

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCE TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département MINACOM

Année 2007

Thèse n°26-2007

**Thèse**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et  
Optoélectronique**

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

*Stanis COURREGES*

Le 6 septembre 2007

*Les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs  
appliqués à la conception de dispositifs microondes*

*Thèse dirigée par Valérie MADRANGEAS et Dominique CROS*

Jury :

<b>Gérard TANNE</b>	Professeur au LEST, Brest	Président Rapporteur
<b>Valérie VIGNERAS</b>	Professeur à l'ENSCP, Bordeaux	Rapporteur
<b>Christophe LAPORTE</b>	Ingénieur au CNES, Toulouse	Examineur
<b>Michel MAIGNAN</b>	Ingénieur à Thalès Alenia Space, Toulouse	Examineur
<b>Christine ZANCHI</b>	Ingénieur au CNES, Toulouse	Examineur
<b>Pierre MONTEIL</b>	Ingénieur à Chelton Telecom & Microwave, Gradignan	Examineur
<b>Dominique CROS</b>	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM-UMR 6172	Examineur
<b>Valérie MADRANGEAS</b>	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM-UMR 6172	Examineur
<b>Pierre BLONDY</b>	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM-UMR 6172	Invité



# **Introduction générale**



# Introduction générale

L'explosion des communications mobiles a conduit à imposer des critères de plus en plus sévères à toutes les fonctions de l'électronique et notamment à celles qui assurent le filtrage des signaux. En effet, elles doivent satisfaire à un certain nombre de contraintes fortes tant au niveau électrique (bande passante, sélectivité, pertes d'insertion, temps de propagation de groupe, montée en fréquence) qu'au niveau du coût et de l'encombrement.

Dans le cadre des travaux de recherche présentés dans ce document, nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux problèmes de duplication et de réglage de filtres supraconducteurs d'IMUX en bande C et au développement de dispositifs reconfigurables en fréquence utilisant des couches minces ferroélectriques.

L'emploi de matériaux supraconducteurs à haute température critique pour réaliser des banques de filtres pour les systèmes du futur intégrant un nombre de canaux très important, permet, simultanément de réduire la masse et le volume des dispositifs et d'atteindre des performances de très grande qualité non accessibles par d'autres technologies. L'étude réalisée par J.F. Seaux au cours de sa thèse concernant un filtre planaire d'IMUX quasi-elliptique huit pôles avec des temps de propagation de groupe autocorrigés a permis de confirmer l'intérêt de la supraconductivité pour ce type d'application. Cependant, les premiers résultats obtenus très encourageants font apparaître des décalages fréquentiels par rapport au gabarit fixé. Pour pouvoir prétendre à une production en masse de cette catégorie de filtre il est souhaitable de supprimer ou tout du moins de limiter les réglages. Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés à sa duplication à d'autres fréquences.

Dans le cas de systèmes multibandes, l'utilisation de plusieurs filtres dédiés à chaque bande de fréquence est à proscrire pour des problèmes de poids, d'encombrement et de coût. Pour résoudre cette difficulté, des filtres reconfigurables en fréquence peuvent être utilisés à condition de contrôler la bande passante sur la plage d'accord de la fréquence centrale. Les solutions pour procurer de l'agilité à ces dispositifs passifs sont nombreux : utilisation de diodes PIN, de varactors, de transistors, de MEMS ou de matériaux agiles (ferromagnétique, cristaux liquides, ferroélectriques...). Chacun de ces moyens présente des avantages et des inconvénients notamment en terme de pertes, temps de réponse... Le choix doit alors être effectué en fonction de l'application visée. Les matériaux ferroélectriques que nous avons

choisis d'étudier présentent par exemple des taux d'agilité importants, de faible temps de réponse et des commandes électriques facilement intégrables. Par contre, leur principal défaut provient de leurs pertes élevées.

Après une présentation succincte des différentes technologies utilisées pour réaliser les fonctions de filtrage, une étude bibliographique concernant les méthodes de réglage et les dispositifs agiles en fréquence est réalisée dans le premier chapitre. Les deux autres parties du manuscrit traitent de deux cas particuliers de réglage et de reconfiguration fréquentiels.

Le second chapitre aborde la duplication de filtres planaires supraconducteurs à très faibles pertes d'une chaîne de réception-émission d'un satellite de communications à différentes fréquences tout en répondant au plus près au gabarit fixé sans réglage post fabrication. Cette étude fait suite à un projet de recherche CNES-Thalès Alénia Space de Toulouse dont l'objectif premier était la synthèse, la conception et le test de filtres supraconducteurs de canaux d'entrée. Ce chapitre propose d'étudier les principales causes des écarts en fréquence pour développer une nouvelle méthode d'ajustement des fréquences centrales des filtres supraconducteurs sans réglage externe. Une possibilité supplémentaire de réglage fréquentiel « fin » est finalement exposée pour respecter complètement les gabarits souhaités.

Dans le dernier chapitre, la conception de dispositifs agiles en fréquence utilisant des couches minces ferroélectriques est traitée. En effet, les variations de la permittivité des matériaux ferroélectriques sous l'action d'un champ électrique appliqué, permettent de modifier la fréquence centrale et/ou la bande passante des filtres dans lesquels ils sont intégrés. Avant la réalisation de circuits, il est essentiel de pouvoir les simuler et ainsi les optimiser. Pour cela, il est nécessaire, d'une part, de connaître leurs propriétés électriques en fonction de la tension appliquée et d'autre part de disposer d'un logiciel permettant de prendre en compte ces caractéristiques. Des outils d'analyses et de caractérisation électromagnétiques de structures planaires intégrant des couches minces ferroélectriques ont donc été développés.







# *Chapitre 1 :*

*De la fonction de filtrage aux méthodes de réglage et à  
la reconfiguration fréquentielle des filtres microondes*



<b>Chapitre 1 :</b> .....	<b>7</b>
I.1. Définitions.....	13
I.2. Les filtres volumiques.....	13
I.3. Les filtres planaires et quasi-planaires .....	15
I.3.1. Les filtres planaires classiques.....	15
I.3.1.1. Les filtres microruban .....	15
I.3.1.2. Les filtres coplanaires .....	16
I.3.1.3. Les filtres LTCC .....	16
I.3.2. Les filtres planaires améliorés .....	17
I.3.2.1. Les filtres sur substrats suspendus .....	17
I.3.2.2. Les filtres micro-usinés.....	18
I.3.2.3. Les filtres supraconducteurs .....	18
I.4. De la recherche à l'industrialisation .....	19
<b>II. Méthodes de réglage des filtres passifs microondes .....</b>	<b>20</b>
II.1. Réglages des filtres volumiques .....	20
II.2. Réglages des filtres supraconducteurs planaires .....	22
II.2.1. Vis de réglage .....	23
II.2.1.1. Modification des topologies des résonateurs et des filtres pour obtenir le gabarit souhaité .....	24
II.2.1.2. Modification des formes des résonateurs pour diminuer l'influence de l'épaisseur du substrat .....	28
II.2.2. Action sur les lignes constituant les résonateurs .....	31
II.2.2.1. Elaboration de trous dans les lignes constituant les résonateurs par ablation laser .....	31
II.2.2.2. Ajustement manuel des résonateurs .....	33
II.2.3. Dépôts de couches diélectriques.....	34
II.3. Conclusion sur le réglage des filtres.....	36
<b>III. Les filtres agiles en fréquence.....</b>	<b>39</b>
III.1. Les filtres volumiques agiles.....	39
III.2. Les filtres planaires reconfigurables en fréquence.....	42
III.2.1. Les filtres planaires reconfigurables utilisant des éléments actifs .....	42
III.2.2. Les filtres planaires reconfigurables à base de MEMS .....	42
III.2.3. Les filtres planaires reconfigurables intégrant des matériaux ferroélectriques .....	46
III.2.3.1. Les structures utilisant des capacités ferroélectriques discrètes.....	46
III.2.3.2. Les configurations multicouches.....	49
III.3. Conclusion sur la reconfiguration des filtres.....	50

## Liste des figures

Figure I-1 :	Filtres à cavités cylindriques et rectangulaires .....	14
Figure I-2 :	Filtre à guides d'ondes.....	14
Figure I-3 :	Filtre à résonateurs diélectriques .....	14
Figure I-4 :	Vue en coupe d'une ligne microruban.....	15
Figure I-5 :	Vue en coupe d'une ligne coplanaire .....	16
Figure I-6 :	Exemple de module LTCC microondes .....	17
Figure I-7 :	Technologie suspendue .....	17
Figure I-8 :	Schéma du filtre silicium sur membrane suspendue .....	18
Figure I-9 :	Cavité utilisant des inserts métalliques circulaires .....	21
Figure I-10 :	Filtre 4 pôles couplé par iris circulaires .....	21
Figure I-11 :	Réponses théoriques et expérimentales du filtre couplé par iris circulaires (Figure I-10) .....	21
Figure I-12 :	Filtre 4 pôles couplé et réglé par rainures .....	22
Figure I-13 :	Capot supérieur de blindage contenant les vis de saphir.....	23
Figure I-14 :	Filtre supraconducteur 8 pôles quasi-elliptique.....	24
Figure I-15 :	Réponses en transmission et en réflexion simulées et mesurées du filtre supraconducteur 8 pôles .....	25
Figure I-16 :	Filtre supraconducteur 10 pôles dans son boîtier et le capot supérieur de blindage percé pour le positionnement des vis de saphir .....	26
Figure I-17 :	Diagramme du filtre supraconducteur 10 pôles.....	26
Figure I-18 :	Filtre 8 pôles quasi-elliptique présentant des réponses S non symétriques.....	27
Figure I-19 :	Topologies des deux filtres 6 pôles simulés .....	27
Figure I-20 :	Filtre 4 pôles quasi-elliptique constitué de résonateurs utilisant des capacités interdigitées .....	28
Figure I-21 :	Résonateur en boucle ouverte.....	29
Figure I-22 :	Filtre quasi-elliptique 4 pôles .....	29
Figure I-23 :	Filtre supraconducteur coplanaire 4 pôles.....	30
Figure I-24 :	Réponses fréquentielles du filtre supraconducteur coplanaire .....	30
Figure I-25 :	Schéma du système de réglage de filtre supraconducteur par impact laser.....	31
Figure I-26 :	Trous par impact laser dans la ligne supraconductrice de YBCO.....	32
Figure I-27 :	Réponses fréquentielles optimisées et expérimentales après réglage.....	32
Figure I-28 :	Résonateur spiral supraconducteur comportant une capacité variable.....	33
Figure I-29 :	Réponses en réflexion expérimentales avant et après réglage avec la réponse optimisée numériquement .....	34
Figure I-30 :	Filtre supraconducteur 16 pôles réglé par dépôt de films diélectriques .....	34
Figure I-31 :	Mesure de la fréquence de résonance d'un résonateur .....	35
Figure I-32 :	Réponses expérimentales du filtre supraconducteur réglé .....	35
Figure I-33 :	Cavité métallique à résonateur diélectrique accordable et le filtre agile 3 pôles.....	40
Figure I-34 :	Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre 3 pôles à différents états de réglage.....	40
Figure I-35 :	Schéma du filtre à membranes déformables.....	41
Figure I-36 :	Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre à membranes déformables à différents états de réglage .....	41
Figure I-37 :	Filtre 3 pôles à base d'interrupteurs MEMS capacitifs .....	43
Figure I-38 :	Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre à interrupteurs MEMS capacitifs à différents états de réglage .....	43
Figure I-39 :	Topologie du filtre 3 pôles à inductances variables MEMS.....	44

Figure I-40 : Interrupteur MEMS capacitif .....	44
Figure I-41 : Réponses expérimentales et simulées du filtre .....	45
Figure I-42 : Bandes passantes du filtre pour différentes valeurs de tension de polarisation	45
Figure I-43 : Filtre microruban 2 pôles à base de capacités ferroélectriques .....	47
Figure I-44 : Réponses en transmission expérimentales du filtre accordable à base de capacités variables ferroélectriques .....	47
Figure I-45 : Filtre 2 pôles à base de capacités ferroélectriques et de cantilevers MEMS....	48
Figure I-46 : Mesures en transmission expérimentales du filtre coplanaire 2 pôles dans 2 états de l'interrupteur MEMS .....	48
Figure I-47 : Coupe transversale et topologie du filtre microruban ferroélectrique.....	49

### **Liste des tableaux**

Tableau I-1 : Récapitulatif des filtres volumiques et planaires avec leurs méthodes de réglage. ....	37
Tableau I-2 : Récapitulatif des filtres reconfigurables en fréquence .....	51



Le filtrage passe bande microonde

### **I.1. DEFINITIONS**

La fonction de filtrage est essentielle dans tout système de télécommunication : radio, télévision, téléphone mobile, satellite de communications, courtes liaisons sans fil, radars, etc. Les filtres passe bande considérés dans cette étude sont des circuits électroniques qui effectuent une opération de traitement de signal aux fréquences microondes : fréquences allant de 300 MHz à 1000 GHz. Ils ne laissent passer le signal reçu que sur une certaine bande de fréquence tout en l'atténuant au-dessous et au-dessus de cette bande.

La fonction de filtrage peut être réalisée à l'aide des techniques suivantes :

- ✓ passives
- ✓ actives
- ✓ numériques
- ✓ électromécaniques :
  - filtres piézoélectriques
  - SAW : Surface Acoustic Wave
  - BAW : Bulk Acoustic Wave
  - Autres...

Ce paragraphe aborde de manière succincte les technologies volumiques et planaires utilisées pour réaliser des filtres passe bande passifs microondes.

