers"  
*IEEE Transactions on Circuits and Systems-II : Analog and Digital Signal Processing, vol.45, n°3, march 1998*
- [8] **P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU**  
"Composants, dispositifs et circuits actifs en microondes"
-

- 
- [9] **L. ZHEN, P.M. WECOWSKI AND K. WA**  
"New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, n°5, may 1999
- [10] **S.J. PARK, K.VAN GOREKENBERGHE, G.M. REBEIZ**  
"A miniature 2,1 GHz low loss microstrip filter with independent electric and magnetic coupling"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, n°10, october 2004
- [11] **C.S. KIM, S.C. SONG, S.Y. LEE**  
"Fabrication of HTS Hairpin type filter with eht center frequency of 22 GHz"  
*IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol.11, n°1, March 2001
- [12] **J.S. HONY, M.J. LANCASTER, D. JEDAMZIK, R.B. GREED**  
"On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, n°9, september 1999
- [13] **M.C. GOSSELIN**  
"L'ABC de la supraconductivité"  
*L'attracteur*, n°11, hiver 2001
- [14] **B. JARRY**  
"Démarche de conception des circuits analogiques microondes : application à l'étude des filtres actifs"  
*Diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches*, novembre 1994
- [15] **P. BLONDY, A.R. BROWN, D. CROS, G.M. REBEIZ**  
"Low loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems"  
*Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol.3, 7-12 June 1998, pp.1181-1184
-



- 
- [16] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER, J.L. CAZAUX**  
"A surface mountable membrane supported filter"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.13, n°14, december 2003
- [17] **L. ACCATINO, G. BERTIN, M. MONGIARDO**  
"A circular cavity structure for the efficient CAD of dual mode filters"  
*IEEE MTT-S Digest*, p.1459, 1996
- [18] **S. BILA**  
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatique.  
Application aux dispositifs microondes"  
*Thèse de Doctorat, n°17-1999, UER des Sciences, Université de Limoges*
- [19] **D. BARIANT**  
"Méthodologie d'aide à la conception électromagnétique de dispositifs microondes.  
Application au filtrage et au multiplexage de charge utile de satellite"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2002*
- [20] **J.F. LIANG, W.D. BLAIR**  
"High-Q TE<sub>01</sub> mode DR filters for PCS wireless base stations"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.46, n°12, december 1998
- [21] **V. WALKER, I.C. HOUNTER**  
"Design of triple mode TE<sub>018</sub> resonator transmission filters"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.12, n°6, Juin 2002
- [22] **V. POMMIER**  
"Etude de filtres microondes à mode de galerie des résonateurs diélectriques"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, décembre 2000*
- [23] **Y. JI, Y.S. YAO, L. MALEKI**  
"High-Q whispering gallery mode dielectric resonator bandpass filter with microstrip  
line coupling and photonic bandgap mode suppression"  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.10, n°8, august 2000
-

- 
- [24] **Z.E. EREMENKO, Y.F. FILIPOV, S.N. KHARKOVSKY, V.V. KUTUZOV, A.E. KOGUT**  
"Whispering-gallery modes in shielded hemispherical dielectric resonators"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, n°11, november 2002
- [25] **A. MORINI, J. KOZZI**  
"Analysis of compact E-plane diplexers in rectangular waveguide"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.43, n°8, august 1995
- [26] **N. COURIVAUD**  
"Analyse, optimisation et réalisation de dispositifs millimétriques en guides d'ondes"  
*Thèse de Doctorat, n°7-1994, UER des Sciences, Université de Limoges*
- [27] **R. VAHLDIECK**  
"Quasi-planar filters for millimeter wave applications"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.37, n°2, February 1989
- [28] **R. VAHLDIECK, E. OFLI**  
"Millimeter wave filters for low-cost mass-fabrication"  
*Proceedings of APMC 2001, Tai Pei, Taiwan, R.O.C.*
- [29] **J. GALIERE**  
"Conception et réalisation de filtres transversaux à résonateurs diélectriques quasi-planaires en bande Ka pour des applications spatiales"  
*Thèse de Doctorat à l'Université de Limoges, 2002*
- [30] **P. BLONDY, F. BALERAS, D. CROS, C. MASSIT, P. GUILLON, C. ZANCHI, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN**  
"Integrated millimeter-wave silicon micromachined filters"  
European Microwave Conference, Paris 2000
- [31] **L. HARLE, L.P.B. KATEHI**  
"A vertically integrated micromachined filter"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, n°9, september 2002
-

- 
- [32] **B. LENOIR**  
"Application de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires"  
*Thèse de Doctorat à l'Université de Limoges, 2001*
- [33] **V. RASIDIC, Y. QIAN, T. ITOH**  
"Novel 2D photonic bandgap structure for microstrip lines"  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.8, February 1998*
- [34] **T. LOPETEGI, M.A.G. LASO, M.J. ERRO, F. FALIONE, M. SOROLLA**  
"Bandpass filter in microstrip technology using bandgap reflectors"  
*EuMC 99, Munich, October 3-5, 1999, pp.337-340*
- [35] **P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT, P. BLONDY, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. GALIERE, E. ESTEBE**  
"Compact quasi-planar silicon bandpass filters based on metallic periodic structure for Q and V band applications"  
*IEEE Microwave Theory and Technique Symposium, 2004*
- [36] **R. WEIGEL, D.P. MORGAN, J.M. OWENS, A. BALLATO, K.M. LAKIN, K.H. HASHINOTO, C.C.W. RUPPEL**  
"Microwave acoustic materials, devices and applications"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°3, March 2002*
- [37] **M. YLILAMMI, J. ELLA, M. PARTANEN, J. KAITILA**  
"Thin film bulk acoustic wave filter"  
*IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control, vol.49, n°4, april 2002*
- [38] **M. MASSENAT**  
"Multi chip modules d'hier... et de demain"  
*Newton Science, Polytechnica*
- [39] [www.matweb.com](http://www.matweb.com)
-

- 
- [40] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**  
"Narrow bandpass waveguide filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-20, n°4, april 1972*
- [41] **S. VERDEYME**  
"Analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis des caractéristiques des résonateurs diélectriques. Application au filtrage microonde"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, septembre 1989*
- [42] **L. BARATCHART, J. GRIMM, J. LEBLOND, M. OLIVI, F. SEYFERT, F. WIELONSKY**  
"Identification d'un filtre hyperfréquence par approximation dans le domaine complexe"  
*Rapport technique RT-0219, mars 1998*
- [43] **R.J. CAMERON**  
"Advanced coupled matrix synthesis techniques for microwave filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°1, January 2003, pp.1-10*
- [44] **S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, F. SEYFERT, C. BARATCHART, C. ZANCHI, J. SOMBRIN**  
"Simplified design of microwave filters with asymmetric transfer functions"  
33<sup>rd</sup> European Microwave Conference, vol.3, 7-9 october 2003, pp.1357-1360
- [45] **R.J. CAMERON, A.R. HARISH, C.J. RADELIFFE**  
"Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross couplings"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°12, december 2002*
- [46] **M. YU, W.C. TANY, A. MALARKY, V. POKAS, R. CAMERON, Y. WANG**  
"Predistorsion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°12, december 2003*
-

- 
- [47] **J.D. RHODES, R. CAMERON**  
"General Extracted Pole Synthesis Technique with Applications to Low-loss TE<sub>011</sub> mode filters"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-28, n°9, september 1980
- [48] **M. CHATRAS**  
"Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2003*
- [49] **M.J. MOLINO**  
"Equipements circuits imprimés laboratoire HRC"  
*Thomson CSF/LCR, document interne, 12/09/2000*
- [50] **J. HOPKINS, H. ASHRAF, J.K. BHORDWAJ, A.M. HYNES, F. JOHNSTON, J.N. SHEPHARD**  
"The benefits of process parameter ramping during the plasma etching of high aspect ratio silicon structures"  
*Surface Technology Systems Ltd, Imperial Park, Newport, NP1 9UJ, UK, Proceedings of the Materials Research Society Fall Meeting, Boston, Massachusetts, USA, december 1998*
- [51] **D.C. THOMPSON, O. TANTOT, H. JALLAGEAS, G.E. PONCHAK, M.M. TENTZERIS, J. PAPAPOLYMEROU**  
"Characterization of Liquid Cristal Polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30-110 GHz"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°4, april 2004
-



# **ANNEXES**





## Annexe 1

### Mesure du facteur de qualité à vide

Dans la pratique, tous les résonateurs présentent des pertes. Une partie de l'énergie qui pénètre dans le résonateur est dégradée sous forme de chaleur. Les pertes qui nous concernent sont de nature ohmiques et diélectriques.

Les pertes ohmiques apparaissent dans les métaux. Dans le cas d'un résonateur LC, les pertes ohmiques sont dues aux résistances parasites des éléments réactifs.

$P = \frac{1}{2} R \hat{I}^2$  : puissance dissipée par effet Joule dans une résistance R traversée par un courant alternatif d'amplitude  $\hat{I}$ .

Dans le cas d'une cavité résonante, la composante tangentielle du vecteur induction magnétique  $\vec{H}$  provoque l'apparition dans la paroi métallique d'un courant. La résistivité du métal s'oppose à ce courant. De l'énergie est donc dissipée sous forme de chaleur par effet Joule.

$$P = R_s \iint |H_T|^2 dS$$

$H_T$  : composante tangentielle de l'induction magnétique

$R_s = \frac{1}{\sigma \delta}$  : résistance de surface

$\sigma$  : conductivité (S/m)

$\delta$  : épaisseur de peau (m)

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0}}$$

$\mu_0$  : perméabilité du vide

$\omega = 2\pi f$  : pulsation

Les pertes ohmiques évoluent en racine de la fréquence. Les pertes diélectriques apparaissent dans les isolants. Si les molécules constituant ces derniers sont dissymétriques, le barycentre des charges positives n'est pas confondu avec celui des charges négatives. D'où,

l'apparition d'un moment dipolaire. En présence d'un champ électromagnétique, le moment dipolaire tend à s'aligner avec les champs électriques, mais les forces électromagnétiques qui garantissent la cohésion du matériau tendent à s'opposer à ce mouvement. Il s'ensuit un déphasage entre le champ électrique et l'induction électrique. Dans l'expression  $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ ,  $\epsilon$  la permittivité doit donc être considérée comme complexe :  $\epsilon = \epsilon' - j \epsilon''$ .

D'après l'équation de Maxwell :