### **I.2. LES FILTRES VOLUMIQUES**

Les filtres volumiques sont constitués de cavités métalliques résonantes généralement cylindriques [1], rectangulaires [2] (Figure I-1), ou sont construits à partir de guides d'ondes [3] (Figure I-2).

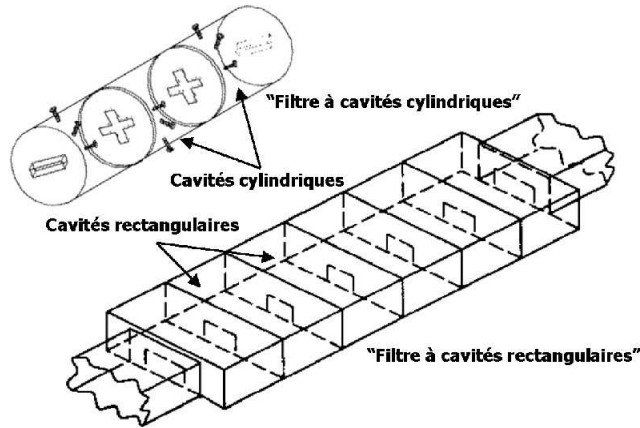


Figure I-1 : Filtres à cavités cylindriques et rectangulaires

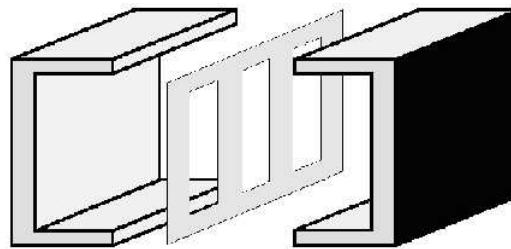


Figure I-2 : Filtre à guides d'ondes

Ils permettent d'obtenir de très bonnes performances : facteur de qualité à vide élevé, bande passante étroite, haute sélectivité, tolérance aux fortes puissances d'entrée, possibilité de réglage... Du fait de leurs performances, ils sont actuellement employés dans les applications spatiales telles que les satellites de communications, les stations de base pour téléphones mobiles... Cependant, les inconvénients de cette catégorie de filtres sont l'encombrement et le poids. Des filtres intégrant des résonateurs diélectriques ont été développés afin de diminuer les dimensions (Figure I-3) [4].

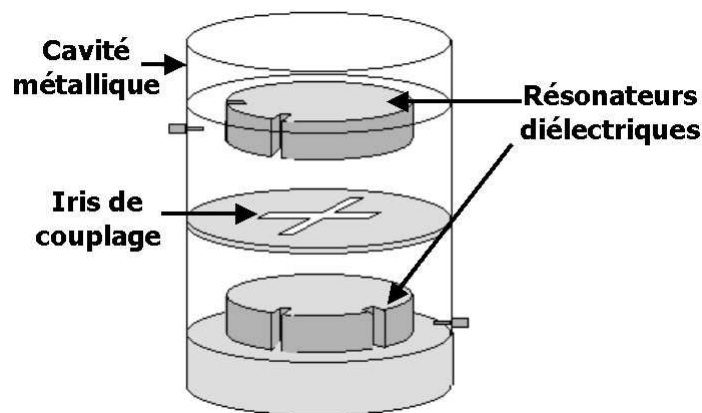


Figure I-3 : Filtre à résonateurs diélectriques



Depuis plusieurs années, les filtres volumiques tendent à être remplacés par des filtres planaires, qui s'intègrent mieux avec les autres éléments du système global (antenne, amplificateur de puissance...) et qui ont l'avantage d'une part d'être peu encombrants et d'autre part d'avoir des coûts de fabrication réduits.

### I.3. LES FILTRES PLANAIRES ET QUASI-PLANAIRES

#### I.3.1. Les filtres planaires classiques

Ils existent différents types de filtres planaires :

- ✓ Microruban
- ✓ Coplanaires
- ✓ Multicouches : LTCC (Low Temperature Ceramic Cofired)
- ✓ A éléments localisés...

##### I.3.1.1. Les filtres microruban

Un filtre microruban (Figure I-4) est réalisé à partir d'une ligne conductrice, généralement en or/cuivre, déposée sur un matériau diélectrique appelé substrat. Les lignes forment les différents résonateurs nécessaires à la fonction de filtrage. La face inférieure du substrat est recouverte du conducteur pour former le plan de masse.

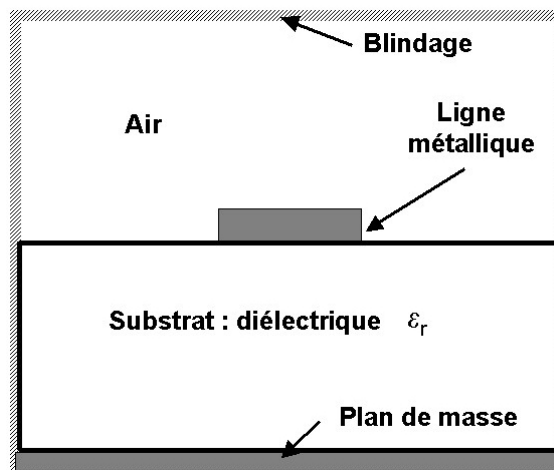


Figure I-4 : Vue en coupe d'une ligne microruban

Les filtres microruban classiques présentent des pertes d'insertion élevées ( $Q_0 < 400$  à 4 GHz) dues majoritairement aux pertes métalliques. En effet, les matériaux conducteurs utilisés n'ont pas une conductivité infinie. Lors du passage de l'onde, le conducteur s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule. La géométrie et la qualité des lignes microruban peuvent

accentuer ce défaut. De ce fait, les filtres microruban ne peuvent pas être utilisés dans des applications de filtrage de fortes puissances.

Les pertes proviennent aussi du rayonnement du conducteur. La solution à ce problème est de blinder complètement la structure.

Finalement, comme le diélectrique n'est pas un isolant parfait, des pertes dans le substrat sont aussi générées, mais elles restent très inférieures aux pertes métalliques. Les pertes diélectriques dépendent de la tangente de pertes ( $\tan \delta$ ) du substrat.

Malgré des performances plus faibles que celles des filtres volumiques, les filtres microruban sont très largement utilisés pour réduire l'encombrement des dispositifs.

### *1.3.1.2. Les filtres coplanaires*

Dans le cas de la technologie coplanaire, le conducteur est déposé que sur une seule face du substrat ; la ligne conductrice est entourée de chaque côté des conducteurs de masse (Figure I-5).

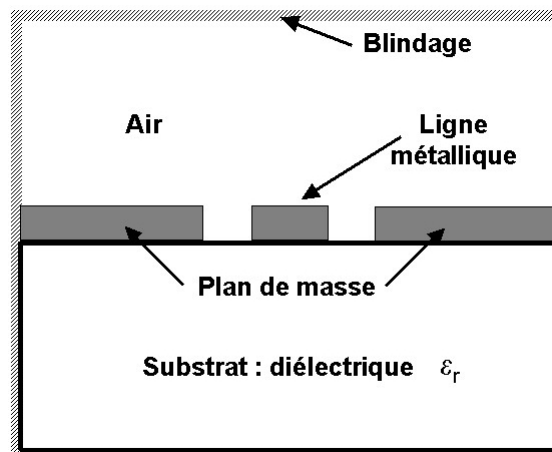


Figure I-5 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire

L'avantage de cette technologie est la possibilité de report sur des structures intégrées MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Elle présente néanmoins plus de pertes de rayonnement et des facteurs de qualité à vide plus faibles que la technologie microruban.

### *1.3.1.3. Les filtres LTCC*

La technologie multicouche LTCC ouvre la voie à une conception en 3 dimensions (Figure I-6), [5], [6]. Ce procédé permet donc la miniaturisation des circuits, cependant les facteurs de qualité à vide des résonateurs sont faibles car limités par la conductivité de l'encre utilisée [7].

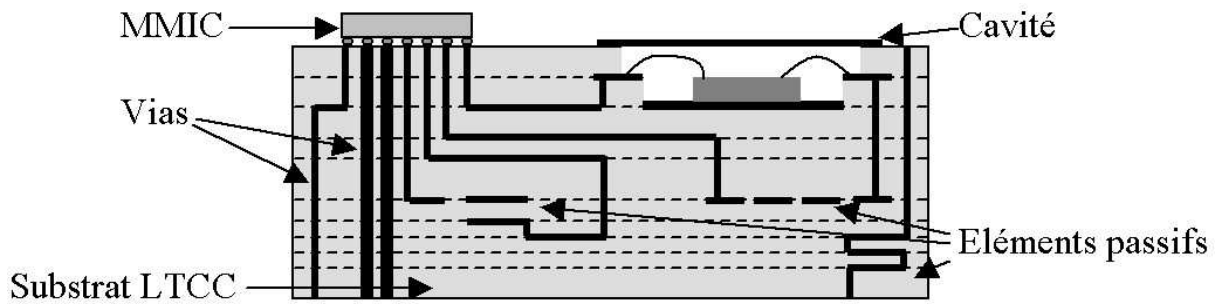


Figure I-6 : Exemple de module LTCC microondes

### *1.3.2. Les filtres planaires améliorés*

Afin d'améliorer les performances des filtres planaires, les technologies suivantes ont été développées :

- ✓ filtres sur substrats suspendus
- ✓ filtres micro-usinés
- ✓ filtres supraconducteurs.

#### *1.3.2.1. Les filtres sur substrats suspendus*

La technologie du filtre sur substrat suspendu [8], [9] consiste à positionner un substrat dans une cavité d'air totalement blindée par un boîtier métallique (Figure I-7). Le filtre, constitué par des lignes microruban ou coplanaires, est ensuite déposé sur l'une des faces du substrat. Ce procédé permet d'une part, de blinder la structure pour limiter le rayonnement et d'autre part, d'avoir un champ électromagnétique confiné essentiellement dans l'air, ce qui conduit à diminuer les pertes et ainsi augmenter le facteur de qualité à vide des résonateurs.

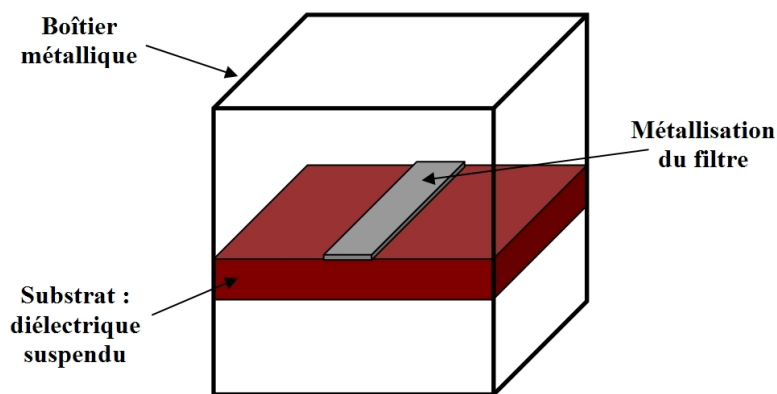


Figure I-7 : Technologie suspendue

### 1.3.2.2. Les filtres micro-usinés

Les filtres micro-usinés (Figure I-8) fonctionnent de la même manière que les filtres sur substrats suspendus. Pour augmenter les performances des filtres planaires classiques, il est nécessaire de diminuer les pertes diélectriques et de supprimer les problèmes de dispersion. Des filtres déposés sur une membrane de faible épaisseur dans un environnement de silicium micro-usiné permettent d'atteindre ces objectifs. Dans ce cas, la faible épaisseur de la membrane servant de substrat limite considérablement les pertes diélectriques. Les facteurs de qualité à vide peuvent atteindre de plus fortes valeurs que ceux de la technologie suspendue classique : [10], [11]. Cette technologie est récente, peu répandue et ne permet pas une industrialisation à grande échelle pour l'instant.

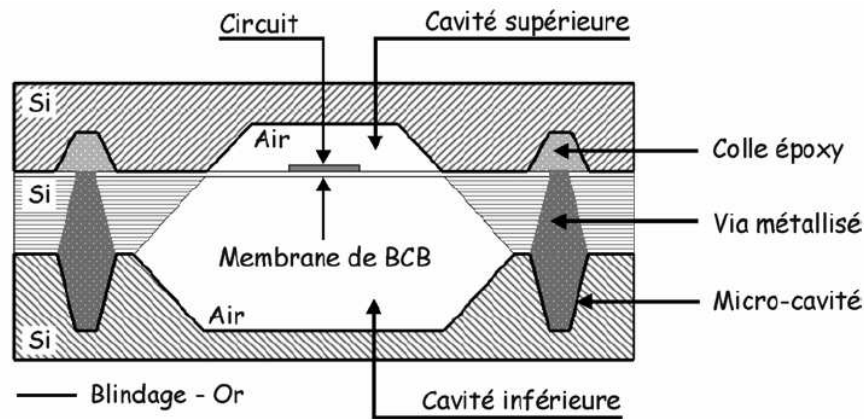


Figure I-8 : Schéma du filtre silicium sur membrane suspendue

### 1.3.2.3. Les filtres supraconducteurs

Finalement, afin de diminuer les pertes métalliques, les filtres planaires peuvent utiliser des matériaux supraconducteurs. En effet, en dessous de leurs températures critiques ( $T_C$ ), ces matériaux ont des résistances de surface inférieures à celles des conducteurs classiques. Généralement, les supraconducteurs employés ont des températures critiques supérieures à 77 K pour pouvoir être refroidi à partir d'azote liquide et ainsi avoir des faibles coûts de refroidissement. Les filtres à base de supraconducteurs offrent de hautes sélectivités et atteignent de forts facteurs de qualité à vide ( $>10000$  à 4 GHz). Cependant, leurs performances diminuent aux fréquences millimétriques à cause de l'augmentation de la résistance de surface en fonction de la fréquence. De plus, ils ne peuvent pas supporter des signaux de fortes puissances et sont actuellement limités industriellement par la durée de vie des cryogénérateurs.

#### **I.4. DE LA RECHERCHE A L'INDUSTRIALISATION**

Pour pouvoir passer du stade de la recherche à la production à l'échelle industrielle, les filtres doivent atteindre des performances électriques identiques, voire supérieures, à celles des filtres actuellement employés dans les systèmes d'émission-réception. Mais les industriels doivent aussi réduire les coûts de production pour rester compétitifs. Dans le but de réduire les coûts de conception, les filtres microondes sont optimisés dans un premier temps à partir de logiciels de simulation électromagnétiques ; suit ensuite la phase de fabrication.

Afin d'obtenir un gain de temps, de main d'œuvre, de poids et donc de coût, l'idéal serait d'obtenir lors de la première réalisation des performances électriques identiques au cahier des charges imposé :

- ✓ Fréquence centrale
- ✓ Bande passante
- ✓ Ondulation dans la bande
- ✓ Pertes d'insertion (Facteur de qualité à vide  $Q_0$ )
- ✓ Niveau de réflexion dans la bande passante (Return Loss)
- ✓ Réjection hors bande passante
- ✓ Temps de propagation de groupe
- ✓ Etc...

Cependant, il existe en réalité toujours une différence entre la simulation et les performances réelles qui dépend de plusieurs paramètres.

Par exemple, les propriétés physiques et chimiques des matériaux varient d'un manufacturier à un autre. Elles dépendent également de la température, de la pression, de la précision de la mesure. Les dimensions géométriques d'une part des résonateurs, dépendantes des techniques de fabrication (gravure de lignes planaires par voie humide, par voie sèche...), et d'autre part des éléments de support comme les substrats et les boîtiers de blindage peuvent également entraîner le non respect du gabarit fixé. Ce phénomène s'accroît lorsque la fréquence de travail est élevée.

Ensuite, même si les logiciels sont performants, les résultats de simulation sont généralement liés au maillage utilisé ce qui peut introduire des différences entre les réponses électriques simulées et expérimentales.

Enfin, lors d'une phase de production massive, les filtres ne peuvent être tous reproduits à l'identique, sans une tolérance sur les différents paramètres caractéristiques. Il est certes possible de fabriquer des filtres sans réglage mais, dans ce cas, l'industriel accepte un compromis entre le gabarit souhaité et les performances réelles.

La seule solution pour pouvoir respecter des cahiers des charges sévères en tenant compte de ces problèmes est l'emploi de méthodes de réglages. Il est possible alors de régler les réponses des filtres (fréquence centrale, bande passante, coefficient de réflexion dans la bande, isolation...) en modifiant les fréquences de résonance des résonateurs, les couplages inter-résonateurs et les couplages d'entrée-sortie.

Différentes solutions se présentent à ce jour dans ce domaine : le réglage réversible, non réversible et les modifications de topologies pour diminuer l'influence d'un paramètre non maîtrisé lors de la fabrication.

L'accord des filtres supraconducteurs est plus détaillé dans ce chapitre puisqu'il fait l'objet de travaux de recherche présentés dans ce document.

## **II. METHODES DE REGLAGE DES FILTRES PASSIFS MICROONDES**

### **II.1. REGLAGES DES FILTRES VOLUMIQUES**

Les filtres à cavités résonantes métalliques sont réglés généralement de manière mécanique. Des vis insérées dans chaque cavité modifient, d'une part les coefficients de couplage, et d'autre part ajustent les fréquences de résonance de chaque cavité. Par analyse électromagnétique, des abaques fixant les coefficients de couplage et les décalages fréquentiels produits par les deux types de vis sont établis et servent ensuite au réglage manuel du filtre.

La technique de réglage des filtres par vis est bien maîtrisée à ce jour et ces accords sont réversibles. C'est la solution la plus employée pour obtenir des filtres très sélectifs à forts facteurs de qualité à vide. Cependant, ces filtres nécessitent un temps de réglage non négligeable dans les coûts de production et les vis peuvent parfois provoquer des pannes.

C'est le cas du filtre d'OMUX (Output MUltipleXer : filtre de multiplexeur en sortie) à cavités cylindriques métalliques fonctionnant à 12,5 GHz présenté dans l'article [12]. L'échauffement par le champ microonde intense au bout d'une vis de réglage provoque un claquage et donc le dysfonctionnement du filtre sous certaines conditions.

Le développement de calculs rigoureux a permis de remplacer les différents vis d'accord par des inserts métalliques, des rainures, des iris circulaires décentrés [13], [14] et [15] (Figures I-9, I-10 et I-12).

La prise en compte de ces éléments d'accord lors de la conception facilite le réglage final et permet d'obtenir une meilleure reproductibilité des résultats.

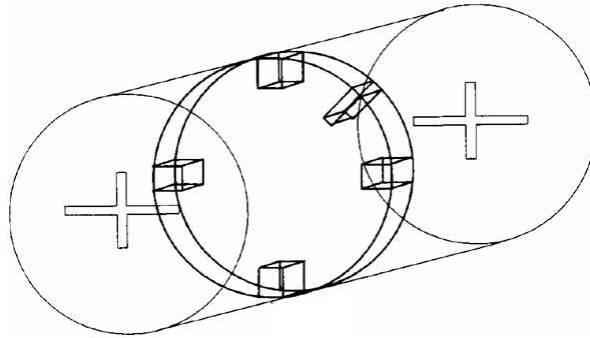


Figure I-9 : Cavité utilisant des inserts métalliques circulaires

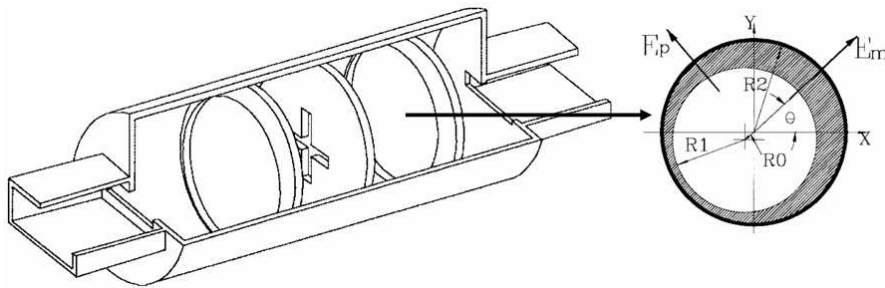


Figure I-10 : Filtre 4 pôles couplé par iris circulaires

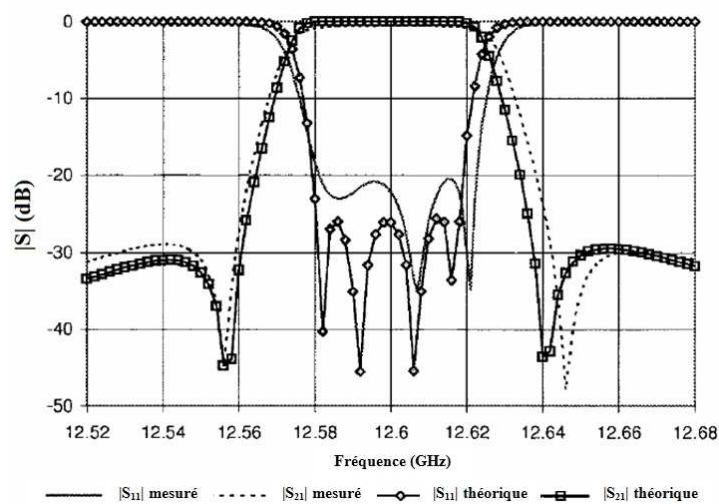


Figure I-11 : Réponses théoriques et expérimentales du filtre couplé par iris circulaires (Figure I-10)

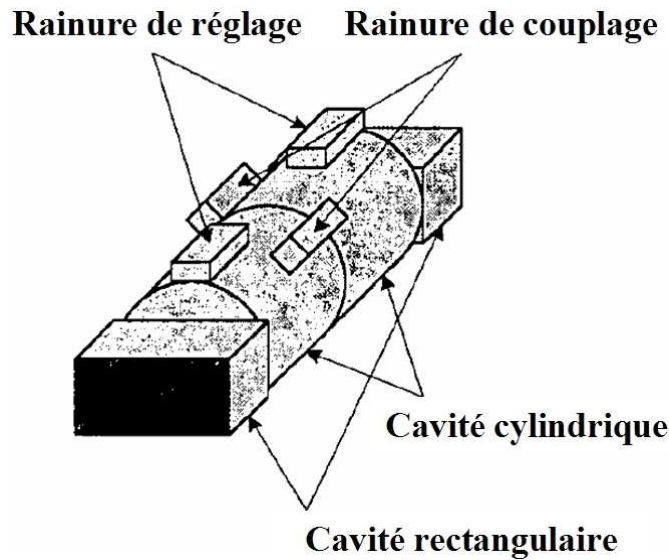


Figure I-12 : Filtre 4 pôles couplé et réglé par rainures

Par exemple, le filtre d'OMUX 4 pôles à 12,6 GHz couplé par iris circulaires non centrés [14] présenté sur la figure I-10 de bande passante relative 0,3 % nécessite après réalisation un réglage final très faible (Figure I-11).

Le filtre elliptique 4 pôles étudié dans l'article [15] de fréquence centrale 20 GHz et de bande passante relative 2,5 % utilisant des rainures n'exigerait que peu de réglage pour compenser les tolérances de fabrication.

Quelque soit la topologie du filtre volumique, il est évident que pour obtenir des performances électriques précises, l'utilisation des méthodes de réglages en fin de fabrication est nécessaire. L'objectif de ces dernières études a été d'approcher au plus près le gabarit du filtre souhaité par l'intermédiaire de méthodes de synthèse et de logiciels de simulation électromagnétique afin de faciliter en dernier lieu l'accord : [16], [17], [18].

## II.2. REGLAGES DES FILTRES SUPRACONDUCTEURS PLANAIRES

Les principales méthodes développées pour ajuster les gabarits des filtres planaires supraconducteurs sont les suivantes :

- ✓ Utilisation de vis dans le blindage
- ✓ Modification des formes des résonateurs ou de la topologie du filtre
- ✓ Réalisation de trous par ablation laser dans les lignes composant les résonateurs
- ✓ Suppression manuel du matériau constituant le résonateur
- ✓ Dépôt de couches de diélectrique sur les résonateurs



### ***II.2.1. Vis de réglage***

Comme les filtres volumiques à cavités résonantes, les filtres planaires supraconducteurs peuvent être réglés avec des vis, insérées dans le blindage, en saphir ou recouvertes de supraconducteur. Depuis quelques années, de multiples filtres supraconducteurs ont été réalisés, testés et ajustés pour des applications de filtrage diverses telles que les satellites de télécommunication (chapitre II), les stations de base pour téléphonie mobile ou encore pour des applications astronomiques : [19], [20], [21], [22], [23], [24].

Par exemple dans l'article [20], le filtre quasi-elliptique autocorrigé 18 pôles de fréquence centrale 1,967 GHz et de bande passante relative 0,8 % a été réglé à l'aide de 30 vis en saphir (Figure I- 13).



Figure I-13 : Capot supérieur de blindage contenant les vis de saphir

Un décalage de la fréquence centrale de 0,12 % subsiste néanmoins à la fin de l'opération. L'avantage de cette approche mécanique est la réversibilité des accords. Par contre, les décalages fréquentiels ne s'effectuent que dans un seul sens, conduisant parfois à des impossibilités de réglage. Pour pallier ce problème, les topologies des résonateurs ou des filtres peuvent être modifiées.

### II.2.1.1. Modification des topologies des résonateurs et des filtres pour obtenir le gabarit souhaité

#### a - Modification de la topologie du résonateur

Dans l'article [21], la géométrie des résonateurs a été conçue de façon à obtenir une grande flexibilité dans le réglage du filtre complet (Figure I-14).

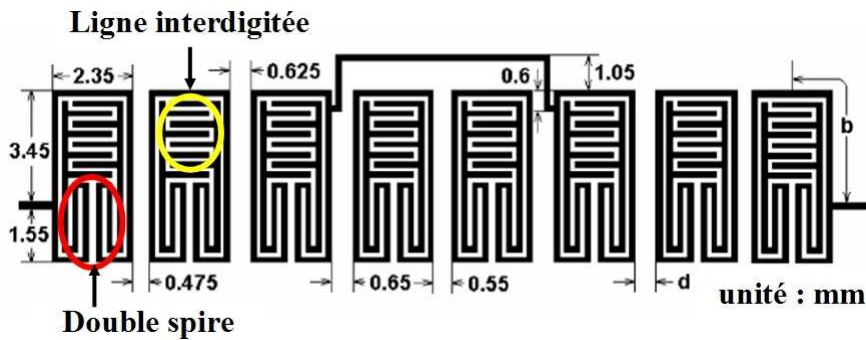


Figure I-14 : Filtre supraconducteur 8 pôles quasi-elliptique

Chaque résonateur est réglé par deux types de vis pour ajuster le gabarit du filtre. Une vis en laiton est placée au-dessus des lignes du résonateur en forme de doubles spires pour augmenter la fréquence de résonance du résonateur lorsque celle-ci s'en rapproche. Une vis diélectrique en saphir est disposée au-dessus des lignes interdigitées du résonateur pour diminuer sa fréquence.