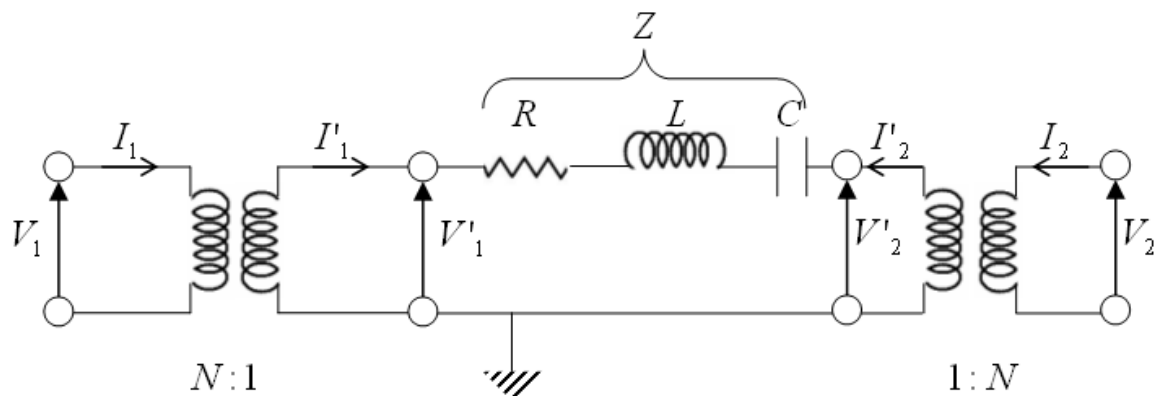
$$\begin{aligned} \vec{\text{rot}} \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{pour un isolant} \\ \vec{\text{rot}} \vec{H} &= j \omega (\epsilon' - j \epsilon'') \vec{E} \quad \text{si } \vec{E} \text{ est sinusoïdal} \\ &= j \omega \epsilon' \vec{E} + \epsilon'' \omega \vec{E} \end{aligned}$$

$\epsilon'' \omega$  est homogène à une conductivité et est donc à l'origine de pertes sous la forme de chaleur.

$$P = \frac{1}{2} \epsilon'' \omega \vec{E}$$

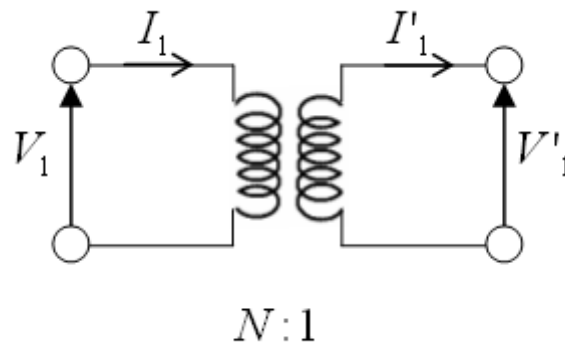
Les pertes diélectriques sont proportionnelles à la fréquence. Elles sont souvent évaluées grâce à la tangente de perte :  $\text{tg} \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ .

Si on modélise ces pertes par une résistance, le résonateur élémentaire devient (figure A.1).



**Figure A.1** : Schéma électrique équivalent d'un résonateur élémentaire avec pertes

Le transformateur idéal (figure A.2) de rapport de transformation  $N$  modélise le système de couplage.



**Figure A.2 :** Transformateur idéal

$$V_1 = NV'_1$$

$$I_1 = \frac{I'_1}{N}$$

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = N' \frac{V'_1}{I'_1} = N^2 Z'_1$$

Le facteur de qualité est un nombre sans dimension qui évalue la pureté d'une résonance. Il est inversement proportionnel aux pertes intrinsèques du résonateur. Sa définition est la suivante :

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{énergie emmagasinée pendant une période}}{\text{énergie dissipée pendant une période}}$$

$$= \omega_0 \frac{\text{énergie emmagasinée pendant une période}}{\text{puissance dissipée}}$$

Le facteur de qualité d'un circuit résonant RLC série est donc :

$$Q_0 = \omega_0 \frac{\frac{1}{2} L I^2}{\frac{1}{2} R I^2} = \frac{L\omega_0}{R}$$

$R$  étant la résistance de pertes du circuit résonant.

Le facteur de qualité externe  $Q_e$  évalue quant à lui le couplage du résonateur avec l'extérieur :

$$Q_e = \frac{L\omega_0}{\text{impédance extérieure ramenée}} = \frac{L\omega_0}{Z_c / N^2} = \frac{N^2 L\omega_0}{Z_c}$$

Il est d'autant plus faible que le couplage est fort. Avant de calculer les paramètres [S] du résonateur élémentaire avec pertes, calculons  $Z$  en faisant intervenir  $Q_0$  :

$$\begin{aligned} Z &= R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} = R \left[ 1 + \frac{j}{R} \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right] \\ &= R \left[ 1 + jQ_0 R \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right] \\ &= R \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{LC\omega\omega_0} \right) \right] \quad \text{avec } \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \end{aligned}$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega_0 \omega} \approx 2 \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

Lorsque  $\omega$  est proche de la résonance et en notant  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ ,  $Z$  devient alors :

$$Z \underset{\omega \rightarrow \omega_0}{\approx} R \left[ 1 + 2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right]$$

Ecrivons la loi des mailles :

$$-V_1 + Z I_1 + V_2 = 0$$

En introduisant le rapport des transformations  $N$ , l'équation devient :

$$-\frac{V_1}{N} + Z N I_1 + \frac{V_2}{N} = 0$$

$$V_2 - V_1 + Z N^2 I_1 = 0$$

En normalisant les courants et les tensions par rapport à l'impédance caractéristique  $Z_0$  :

$$v_1 = \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} \quad ; \quad i_1 = \sqrt{Z_0} I_1 \quad ; \quad v_2 = \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} \quad ; \quad i_2 = \sqrt{Z_0} I_2$$

$$Z_0 (v_2 - v_1) + Z N^2 i_1 = 0$$

$$v_2 - v_1 + z N^2 i_1 = 0 \quad \text{avec} \quad z = \frac{Z}{Z_0} : \text{impédance réduite}$$

Faisons intervenir les ondes entrantes (a) et sortantes (b) :

$$\begin{aligned} v_1 &= a_1 + b_1 & i_1 &= a_1 - b_1 \\ v_2 &= a_2 + b_2 & i_2 &= a_2 - b_2 \\ a_2 + b_2 - (a_1 + b_1) + z N^2 (a_1 - b_1) &= 0 \end{aligned}$$