Le filtre 8 pôles quasi-elliptique YBaCuO déposé sur substrat MgO de fréquence centrale 610 MHz et de bande passante 8 MHz (1,3 %) a été conçu pour des applications de radioastronomie. Après réglage, les mesures expérimentales montrent que les vis de réglage ont permis de décaler la fréquence centrale du filtre de 3 MHz vers le bas. La réponse finale présente néanmoins un décalage de 1 MHz par rapport au gabarit désiré, soit 0,16 % de la fréquence centrale. Le coefficient de réflexion dans la bande est quasi-respecté avec un minimum de -15 dB (Figure I-15). En effet, les éléments de réglage introduisent des pertes supplémentaires non négligeables dans le circuit et augmentent de façon générale la taille des boîtiers limitant ainsi l'intégration mécanique.

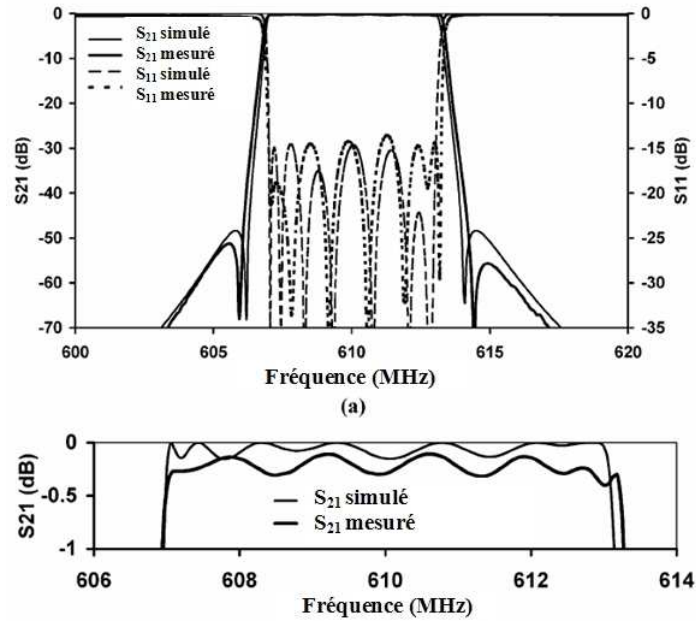


Figure I-15 : Réponses en transmission et en réflexion simulées et mesurées du filtre supraconducteur 8 pôles

Les filtres sont généralement placés dans un cryogénérateur pour pouvoir atteindre leurs températures de fonctionnement. Le réglage par vis est donc une opération délicate puisqu'il faut pouvoir faire tourner les vis, en modifiant les fréquences de résonances et/ou les couplages des résonateurs tout en mesurant simultanément les paramètres S. Il ne s'agit pas d'une opération de réglage à l'air libre et à température ambiante. Cela représente une difficulté supplémentaire et un inconvénient majeur du réglage des filtres planaires supraconducteurs.

#### *b - Modification de la topologie du filtre*

Après une première réalisation, certaines études ont montré qu'il n'était pas possible de respecter les gabarits imposés même avec l'utilisation de vis de réglage. Il est donc nécessaire de modifier la topologie du filtre.

Par exemple, le filtre supraconducteur 8 pôles de [22] a été modifié car les deux zéros de transmission ne pouvaient pas être réglés facilement par des vis et la sélectivité était également difficile à contrôler. Dans ces conditions, le filtre a été remplacé par le filtre 10 pôles présenté sur la figure I-16 [23].

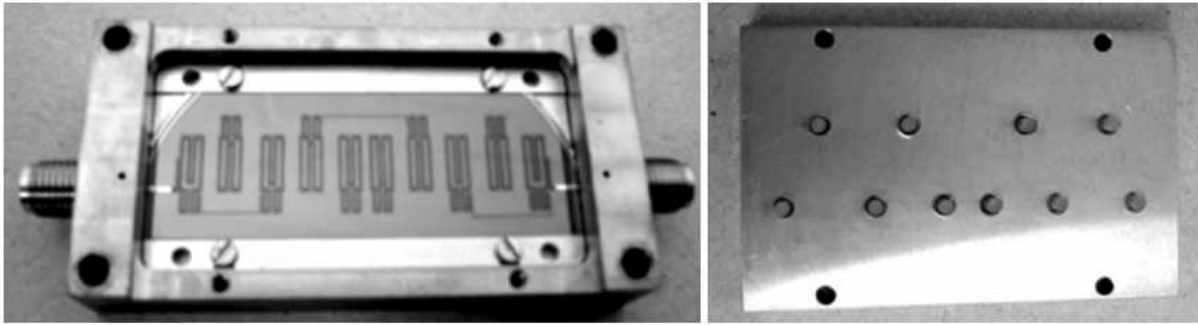


Figure I-16 : Filtre supraconducteur 10 pôles dans son boîtier et le capot supérieur de blindage percé pour le positionnement des vis de saphir

La configuration des couplages entre les résonateurs 1 et 3, 8 et 10 permet aux vis de réglage de créer, de contrôler indépendamment et de manière aisée ces deux zéros de transmission (Figure I-17).

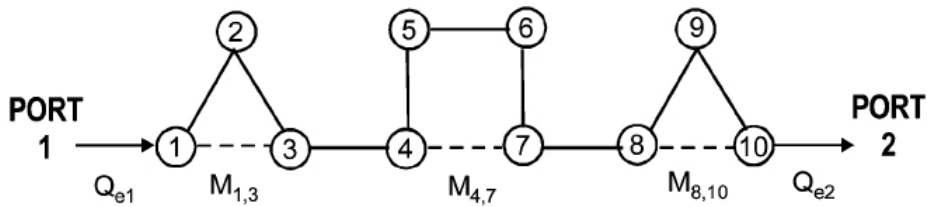


Figure I-17 : Diagramme du filtre supraconducteur 10 pôles

Le filtre YBaCuO, de fréquence centrale 1,965 GHz de bande passante 10 MHz (0,5 %), déposé sur un substrat de saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), a été réglé par 10 vis en saphir placées dans le capot du boîtier de test en laiton et positionnées au-dessus des boucles des 10 résonateurs pour modifier leurs fréquences de résonance.

Malgré ces vis de réglage, le filtre présente à la température de 65 K une fréquence centrale légèrement plus élevée que prévue (non détaillée), des pertes d'insertion de 0,6 dB et un coefficient de réflexion dans la bande passante de -12 dB au lieu de -20 dB.

Dans d'autres travaux, les auteurs ont souhaité améliorer les réponses fréquentielles asymétriques de filtres 8 pôles [24] (Figure I-18).

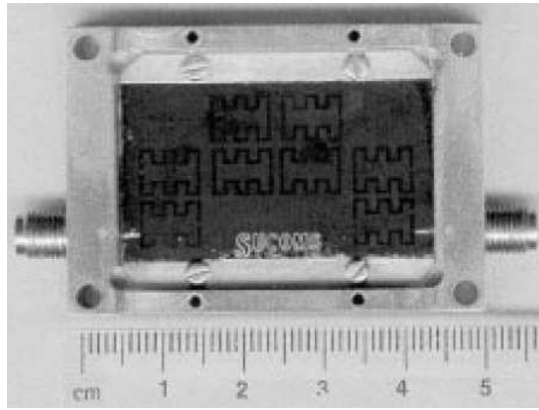


Figure I-18 : Filtre 8 pôles quasi-elliptique présentant des réponses S non symétriques

L'asymétrie provient en fait des couplages parasites entre les résonateurs diagonalement opposés. Les deux filtres 6 pôles de la figure I-19 ont été simulés pour apporter une solution.

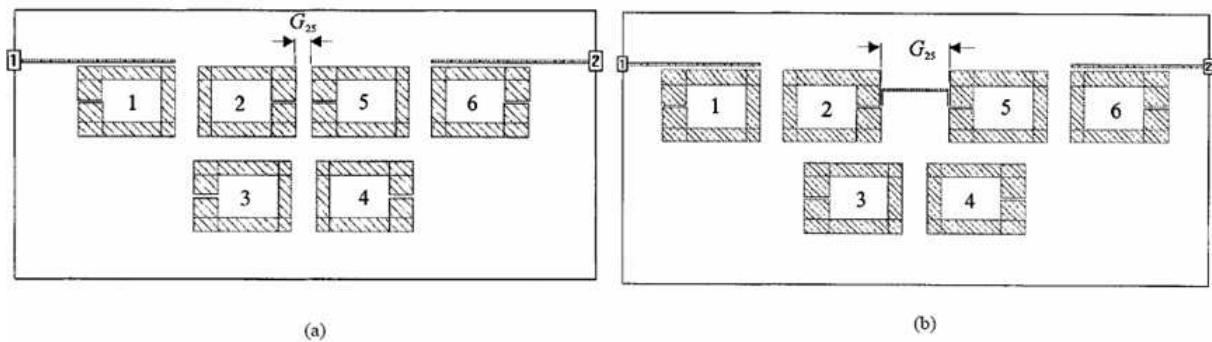


Figure I-19 : Topologies des deux filtres 6 pôles simulés

Les résonateurs 2 et 5 ont été éloignés dans la configuration (b) pour diminuer les couplages diagonaux parasites 3-5 et 2-4 et une ligne de couplage entre 2 et 5 a été rajoutée pour obtenir un couplage identique à celui de la figure (a). Les simulations des deux configurations montrent l'amélioration de la symétrie des réponses en fréquence du circuit (b).

Les réponses fréquentielles des filtres supraconducteurs à bandes étroites dépendent beaucoup de l'uniformité de l'épaisseur du substrat [25]. Ces filtres sont généralement construits à partir de résonateurs en forme de boucle ouverte. Or, la publication [25] montre que les discontinuités le long de ce type de résonateur augmentent l'influence de l'épaisseur du substrat. A partir de ce constat, les études se sont ensuite tournées vers des formes de résonateurs contenant moins de discontinuités, ou vers d'autres formes moins sensibles aux irrégularités du substrat.

### II.2.1.2. Modification des formes des résonateurs pour diminuer l'influence de l'épaisseur du substrat

Pour diminuer l'effet de l'épaisseur du substrat dans les structures microruban, certains auteurs ont cherché à concentrer le champ électromagnétique près de la surface du circuit entre le supraconducteur et le substrat. Les nouvelles configurations permettent donc d'avoir un champ électrique moins important près du plan de masse et à travers le substrat. L'utilisation de structures coplanaires peut également résoudre ce problème car le champ électrique est alors confiné sur la face supérieure du substrat où sont déposés les plans de masse et le ruban métallique.

Un filtre 4 pôles quasi-elliptique supraconducteur YBaCuO déposé sur MgO en technologie microruban exploite cette remarque dans l'article [26]. Réalisé pour une application radar en bande X, sa fréquence centrale est de 9,25 GHz et sa bande passante relative de 2 %. Les résonateurs sont des anneaux fermés en forme de croix fonctionnant sur des modes duaux dans lesquels sont insérés des capacités interdigitées (Figure I-20).

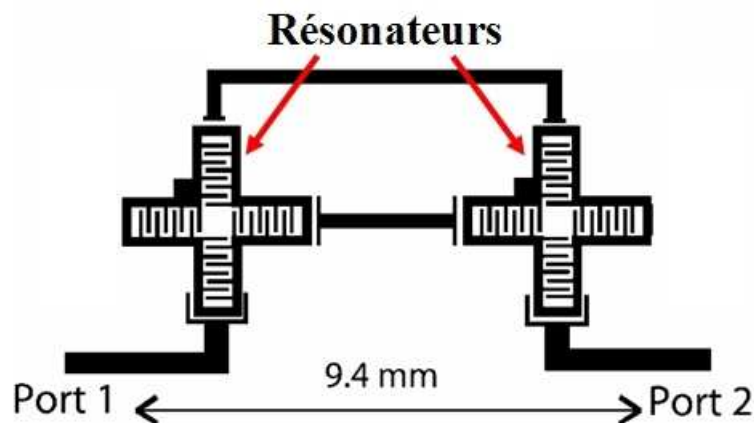


Figure I-20 : Filtre 4 pôles quasi-elliptique constitué de résonateurs utilisant des capacités interdigitées

Ces résonateurs sont plus petits que les résonateurs conventionnels. De plus, les capacités interdigitées permettent de concentrer le champ électrique à la surface et donc de diminuer la sensibilité de l'épaisseur du substrat.

Les mesures sans réglage montrent un décalage fréquentiel de 150 MHz soit 1,6 % de la fréquence centrale. Le coefficient de réflexion dans la bande est de -13 dB au lieu de -20 dB et les pertes d'insertion atteignent 1 dB.

Un filtre 8 pôles à 845,75 MHz de bande passante relative 0,18 % présente une autre configuration de résonateur en boucle ouverte qui combine à la fois une structure microruban et une structure coplanaire [27]. En effet, avec l'accroissement de l'épaisseur du substrat, la fréquence de résonance des résonateurs microruban augmente et celle des résonateurs coplanaires diminue. Cette topologie permet d'avoir une fréquence de résonance moins sensible à l'inégalité de surface du substrat. C'est sur ce principe qu'a été créé le résonateur présenté sur la figure I-21. Il est constitué de 2 boucles ouvertes et d'un large ruban. L'ouverture de la deuxième boucle est située à l'opposée de celle de la première.



Figure I-21 : Résonateur en boucle ouverte

Le filtre affiche un décalage en fréquence de 4,55 MHz soit 0,5 % lorsqu'il est mesuré sans réglage. La bande passante est de 1,5 MHz (0,17 %), le coefficient de réflexion dans la bande est de -13 dB et les pertes d'insertion valent 1 dB.

Des résonateurs utilisant des courbes fractales ont aussi été employés pour diminuer les variations fréquentielles des filtres supraconducteurs [28]. Le filtre 4 pôles quasi-elliptique (Figure I-22) de bande passante 20 MHz (0,8 %) et de fréquence 2,45 GHz a été mesuré sans réglage avec un décalage vers les hautes fréquences de 12 MHz soit 0,5 %. Le coefficient de réflexion est de - 8 dB par rapport au -20 dB désiré et les pertes d'insertion s'élèvent à 0,6 dB.

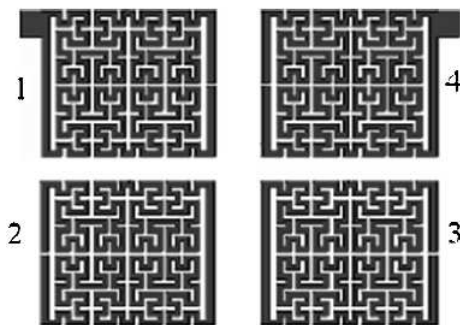


Figure I-22 : Filtre quasi-elliptique 4 pôles

Un filtre 4 pôles quasi-elliptique constitué de résonateurs coplanaires à méandre et à doigts interdigués connectés à la masse, dans [29] a été conçu pour réduire l'influence du substrat. Le filtre utilise des résonateurs quart d'onde pour limiter ses dimensions finales (Figure I-23).

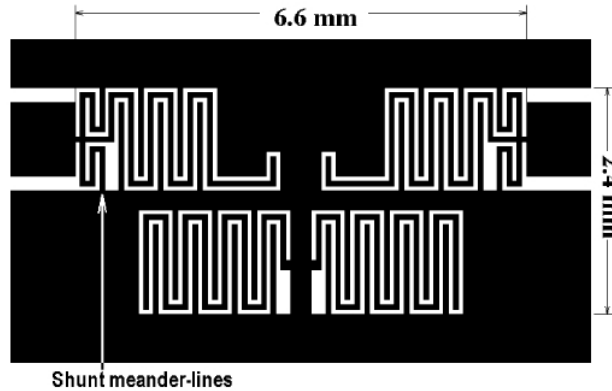


Figure I-23 : Filtre supraconducteur coplanaire 4 pôles

A 30 K, la fréquence centrale mesurée sans réglage extérieur vaut 2,95 GHz, la bande passante à -3 dB de 1,6 % est légèrement inférieure à celle visée, mais tout de même centrée sur la fréquence centrale (Figure I-24). Le coefficient de réflexion est plus élevé que prévu : -12 dB. Les pertes d'insertion sont de 0,25 dB.

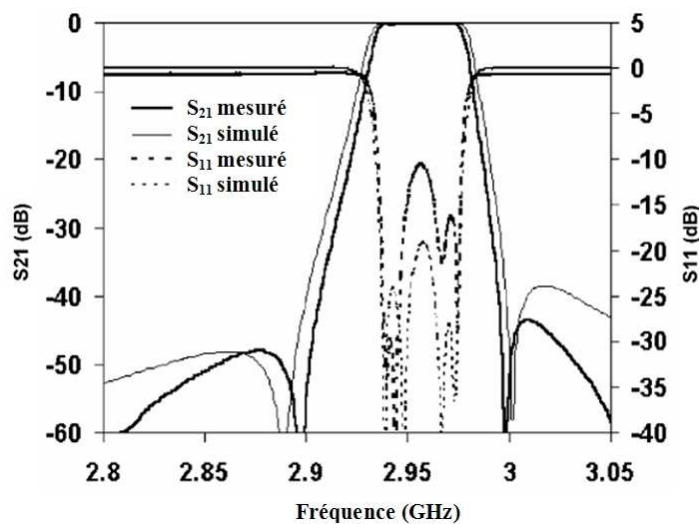


Figure I-24 : Réponses fréquentielles du filtre supraconducteur coplanaire

La modification de la topologie des résonateurs permet de limiter l'influence de l'épaisseur du substrat mais pour respecter complètement le gabarit, des réglages doivent être envisagées. Pour remédier aux inconvénients des vis de réglage (taille de boîtiers, pertes...), d'autres méthodes d'accord ont été développées.



## II.2.2. Action sur les lignes constituant les résonateurs

### II.2.2.1. Elaboration de trous dans les lignes constituant les résonateurs par ablation laser

En créant des trous dans la ligne supraconductrice d'un résonateur microruban, il est possible de modifier la répartition du champ électromagnétique dans celui-ci, et ainsi de faire varier sa fréquence de résonance.

Ce principe a été appliqué dans l'article [30] pour ajuster la fréquence centrale d'un filtre microruban supraconducteur 3 pôles à 8 GHz. Des trous ont été réalisés dans les résonateurs par impact laser. Le faisceau utilisé pour créer les trous provient d'un laser à colorant miniature monté sur l'unité de bloc d'éclairage d'un microscope optique (Figure I-25).

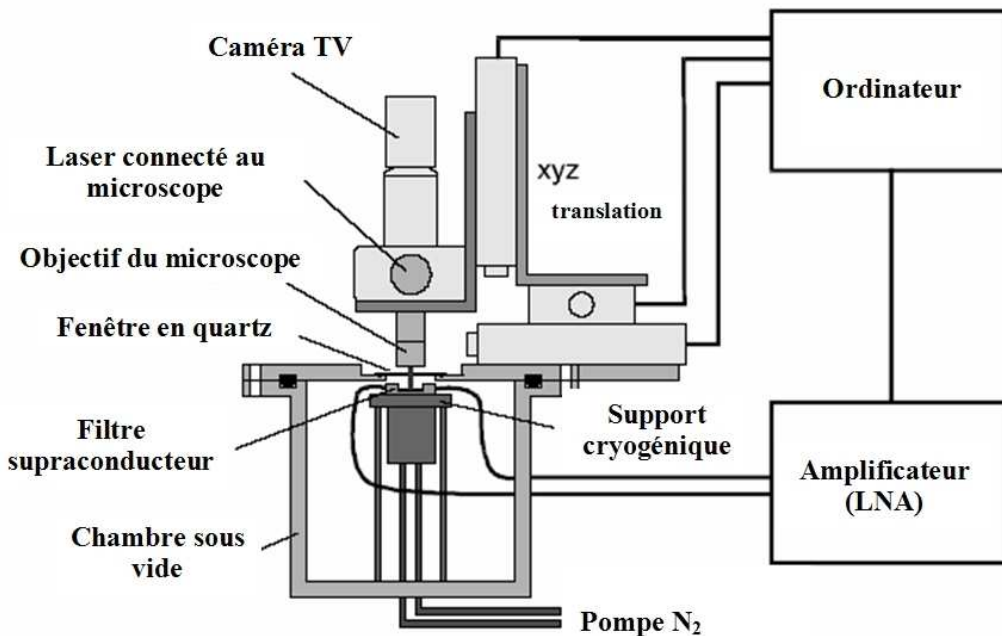


Figure I-25 : Schéma du système de réglage de filtre supraconducteur par impact laser

Un laser d'azote émettant dans l'UV avec une durée d'impulsion de 4 ns excite la cellule de colorant par l'intermédiaire d'un câble à fibres optiques. Ceci produit un faisceau secondaire de longueur d'onde 440 nm qui est focalisé pour obtenir le spot de 2  $\mu\text{m}$  de diamètre (Figure I-26).

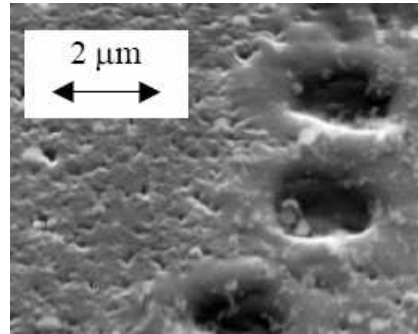


Figure I-26 : Trous par impact laser dans la ligne supraconductrice de YBCO

L'énergie de l'impulsion qui arrive sur le dispositif est de l'ordre de  $2 \mu\text{J}$ . Le microscope est déplacé au-dessus de la fenêtre de quartz de la chambre du cryostat à l'aide d'un microcontrôleur de positionnement 3D. Une caméra montée sur l'unité de bloc d'éclairage fournit des images du dispositif.

Les trous par impacts laser effectués dans le filtre 3 pôles composé de lignes microruban en  $\lambda_g/2$  augmentent sa fréquence centrale. L'accord par cette approche est irréversible et doit donc être fait soigneusement en analysant les premières réponses expérimentales des filtres et en utilisant une technique d'extraction des paramètres de couplage. Ainsi, après la détermination des coefficients de couplage à modifier, une réponse optimisée est extraite, suit alors la procédure expérimentale de réglage.

Le filtre réglé a une fréquence centrale de 7,958 GHz avec une bande passante de 54 MHz (0,7 %) et des pertes d'insertion de 0,9 dB. Les réponses fréquentielles optimisées et expérimentales après réglage sont semblables (Figure I-27).

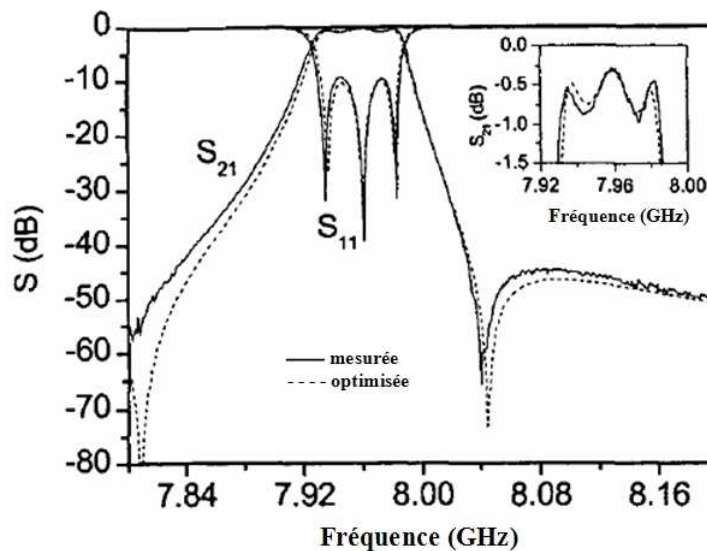


Figure I-27 : Réponses fréquentielles optimisées et expérimentales après réglage

Il persiste toutefois une ondulation dans la bande passante importante de 0,5 dB.

Les avantages majeurs de cette procédure sont d'une part la possibilité de réaliser une automatisation de celle-ci et d'autre part sa facilité de mise en oeuvre. Il est possible d'envisager un réglage des filtres supraconducteurs au niveau industriel. Toutefois, le caractère irréversible et la précision de l'impact des trous sont à prendre en compte.

#### II.2.2.2. Ajustement manuel des résonateurs

Une autre méthode consistant à ajuster des longueurs de lignes déposées sur un substrat permet de modifier les réponses fréquentielles des filtres. Les auteurs de [31] ont développé un résonateur supraconducteur en forme de spirale connecté à l'une des ses extrémités à une capacité variable ( $C_s$ ) par l'intermédiaire d'une capacité fixe  $C_g$  (Figure I-28).

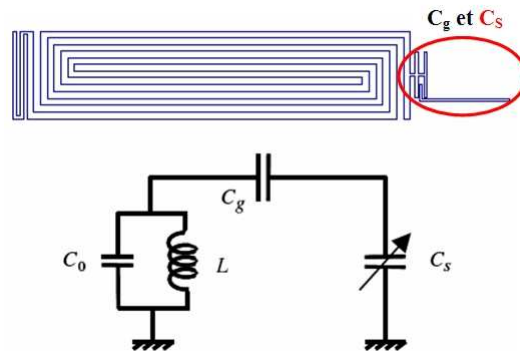


Figure I-28 : Résonateur spiral supraconducteur comportant une capacité variable

La valeur de la capacité  $C_s$  est modifiée lorsque l'on raccourcit progressivement avec une pointe diamantée la longueur de la ligne couplée à la capacité  $C_g$ . Ce procédé a pour inconvénient d'être irréversible. Le travail à accomplir est donc très minutieux.

Un filtre 10 pôles à 842,25 GHz de bande passante 14,9 MHz a été conçu à partir des résonateurs en forme de spirale. Les lignes supraconductrices YBaCuO sont déposées sur un substrat de MgO. La première étape du réglage consiste à extraire la matrice de couplage du filtre à partir des réponses fréquentielles expérimentales (initiales). Dans un second temps, une optimisation électromagnétique ajuste le coefficient de réflexion du filtre en compensant les couplages parasites par une modification des fréquences de résonance des résonateurs. L'analyse fournit alors une réponse optimisée et réalisable expérimentalement. Connaissant la variation fréquentielle des résonateurs en fonction de la longueur de la ligne, le filtre peut alors être réglé. Les mesures expérimentales avant et après réglage ainsi que la fonction optimisée sont présentées sur la figure I-29.