Pour obtenir les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{12}$ , il faut exprimer  $b_1$  en fonction de  $a_1$  et  $a_2$ . il faut donc rajouter une équation pour exprimer  $b_2$  en fonction des autres paramètres.

$$\begin{aligned} I'_1 &= -I'_2 \\ I_1 &= -I_2 \\ i_1 &= -i_2 \\ a_1 - b_1 &= -(a_2 - b_2) = b_2 - a_2 \end{aligned}$$

$$\text{D'où : } b_2 = a_1 + a_2 - b_1$$

$$\text{et} \quad a_2 + (a_1 + a_2 - b_1) - (a_1 + b_1) + z N^2 (a_1 - b_1) = 0$$

$$\Rightarrow b_1 (2 + z N^2) = a_1 (z N^2) + a_2 (Z)$$

$$\Rightarrow b_1 = \frac{z N^2}{2 + z N^2} a_1 + \frac{2}{2 + z N^2} a_2$$

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{z N^2}{2 + z N^2} \quad \text{et} \quad S_{12} = \frac{2}{2 + z N^2} a_2 \\ &= S_{22} \end{aligned}$$

$$\text{Avec : } z = \frac{Z}{Z_0} = \frac{R}{Z_0} \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$$

En remplaçant  $z$  par son expression,  $S_{11}$  devient :

$$S_{11} = \frac{\frac{R N^2}{Z_0} \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]}{2 + \frac{R N^2}{Z_0} \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]}$$

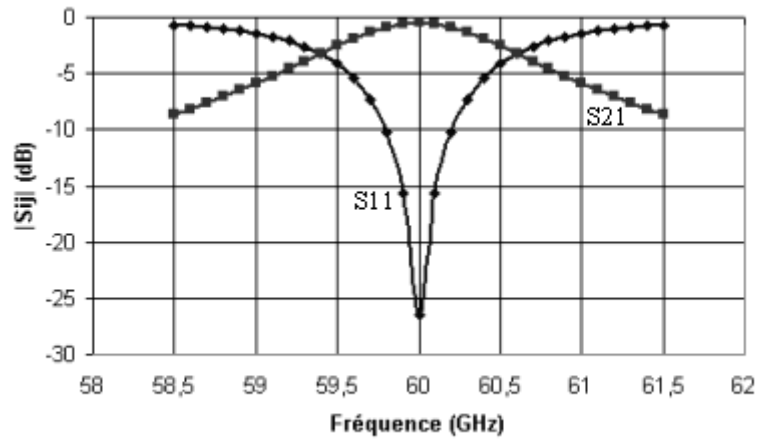
$$\text{Introduisons le coefficient de couplage } \alpha = \frac{Q_0}{Q_e} = \frac{L\omega_0 / R}{L\omega_0 N^2 / Z_0} = \frac{Z_0}{R N^2}.$$

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\frac{1}{\alpha} \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]}{2 + \frac{1}{\alpha} \left[ 1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} \\ &= \frac{1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{1 + 2\alpha + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \end{aligned}$$

De la même manière,

$$S_{12} = \frac{2\alpha}{1 + 2\alpha + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

Traçons les modules des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{12}$  en fonction de la fréquence avec  $f_0 = 60$  GHz,  $Q_0 = 1000$ ,  $Q_e = 100$  (figure A.3).



**Figure A.3 :** Tracé de l'expression analytique des paramètres [S] d'un résonateur élémentaire avec pertes

Il s'agit bien d'une fonction de filtrage passe bande.

$$S_{12}(f_0) = \frac{2\alpha}{1+2\alpha} = \frac{2Q_0}{Q_e + 2Q_0} : \text{transmission à la résonance}$$

Cette valeur vaut l'unité quand  $Q_0$  tend vers l'infini, c'est à dire lorsque le résonateur ne présente pas de pertes. Lorsque le couplage diminue,  $Q_e$  augmente et  $S_{12}(f_0)$  diminue.

Calculons maintenant la longueur de bande à  $-3$  dB. Pour cela, il faut trouver les fréquences telles que :  $|S_{12}| = \frac{|S_{12}(f_0)|}{\sqrt{2}}$ , c'est à dire  $|S_{12}|_{\text{dB}} = |S_{12}(f_0)| - 3\text{dB}$ .

D'après la courbe, ces fréquences sont au nombre de deux. La différence ( $f_2 - f_1$ ) de ces deux fréquences est la bande à  $-3$  dB.

$$|S_{12}| = \frac{|S_{12}(f_0)|}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \frac{2\alpha}{\left|1 + 2\alpha + jQ_0 2 \frac{\Delta f}{f_0}\right|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\alpha}{1 + 2\alpha}$$

$$\Rightarrow \frac{\sqrt{2}\alpha}{\sqrt{(1 + 2\alpha)^2 + 4Q_0^2 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}} = \frac{\alpha}{1 + 2\alpha}$$

$$\Leftrightarrow (1 + 2\alpha) + 4 Q_0^2 \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 = 2 (1 + 2\alpha)^2$$

$$\Leftrightarrow \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 = \frac{(1 + 2\alpha)^2}{4 Q_0^2}$$

$$\Leftrightarrow \frac{\Delta f}{f_0} = \pm \frac{1 + 2\alpha}{2 Q_0}$$

D'où  $f_1 = f_0 - \frac{f_0}{2 Q_0} (1 + 2\alpha)$

et  $f_2 = f_0 + \frac{f_0}{2 Q_0} (1 + 2\alpha)$

$$B_{-3\text{dB}} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_0} (1 + 2\alpha)$$

Si on définit le facteur de qualité en charge  $Q_L$  comme étant le rapport  $Q_L = \frac{f_0}{B_{-3\text{dB}}}$ , la relation précédente peut s'écrire :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} (1 + 2\alpha)$$

D'où les deux relations équivalentes suivantes :

$$Q_0 = Q_L (1 + 2\alpha)$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{2}{Q_e} \quad \text{car} \quad \alpha = \frac{Q_0}{Q_e}$$

La bande passante est donc d'autant plus large que le couplage est fort et que le facteur de qualité à vide est faible.