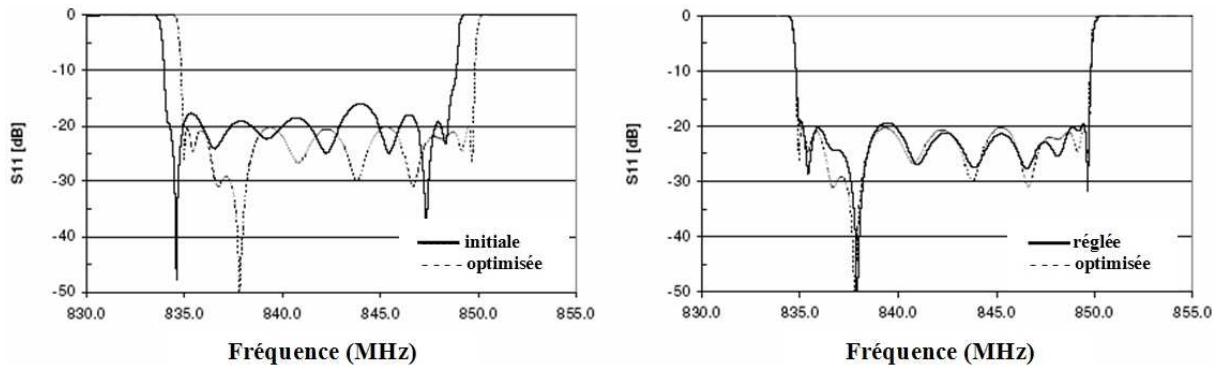


Figure I-29 : Réponses en réflexion expérimentales avant et après réglage avec la réponse optimisée numériquement

La correction apportée dans cet exemple est de 450 kHz (0,05 %). La bande passante est respectée. Le coefficient de réflexion a bien été ajusté en fréquence et en amplitude sur la réponse optimisée mais elle n'atteint pas les -22 dB souhaités.

Cette technique permet une analyse numérique rapide de la correction à apporter mais elle impose cependant un savoir-faire manuel pour ajuster les lignes des résonateurs.

### II.2.3. Dépôts de couches diélectriques

Les fréquences des filtres peuvent être décalées vers les fréquences basses en déposant une couche de diélectrique sur les résonateurs, de permittivité relative supérieure à 1. Cette méthode a été mise en œuvre dans la publication [32] pour régler des filtres supraconducteurs microruban de 16 et 32 pôles de type Chebyshev à 1,93 GHz (récepteur de stations de base), de bande passante 20 MHz très sélectifs, volontairement conçus pour présenter une fréquence centrale plus haute que celle du gabarit (Figure I-30).

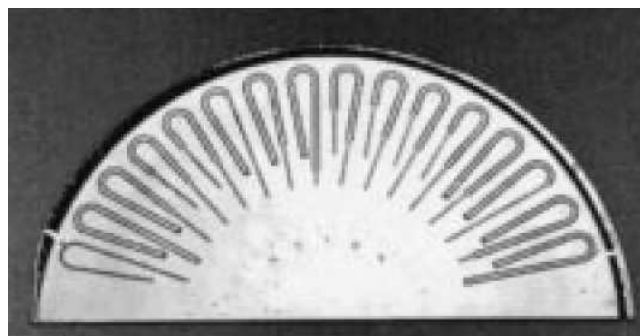


Figure I-30 : Filtre supraconducteur 16 pôles réglé par dépôt de films diélectriques

Le matériau diélectrique employé est du  $\text{CeO}_2$  de permittivité relative élevée, environ 26. C'est un composé stable et compatible avec le substrat  $\text{MgO}$  et le supraconducteur  $\text{YBaCuO}$ .

Le réglage se fait en 3 étapes distinctes après la fabrication du filtre. Il est nécessaire dans un premiers temps de déterminer par la mesure les fréquences de résonance de chaque résonateur, les couplages inter-résonateurs et les couplages d'entrée-sortie. Ces paramètres sont mesurés à l'aide de boucles magnétiques connectées à l'analyseur de réseaux vectoriel. Par exemple, la fréquence de résonance d'un résonateur est déterminée lorsque les autres sont court-circuités par des bandes conductrices (Figure I-31).

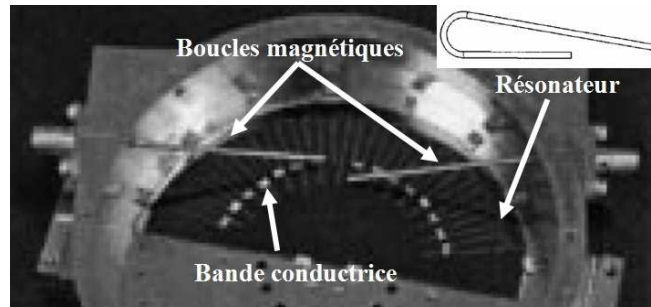


Figure I-31 : Mesure de la fréquence de résonance d'un résonateur

Ensuite, un film diélectrique est déposé sur chaque résonateur pour décaler les fréquences de résonance dans l'objectif d'égaliser l'ondulation dans la bande passante. Ces décalages dépendent de la position du dépôt sur chaque résonateur et de son épaisseur. Cette opération ayant été effectuée, une couche uniforme de diélectrique est appliquée sur toute la surface du filtre pour régler sa fréquence centrale sans dégrader la bande passante. Les films sont déposés par la technique du lift-off avec des masques préalablement préparés pour plus de facilité. Cette technique semble longue dans sa mise en œuvre mais offre des possibilités d'automatisation. Néanmoins, le matériau diélectrique introduit des pertes donc diminue les performances du filtre. Les résultats expérimentaux après réglage sont présentés sur la figure I-32.

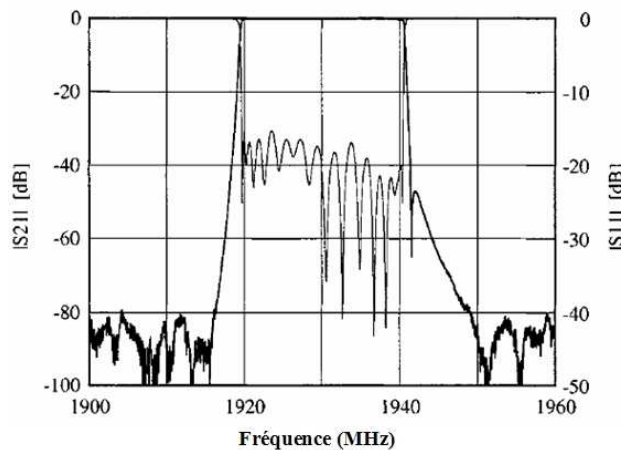


Figure I-32 : Réponses expérimentales du filtre supraconducteur réglé

La fréquence centrale est respectée. La largeur de la bande passante est légèrement supérieure aux 20 MHz souhaités. Les pertes d'insertion sont de 0,4 dB et le coefficient de réflexion dans la bande est inférieur à -15 dB. L'ondulation dans la bande a bien été optimisée par réglage.

### **II.3. CONCLUSION SUR LE REGLAGE DES FILTRES**

Cette première étude bibliographique montre qu'il n'est pas possible d'obtenir des filtres volumiques ou planaires à la fin du processus de fabrication avec des réponses fréquentielles identiques aux gabarits imposés. Un réglage est incontournable lorsque l'on souhaite optimiser leurs performances électriques. La solution la plus courante est l'utilisation de vis de réglage insérées dans les boîtiers. Cette technique est bien maîtrisée à ce jour mais elle limite les possibilités d'industrialisation car d'une part, elle est coûteuse en temps et demande du savoir-faire. D'autre part, elle augmente de façon significative les pertes d'insertion du filtre et la taille des boîtiers limitant ainsi leur intégration mécanique. De plus, plus les performances exigées sont sévères et plus le réglage est délicat.

Les études menées ces dernières années montrent les difficultés à corriger les réponses des filtres lorsque celles-ci sont trop éloignées du gabarit souhaité. Des efforts particuliers ont été accomplis pour limiter les décalages fréquentiels et les déformations des réponses.

Le développement d'outils d'analyse, de synthèse et d'optimisation adaptés et le changement des topologies des résonateurs et des filtres permettent d'envisager avec confiance des réglages fins pour obtenir les résultats désirés sans introduire trop de pertes.

Concernant les dispositifs planaires, la solution utilisant l'ablation laser ou les pointes de diamant pour ajuster les lignes des résonateurs sont des méthodes qui pourraient être adaptées pour réaliser des réglages pointus. En effet, après une analyse numérique des corrections à apporter, les procédés de réglage peuvent être automatisés, ce qui représente un avantage certain en milieu industriel.

Dans ce cadre, un travail de recherche portant sur l'optimisation de filtres supraconducteurs à 4 GHz pour des satellites de communications est présenté dans le chapitre II. L'étude traitera notamment des difficultés rencontrées pour dupliquer ces filtres et respecter des spécifications sévères, sans réglage après fabrication. Une réflexion sur les méthodes de mesures et sur un moyen de réglage éventuel est exposée.

Tableau I-1 : Récapitulatif des filtres volumiques et planaires avec leurs méthodes de réglage

Références	Technologie	Technique Nombre de pôles	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (%)	Pertes d'insertion (dB) ou $Q_0$	Niveau en réflexion (dB)	Température (K)	Méthode de réglage	Ecart de la fréquence centrale (%)
IRCOM [12] (2000)	Cavités métalliques cylindriques	Quasi-elliptique 5 pôles	12,5	0,3	/	-23	293	Vis de réglage : fréquence + couplages	$\approx 0$
COMDEV [14] (1999)	Cavités métalliques cylindriques	Quasi-elliptique 4 pôles	12,6	0,3	$Q_0 = 15000$	-21	293	Iris circulaires	0,04
Bosch [16] (2000)	Cavités métalliques cylindriques	Quasi-elliptique 4 pôles	11,75	0,2	/	-27	293	Synthèse + vis (réglage en -10 minutes)	$\approx 0$
IRCOM [17] (2002)	Cavités métalliques cylindriques	Quasi-elliptique 5 pôles	12,35	0,3	1,15	-23	293	Vis de réglage : fréquence + couplages + synthèse	$\approx 0$
Université d'Edinburgh [20] (2005)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 18 pôles	1,967	0,8	1,4	-10	65	Vis de réglage en saphir	0,12
Université d'Edinburgh [22] (2005)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 10 pôles	1,965	0,5	0,6	-12	65	Vis de réglage en laiton	0,7
Université de Birmingham [24] (2005)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 8 pôles	0,610	1,3	0,2	-15	22	Vis de réglage en laiton et en saphir	0,16
Université de Birmingham [26] (2007)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 4 pôles	9,25	2	1	-13	30	Optimisation des formes des résonateurs sans réglage	1,6
ISCO [27] (2003)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 8 pôles	0,845	0,17	1	-13	77	Optimisation des formes des résonateurs sans réglage	0,5

Références	Technologie	Technique Nombre de pôles	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (%)	Pertes d'insertion (dB) ou $Q_0$	Niveau en réflexion (dB)	Température (K)	Méthode de réglage	Ecart de la fréquence centrale (%)
Université de Naples [28] (2005)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 4 pôles	2,45	0,8	0,6	-8	77	Optimisation des formes des résonateurs	0,49
Université de Birmingham [29] (2004)	Coplanaire supraconducteur	Quasi-elliptique 4 pôles	2,95	1,6	0,25	-12	30	Optimisation des formes des résonateurs + technologie	$\approx 0$ ?
QinetiQ [30] (2002)	Microruban supraconducteur	Chebyshev 3 pôles	7,958	0,6	0,9	-10	69	Ablation laser	$\approx 0$ ?
Superconductor technologie [31] (2005)	Microruban supraconducteur	Quasi-elliptique 10 pôles	0,842	1,7	/	-20	77	Ajustement manuel de la longueur de ligne	0,05
Cryodevice Inc. [32] (2005)	Microruban supraconducteur	Chebyshev 16 pôles	1,93	1	0,4	-15	70	Dépôt de films diélectriques	0,16



La reconfiguration fréquentielle des filtres par une action extérieure (électrique, mécanique...) est actuellement un enjeu majeur pour réduire l'encombrement des dispositifs dans le cadre de l'utilisation de banque de filtres. L'agilité se traduit par une modification de la fréquence centrale et de la bande passante des filtres. L'objectif dans ce cas est de limiter l'utilisation de plusieurs filtres dédiés à chaque bande de fréquences.

### **III. LES FILTRES AGILES EN FREQUENCE**

Plusieurs technologies particulières permettent de reconfigurer en fréquence les filtres passe bande. Dans ce cadre, les principaux éléments utilisés sont :

- ✓ Les éléments actifs
- ✓ Les MEMS (MicroElectroMechanical Systems)
- ✓ Les matériaux ferroélectriques

D'autres procédés comme les matériaux ferromagnétiques, les cristaux liquides, etc... sont également employés mais ils ne sont pas détaillés dans cette étude.

#### **III.1. LES FILTRES VOLUMIQUES AGILES**

Les récentes avancées proposent l'utilisation de MEMS pour rendre les filtres volumiques accordables : [33], [34].

La publication [33] propose un filtre agile 3 pôles à résonateurs diélectriques de fréquence centrale 15,6 GHz de bande passante relative 1 %. Des disques en polysilicone dorés reliés à des MEMS thermiques sont placés au-dessus de chaque résonateur cylindrique (Figure I-33). Lorsqu'une tension électrique parcourt le MEMS, celui-ci se déploie et ainsi change de manière continue la position verticale du disque. Ceci entraîne donc une modification du champ électromagnétique dans la cavité et donc une variation de la fréquence de résonance.

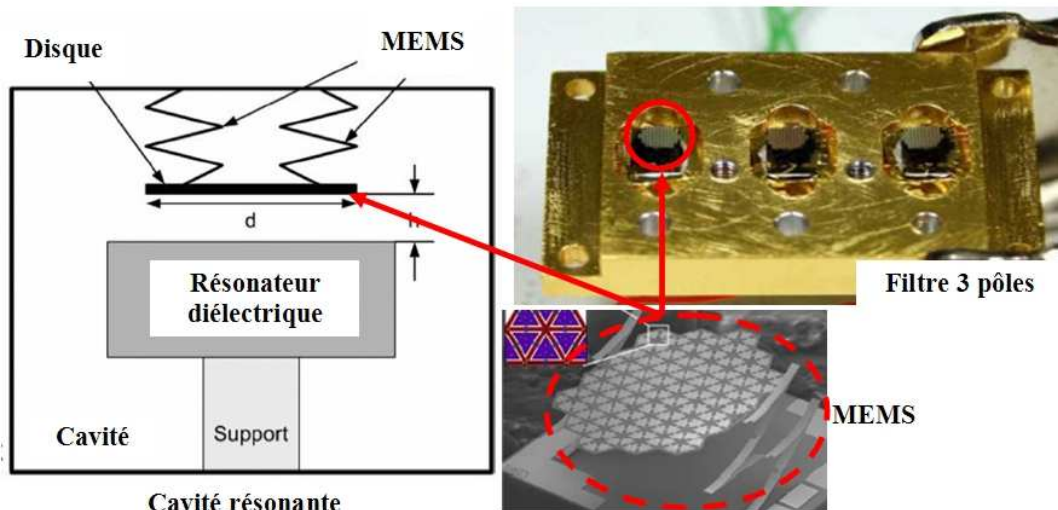


Figure I-33 : Cavité métallique à résonateur diélectrique accordable et le filtre agile 3 pôles

La tension d'actionnement du MEMS est inférieure à 10 V pour qu'il se déploie entièrement et la puissance totale nécessaire pour obtenir une agilité du filtre de 2,6 % est estimée à 0,3 W. Les pertes d'insertion sont comprises entre 1,5 dB et 4,5 dB (Figure I-34). Le niveau de réflexion reste inférieur à -10 dB sur tout la gamme d'accord et subit une variation de + 15 MHz (10 %).

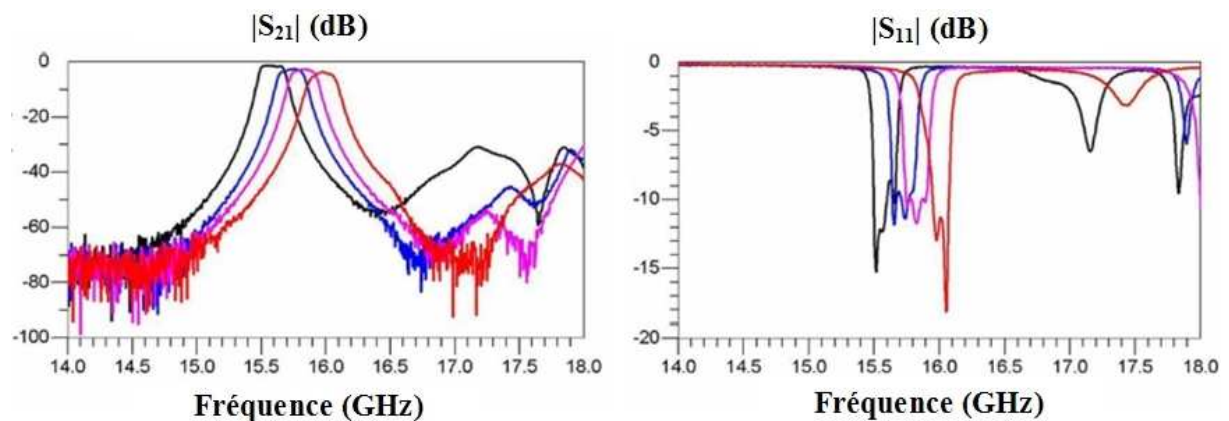


Figure I-34 : Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre 3 pôles à différents états de réglage

Le filtre 2 pôles reconfigurable de la publication [34] de fréquence centrale 94,79 GHz de bande passante relative 4,2 % composé de cavités résonantes rectangulaires couplées par iris utilise une autre méthode. Cette structure plastique dont les parois internes sont recouvertes de 3  $\mu\text{m}$  d'or dispose en surface de deux membranes circulaires de rayon  $r_m$  déformables par pression (Figure I-35).

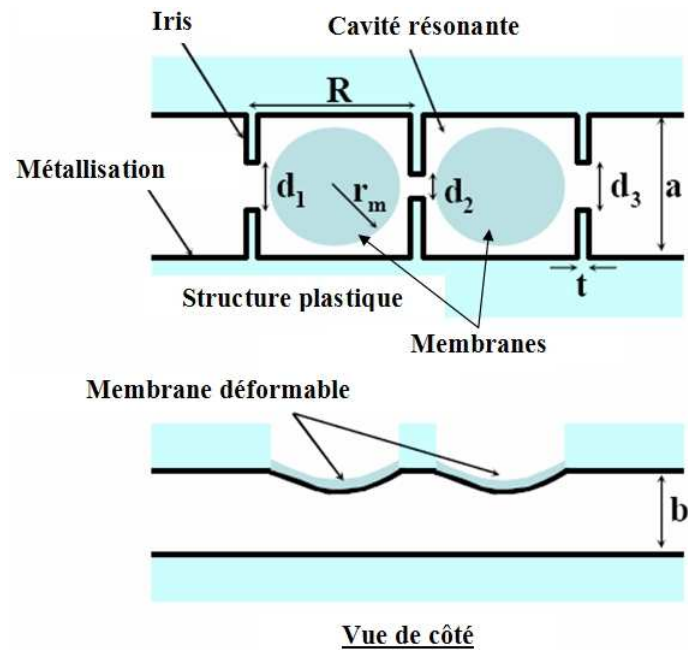


Figure I-35 : Schéma du filtre à membranes déformables

La déformation des membranes de  $-50 \mu\text{m}$  à  $+150 \mu\text{m}$ , contrôlée par une pompe extérieure, modifie la géométrie des cavités et conduit donc aux variations de leurs fréquences de résonance (Figure I-36).

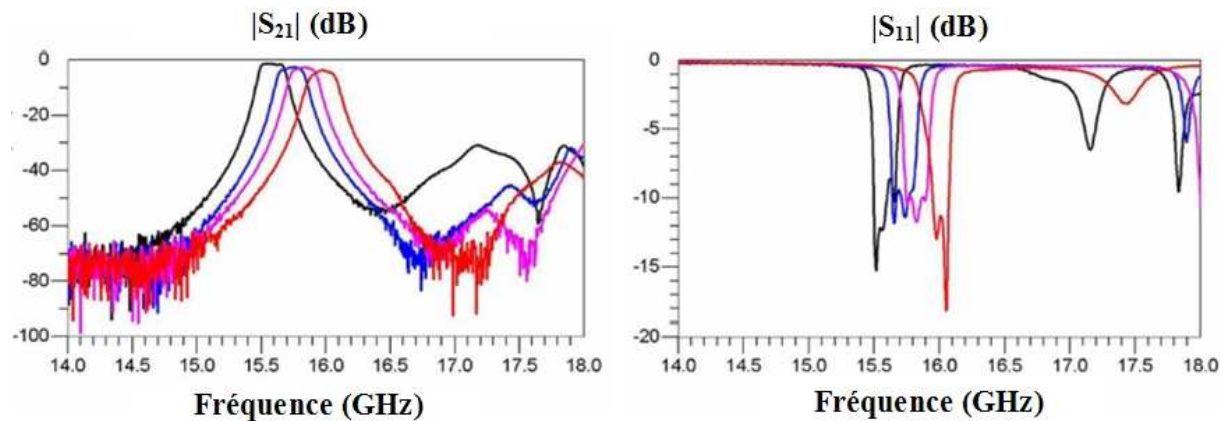


Figure I-36 : Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre à membranes déformables à différents états de réglage

Une variation de 2,7 % de la fréquence centrale a été obtenue tout en conservant des pertes d'insertion constantes de 2,37 dB et un coefficient de réflexion inférieur à -23 dB. Cependant, une légère modification de la bande passante apparaît. La déformation de la membrane pourrait être effectuée dans le futur à l'aide de MEMS.

Les filtres volumiques accordables offrent de très bonnes performances électriques, avec des bandes passantes étroites. Néanmoins, la reconfiguration en fréquence est lente et faible. C'est pourquoi, les études se tournent vers des dispositifs planaires plus petits et ayant une meilleure vitesse de reconfiguration.

### **III.2. LES FILTRES PLANAIRES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE**

#### ***III.2.1. Les filtres planaires reconfigurables utilisant des éléments actifs***

Les premières réalisations de filtres planaires agiles en fréquence intègrent des éléments actifs tels que des diodes varactors, des diodes PIN, des diodes Schottky... Ces éléments actifs peuvent facilement être reportés sur des dispositifs planaires et leur temps de réponse est très rapide. Par contre, ils génèrent un niveau de bruit élevé qui dégrade fortement les performances du filtre et ils ne peuvent être appliqués que dans les dispositifs faibles puissances. Leur consommation peut également limiter leur utilisation.

#### ***III.2.2. Les filtres planaires reconfigurables à base de MEMS***

Actuellement, d'importantes activités de recherche sont menées sur l'intégration de composants MEMS dans les systèmes complexes (filtres, tuners, déphaseurs, réseaux d'antennes...). En effet, leur forte linéarité, leur très faible consommation électrique, leur petite taille et leur faible coût permettent d'envisager le remplacement de composants traditionnels de type semi-conducteur.

Il existe deux sortes de filtres accordables à base de MEMS : numériques et analogiques.

Le réglage numérique utilise des micro-commutateurs MEMS qui présentent deux états : état bas et état haut. L'accord en fréquence est alors discret et la résolution pour obtenir les différents gabarits souhaités dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Par contre, la gamme d'accord est très large (20 % à 60 %) et dans cette configuration, les filtres sont peu sensibles aux systèmes de polarisation et au bruit.

La reconfiguration analogique utilise des capacités MEMS variables et conduit à une variation continue de la fréquence centrale mais la gamme d'accord est limitée (5 % à 15 %). De nombreux articles [35] à [40] traitent du réglage numérique.

Par exemple, la publication [35] propose un filtre agile coplanaire 3 pôles Chebyshev dont la fréquence varie entre 12 et 18 GHz (40 %) avec une résolution très fine. Chaque résonateur coplanaire est chargé périodiquement de 4 paires d'interrupteurs MEMS capacitifs (4 bit)

pour obtenir 16 réponses fréquentielles. Les couplages d'entrée-sortie sont réalisés à l'aide d'inverseurs d'impédance selfiques (Figure I-37).

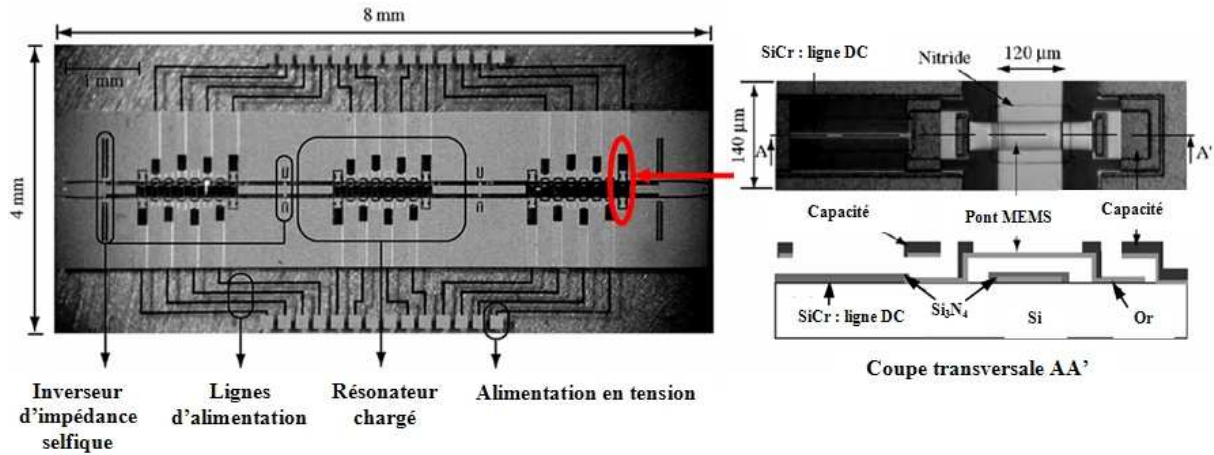


Figure I-37 : Filtre 3 pôles à base d'interrupteurs MEMS capacitifs

La figure I-38 présente les réponses en fréquence décalées pour 16 états différents.