Pour résumer, un  $Q_0$  faible, c'est à dire des pertes importantes dans le résonateur, à deux effets : la transmission à la résonance n'est plus égale à 0 dB et la bande passante est



élargie. A partir de la réponse d'un résonateur élémentaire, il est possible d'obtenir la valeur du facteur de qualité à vide.

$$Q_0 = Q_e (1 + 2\alpha)$$

$$Q_L = \frac{f_0}{B_{-3\text{dB}}} \text{ se mesure directement}$$

$\alpha$  se calcule à partir de la mesure du coefficient de réflexion à la résonance  $S_{11}(f_0)$ .

En effet :

$$S_{11} + \frac{1 + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{1 + 2\alpha + jQ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$S_{11}(f_0) = \frac{1}{1 + 2\alpha}$$

$$\text{D'où } \alpha = \frac{1 - S_{11}(f_0)}{2S_{11}(f_0)}$$

Il est possible de généraliser cette méthode au cas où les couplages extérieurs ne sont pas symétriques :  $\alpha_1 \neq \alpha_2$ .

$$Q_0 = Q_L (1 + \alpha_1 + \alpha_2) \text{ avec } \alpha_1 = \frac{1 - S_{11}}{S_{11} + S_{12}} \text{ et } \alpha_2 = \frac{1 - S_{22}}{S_{11} + S_{22}}. \text{ Cette méthode est}$$

valable quel que soit le couplage. Mais, plus le couplage est fort ( $\alpha_i$  grand), plus  $S_{ii}$  est faible et donc plus l'incertitude sur  $S_{ii}$  est grande. Pour avoir la plus grande précision sur la valeur de  $Q_0$ , il est préférable de découpler autant que possible le résonateur. A la limite, pour un résonateur très découplé :

$$Q_e \gg Q_0$$

$$\alpha \approx 0$$

$$Q_L \approx Q_0 \approx \frac{f_0}{B_{-3\text{dB}}}$$

## Annexe 2

### Incertitude sur la mesure du facteur de qualité à vide

L'expression utilisée pour calculer le facteur de qualité à vide est la suivante :

$$Q_0 = Q_L (1 + \alpha_1 + \alpha_2) = \frac{f_0}{\Delta f_{-3\text{dB}}} (1 + \alpha_1 + \alpha_2)$$

$f_0$  : fréquence de résonance

$\Delta f_{-3\text{dB}}$  : bande passante à  $-3\text{ dB}$ .  $\Delta f_{-3\text{dB}} = f_2 - f_1$

$\alpha_1, \alpha_2$  : coefficients de couplage

Dans le cas où  $\alpha_1 = \alpha_2$  :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_0}{Q_0} &= \frac{\Delta f_0}{f_0} + \frac{\Delta(f_2 - f_1)}{f_2 - f_1} + 2 \frac{\Delta\alpha}{1 + 2\alpha} \\ &\approx 2 \frac{\Delta\alpha}{1 + 2\alpha} \end{aligned}$$

car l'incertitude sur la lecture de la fréquence est très petite

$$\alpha = \frac{1 - S_{11}}{2 S_{11}}$$

$$\ln \alpha = \ln(1 - S_{11}) - \ln(2 S_{11})$$

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = -\frac{d S_{11}}{1 - S_{11}} - 2 \frac{d S_{11}}{2 S_{11}}$$

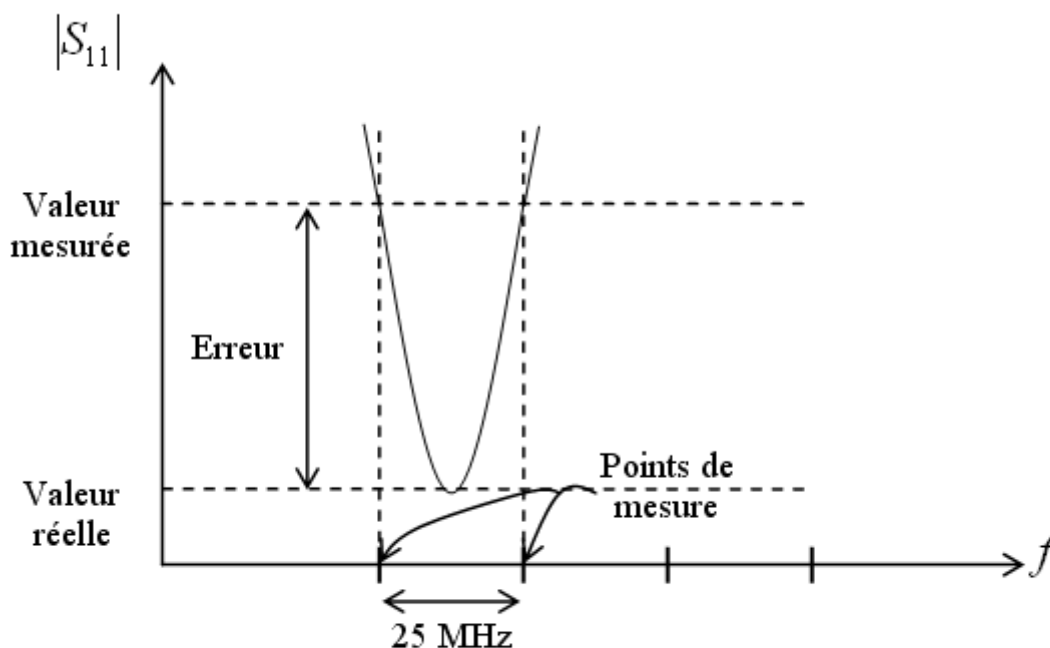
$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{\Delta S_{11}}{1 - S_{11}} + \frac{\Delta S_{11}}{S_{11}}$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_0}{Q_0} &= \frac{2}{1 + 2\alpha} \alpha \left( \frac{\Delta S_{11}}{1 - S_{11}} + \frac{\Delta S_{11}}{S_{11}} \right) \\ &= (1 - S_{11}) \Delta S_{11} \times \frac{1}{S_{11}(1 - S_{11})} = \frac{\Delta S_{11}}{S_{11}} \end{aligned}$$

L'incertitude sur le facteur de qualité à vide est égale à celle associée à la mesure du coefficient de réflexion. Plus le couplage est fort, plus ce coefficient de réflexion est petit et plus l'incertitude est grande.

On peut estimer à partir des résultats de mesure que  $\Delta S_{11} \sim 0,004$ . D'où, par exemple, pour un coefficient de réflexion de  $-30$  dB, une incertitude de 15 % sur la valeur du facteur de qualité à vide.

A cette incertitude, il faut ajouter celle liée à la lecture. Si par exemple, la fréquence de résonance est située entre deux points de mesure (figure A.4);



**Figure A.4 :** Erreur de lecture sur le  $S_{11}$

Dans ce cas là, qui est le pire cas, le paramètre  $S_{11}$  réel est plus petit que le paramètre  $S_{11}$  mesuré, le coefficient de couplage réel est donc plus grand et le facteur de qualité à vide l'est donc aussi. L'erreur ainsi commise est, par exemple pour le circuit qui a donné un  $Q_0 = 1100$ , au maximum de 25 %.

## Annexe 3

## Calcul du facteur de qualité à vide d'une cavité

L'objectif est de calculer l'expression, pour le mode fondamental, du facteur de qualité à vide d'une cavité cylindrique et d'une cavité de base carrée. La figure A.5 représente la cavité étudiée :

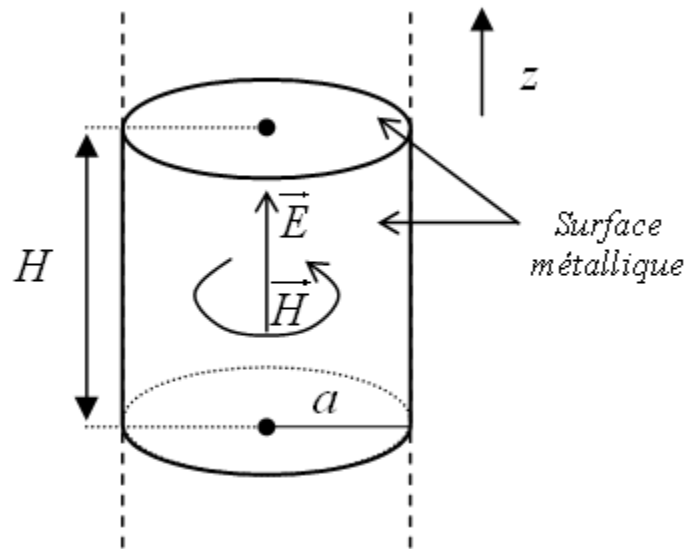


Figure A.5 : Cavité cylindrique

Étudions tout d'abord le guide d'onde de section circulaire orienté selon  $z$ . Equations d'Helmholtz :  $\Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$  avec  $k = \frac{\omega}{v}$ ,  $v = \frac{1}{\mu\epsilon}$  et  $\vec{E} = E(r, \theta)e^{-j\beta z}$ .

En coordonnées cylindriques, le Laplacien s'écrit :

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

L'équation devient :

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \vec{E}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial \theta^2} + k_c^2 \vec{E} = 0 \quad \text{avec} \quad k_c^2 = k^2 - \beta^2$$

En écrivant  $\vec{E}(r, \theta, z) = E(r, \theta)e^{-j\beta z} \vec{z} = R(r) T(\theta)e^{-j\beta z} \vec{z}$  et en prenant en compte la condition aux limites en  $r = a$ , on obtient pour le mode propagatif  $TM_{01}$ , l'expression suivante pour la composante selon  $\vec{z}$  du champ  $\vec{E}$ .

$$E_z = E_0 J_0(k_r) e^{-j\beta z}$$

où  $J_0$  est une fonction de Bessel de première espèce et  $k_c = \frac{2,4}{a}$

On déduit les autres composantes grâce aux équations de Maxwell :

$$\begin{cases} E_r = j \frac{\beta}{k_c} E_0 J_1(k_c r) e^{-j\beta z} \\ E_\theta = 0 \\ H_r = 0 \\ H_\theta = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c} E_0 J_1(k_c r) e^{-j\beta z} \\ H_z = 0 \end{cases}$$

Pour obtenir l'expression du champ dans la cavité, il faut superposer une onde se propageant dans le sens des  $z$  positifs et une onde se propageant dans l'autre sens. En appliquant les conditions aux limites en  $z = 0$  et  $z = H$ , on obtient pour le mode  $TM_{010}$  :

$$\begin{cases} E_r = E_\theta = 0 \\ E_z = 2 E_0 J_0(k_c r) \\ H_r = H_z = 0 \\ H_\theta = j \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 J_1(k_c r) \end{cases}$$

Calculons maintenant le facteur de qualité :

$$Q_0 = \omega \frac{\overline{W}}{P_d}$$

$\overline{W}$  : énergie emmagasinée pendant une période

$P_d$  : puissance dissipée

$$* \overline{W} = W_e + W_m = W_{c\max} = W_{m\max}$$

$$= 2 \times \frac{\mu}{4} \iiint_{\tau} |H|^2 d\tau \quad \text{avec } d\tau = r dr d\theta dz : \text{volume élémentaire}$$

$$= \frac{\mu}{2} \left( \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 \right)^2 2\pi H \int_0^a r J_1^2(k_c r) dr$$

$$* P_d = \frac{R_S}{2} \iint_S |J_S|^2 dS$$

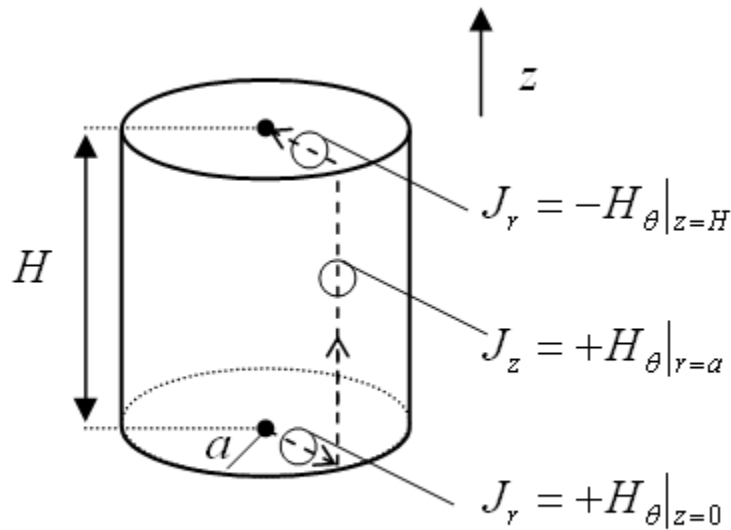
$J_S$  : densité surfacique de courant

$d_S : r d_\theta dz$  : élément surfacique

$$\vec{J}_S = \vec{n} \wedge \vec{H}$$

$\vec{n}$  : normale sortante à la paroi

La figure A.6 représente les courants surfaciques.



**Figure A.6** : Courants surfaciques

$$P_d = \frac{R_S}{2} \left\{ \int_{\theta=0}^{2\pi} \int_{z=0}^H a \left( \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 \right)^2 J_1^2(2,4) d_\theta dz \right. \\ \left. + 2 \times \int_{\theta=0}^{2\pi} \int_0^a r \left( \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 \right)^2 J_1^2\left(\frac{2,4}{a} r\right) d_r d_\theta \right\} \\ = \frac{R_S}{2} \left\{ 2\pi H_a \left( \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 \right)^2 J_1^2(2,4) + 2 \times 2\pi \left( \frac{2\omega\epsilon}{k_c} E_0 \right)^2 \int_0^a r J_1^2(k_c r) d_r \right\}$$

$$D'où : Q_0 = \omega \frac{\frac{\mu}{2} 2\pi H \int_0^a r J_1^2(k_c r) d_r}{\frac{R_S}{2} \left\{ 2\pi H_a J_1^2(2,4) + 2 \times 2\pi \int_0^a r J_1^2(k_c r) d_r \right\}}$$

Calculons :

$$g = \int_0^a r J_1^2(k_c r) dr \quad k_c = \frac{2,4 a}{r}$$

$$X = \frac{2,4 r}{a} \quad d_x = \frac{2,4}{a} dr$$

$$\begin{aligned} g &= \int_0^{2,4} \frac{a}{2,4} \times J_1^2(X) \frac{a}{2,4} d_x = \left(\frac{a}{2,4}\right)^2 \int_0^{2,4} X J_1^2(X) d_x \\ &= \left(\frac{a}{2,4}\right)^2 \left[ \frac{X^2}{2} (J_1^2(X) - J_0(X) J_2(X)) \right]_0^{2,4} \end{aligned}$$

(calcul de l'intégrale grâce à Maple)

$$= \frac{a^2}{2} J_1^2(2,4)$$

D'où :

$$\begin{aligned} Q_0 &= \frac{\omega \mu H}{R_s} \frac{\frac{a^2}{2} J_1^2(2,4)}{H_a J_1^2(2,4) + 2 \frac{a^2}{2} J_1^2(2,4)} \\ &= \frac{\omega \mu H}{R_s} \frac{\frac{a^2}{2}}{H_a + a^2} = \frac{\omega \mu H}{2R_s} \frac{a}{H + a} \end{aligned}$$

$$Q_0 = \frac{\pi f \mu_0}{R_s} \frac{1}{\frac{1}{a} + \frac{1}{H}}$$

Sachant que :

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} \quad \text{et} \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu}}$$

$$Q_0 = \pi f \mu_0 \sigma \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu}} \frac{1}{\frac{1}{H} + \frac{1}{a}}$$

La fréquence de résonance est :

$$f = \frac{2,4 c}{2\pi a} \quad \text{d'où} \quad a = \frac{2,4 c}{2\pi f}$$

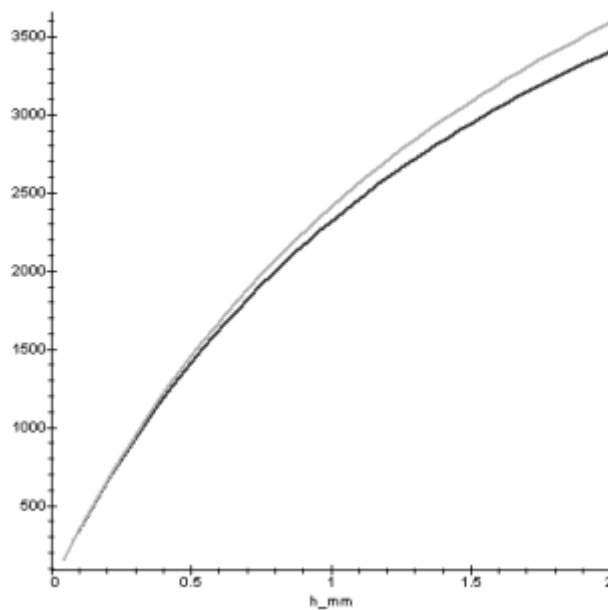
On obtient finalement :

$$Q_0 = \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \frac{1}{\frac{1}{H} + \frac{2\pi f}{2,4 c}}$$

En faisant le même calcul pour une cavité de base carrée de côté  $a$  et de hauteur  $H$ , on obtient :

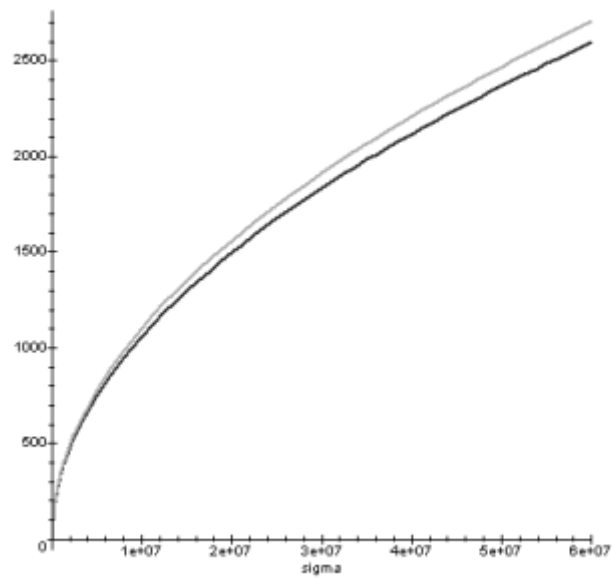
$$Q_0 = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{\pi \sigma}{\epsilon f}} \frac{2,8}{2 + \frac{c}{H\sqrt{2} f}}$$

Traçons pour les deux cas, l'évolution de ce facteur de qualité en fonction de la hauteur de cavité (figure A.7) et en fonction de la conductivité du métal (figure A.8).



**Figure A.7 :** Evolution du facteur de qualité à vide à 60 GHz en fonction de la hauteur de cavité pour  $\sigma = 5,7.10^7$  S/m





**Figure A.8 :** Evolution du facteur de qualité à vide à 60 GHz en fonction de la conductivité du métal pour  $H = 1,15$  mm

## Annexe 4

### Mesure de la conductivité du cuivre à partir des lignes continues dessinées sur la première plaquette fabriquée

La conductivité du cuivre a été obtenue par une mesure quatre pointes de lignes continues dessinées sur les premières plaquettes. Cette mesure nous fournit une valeur de résistance qui permet à partir des dimensions géométriques de la ligne (longueur L, largeur X, épaisseur T), de remonter à la conductivité par la relation :

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{L}{TW} \Rightarrow \sigma = \frac{L}{RTW}$$

$$R = 30 \text{ m}\Omega \pm 0,5 \text{ m}\Omega$$

$$T = 8 \text{ }\mu\text{m} \pm 1 \text{ }\mu\text{m}$$

$$W = 465 \text{ }\mu\text{m} \pm 5 \text{ }\mu\text{m}$$

$$L = 4,97 \text{ mm} \pm 5 \text{ }\mu\text{m}$$

D'où  $\sigma = 4,4.10^7 \text{ S/m} \pm 0,7.10^7 \text{ S/m}$  (à comparer à la valeur nominale  $5,7.10^7 \text{ S/m}$ ).

L'incertitude est donnée par l'expression :

$$\Delta\sigma = \sigma \left( \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta R}{R} \right)$$

L'incertitude sur les mesures des dimensions géométriques provient de la mesure en elle même et de la dispersion technologique.

---

# **Conception, réalisation et test de filtres millimétriques volumiques micro-usinés**

## **Design, fabrication and characterization of micromachined volumic filters in the millimeter-wave range**

Les filtres volumiques présentent une très bonne sélectivité. En revanche, leur intégration au reste du circuit est problématique. L'utilisation du micro-usinage du silicium permet d'imaginer des structures volumiques plus facilement intégrables. Le principe de filtrage décrit dans ce manuscrit appartient à cette catégorie et présente les particularités suivantes : une fréquence de travail élevée (60 GHz), un système d'excitation original et la possibilité de réaliser une fonction elliptique pour améliorer la sélectivité. La conception est rendue possible grâce à l'utilisation d'un logiciel de simulation électromagnétique développé par l'IRCOM et basé sur la méthode des éléments finis. Les réalisations ont été effectuées dans les salles blanches de THALES. Un facteur de qualité à vide supérieur à 1000 est obtenu expérimentalement. Les mesures de filtres multi-pôles permettent de valider les systèmes de couplage et confirment la possibilité d'obtenir une réponse elliptique.

Volumic filters are very selective but their integration to the rest of the circuit is still a difficulty. Silicon micromachining authorizes the design of new structures that can be more easily integrated. The solution described in this manuscript belongs to this new category of filters and presents the following characteristics: a high resonant frequency (60 GHz), a new feeding structure and the possibility to obtain an elliptic filtering response to improve the selectivity. For the design, a 3D finite element method (FEM) software is used, which was implemented by IRCOM. The fabrications have been made in the clean rooms of THALES and an experimental unloaded quality factor greater than 1000 has been achieved. Measurements of two-pole and four-pole filters validate the coupling systems and prove the possibility to obtain an elliptic response.