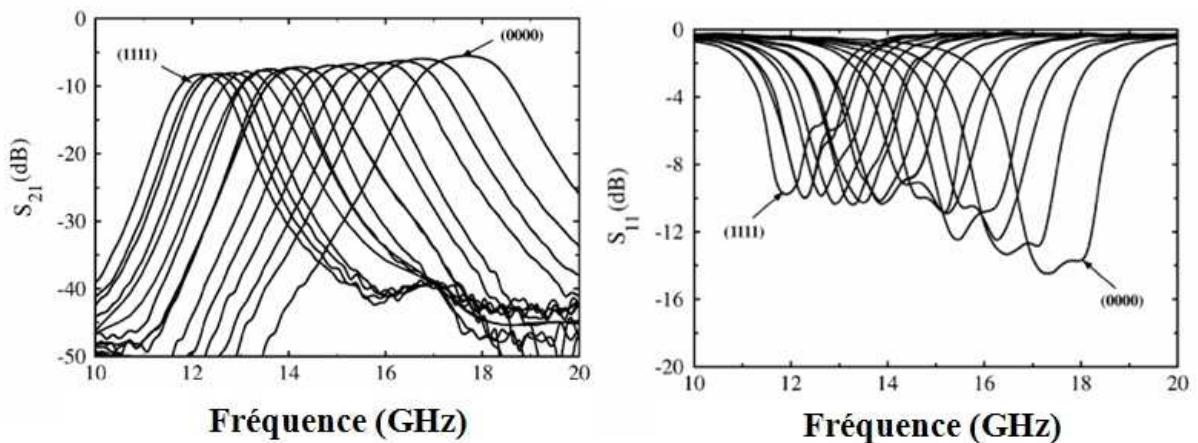


Figure I-38 : Mesures expérimentales en réflexion et en transmission du filtre à interrupteurs MEMS capacitifs à différents états de réglage

Les pertes d'insertion sont comprises entre 5,5 dB (17,8 GHz) et 8,2 dB (12,2 GHz). Le niveau de réflexion dans la bande est inférieur à -10 dB sur toute la plage de variation. La bande passante varie de 6,1 % (17,8 GHz) à 5,3 % (12,2 GHz).

Les pertes générées par ce procédé sont importantes et la bande passante n'est pas gardée constante lors du décalage fréquentiel. Cependant, cette technique offre la possibilité d'avoir un accord discret important.

L'article [37] présente un filtre passe bande Chebychev 3 pôles agile entre 8 et 12,3 GHz (50 %). Il est constitué de trois résonateurs et de quatre capacités de couplage séries MIM (Métal-Isolant-Métal). L'accord est réalisé en faisant varier l'inductance de chaque résonateur sans modifier les valeurs des capacités. Le changement d'inductance s'effectue en modifiant la longueur des stubs court-circuités en utilisant des MEMS à contact ohmique (Figure I-39).

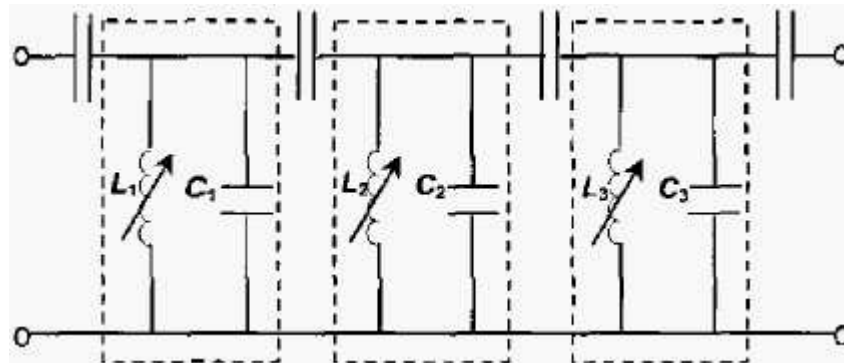


Figure I-39 : Topologie du filtre 3 pôles à inductances variables MEMS

La tension nécessaire pour rendre le filtre configurable est de 30 V. La bande passante à -3 dB varie de 10 % lors du décalage et les pertes d'insertions sont comprises entre 9 dB et 11 dB.

Pour diminuer les pertes importantes de ces dispositifs réglables par MEMS, des filtres supraconducteurs ont été développés [39], [40]. L'exemple [39] présente un filtre 2 pôles constitué de résonateurs hairpin supraconducteurs en TBCCO connectés chacun à un réseau de 9 capacités MEMS pouvant commuter de l'état haut à l'état bas (Figure I-40). Les électrodes RF et de tension sont aussi fabriquées à partir de matériaux supraconducteurs.

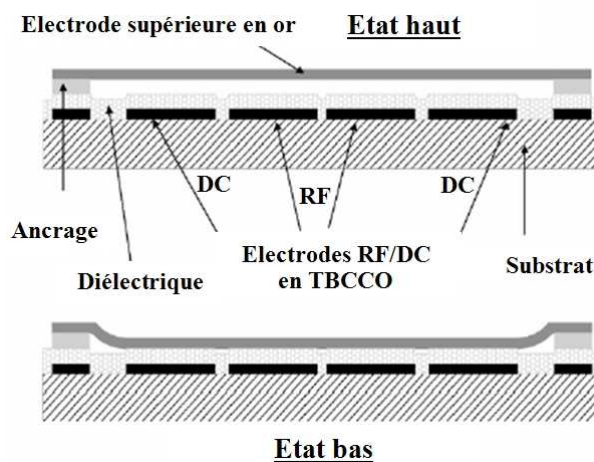


Figure I-40 : Interrupteur MEMS capacitif



L'électrode supérieure a été choisie en or pour ses propriétés électriques et surtout ses propriétés mécaniques à la température de fonctionnement de 77 K. Cependant, l'association des différentes couches de matériaux introduit des pertes. Elles sont de  $-0,7$  dB sans réglage à 755 MHz et passent à  $-5$  dB à 580 MHz. Le décalage fréquentiel obtenu est de 25 % avec une résolution de 500 kHz.

Comme il a été précisé, la reconfiguration en fréquence des filtres à base de MEMS peut aussi se faire de manière analogique [41], [42], [43].

L'article [41] présente un filtre passe bande 3 pôles en technologie coplanaire, miniature et agile en fréquence autour de 20 GHz. La reconfiguration en fréquence est réalisée par 6 micro-poutres placées au-dessus de la ligne coplanaire constituant le résonateur. Une agilité de 14 % a été obtenue, tout en conservant la bande passante relative de 7,5 % constante et les pertes d'insertion sont comprises entre 3,85 dB et 4,15 dB (Figure I-41 et I-42).

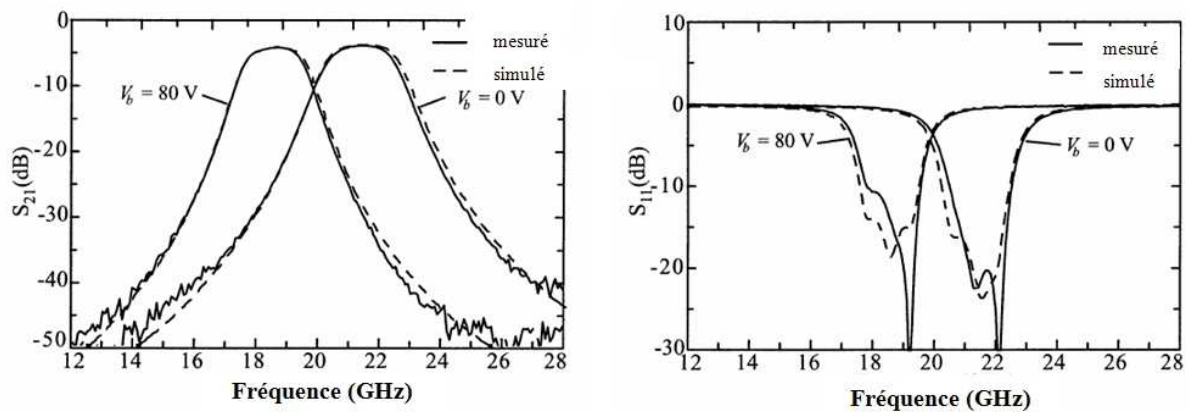


Figure I-41 : Réponses expérimentales et simulées du filtre

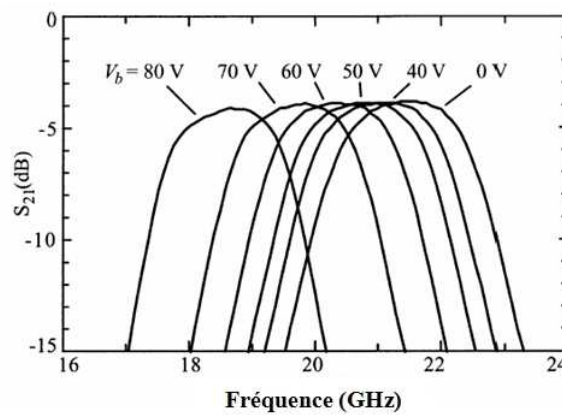


Figure I-42 : Bandes passantes du filtre pour différentes valeurs de tension de polarisation

La communication [42] propose un filtre constitué d'une association de deux différents stubs en circuit ouvert. Des capacités variables réalisées par des MEMS cantilevers sont ajoutées en bout de stubs pour modifier d'une part la fréquence centrale du filtre, et d'autre part pour contrôler la largeur de la bande passante.

Les filtres agiles en fréquence à base de MEMS proposent une solution intégrable dans les systèmes de communications actuels et sont faciles à fabriquer. Toutefois, il serait nécessaire d'améliorer leurs fiabilités et de limiter les pertes des filtres. Les MEMS sont aussi difficiles à intégrer dans des applications fortes puissances.

### ***III.2.3. Les filtres planaires reconfigurables intégrant des matériaux ferroélectriques***

Les filtres à base de matériaux ferroélectriques offrent une nouvelle solution de reconfiguration fréquentielle. En effet, sous l'effet d'un champ électrique continu externe, la structure cristalline d'un matériau ferroélectrique est modifiée, ce qui change sa permittivité et donc la fréquence centrale du filtre et ou la bande passante.

Les filtres planaires reconfigurables intégrant des matériaux ferroélectriques peuvent se décomposer en deux grandes catégories :

- ✓ Les configurations multicouches
- ✓ Les structures utilisant des capacités ferroélectriques.

#### ***III.2.3.1. Les structures utilisant des capacités ferroélectriques discrètes***

Dans ce cas, des capacités composées de matériaux ferroélectriques sont reportées sur des structures constituées d'éléments distribués microruban, coplanaires ou localisés [44] à [48]. Les capacités peuvent être de type MIM (Métal-Isolant-Métal) ou de type planaire interdigité.

Le filtre 2 pôles de bande relative 11 % [44] fabriqué sur un substrat d'alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) a une agilité de 22 % à 2 GHz pour une tension d'alimentation maximale de 130 V (Figure I-43). Des capacités interdigitées constituées de 16 doigts sont placées à l'extrémité de résonateurs comblines microruban. La capacité est composée d'un matériau ferroélectrique  $\text{Ba}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{TiO}_3$  d'épaisseur 600 nm déposée sur le substrat d'alumine et d'une métallisation de cuivre (Cu) de 500 nm.



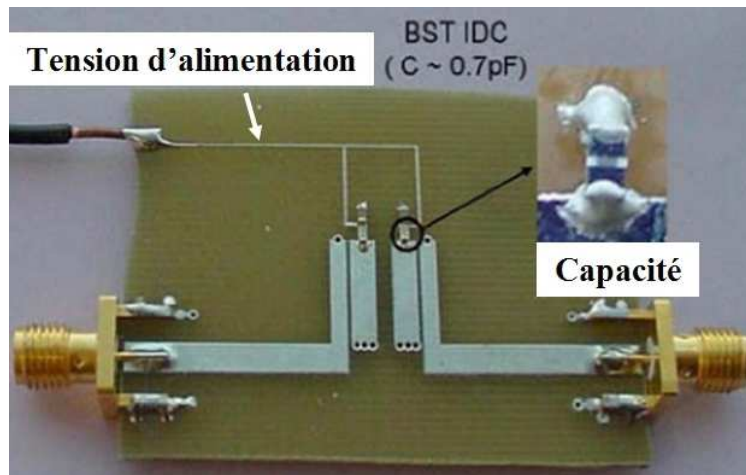


Figure I-43 : Filtre microruban 2 pôles à base de capacités ferroélectriques

La fréquence du filtre varie entre 2,14 GHz et 2,61 GHz pour un champ électrique appliqué de 433 kV/cm. Les pertes d'insertion sont comprises entre 2,61 dB et 4,9 dB (Figure I-44). Le coefficient de réflexion dans la bande passante est inférieur à -11 dB.

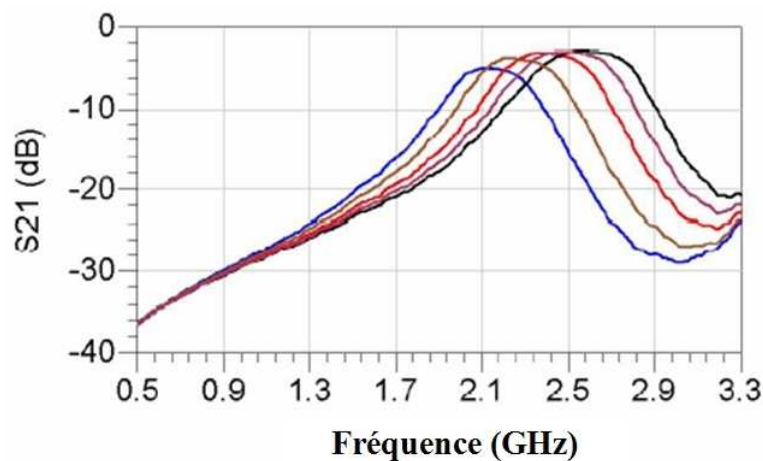


Figure I-44 : Réponses en transmission expérimentales du filtre accordable à base de capacités variables ferroélectriques

La structure coplanaire présentée dans la publication [48] associe des capacités ferroélectriques à la technologie MEMS pour à la fois modifier la fréquence centrale du filtre, et ensuite modifier la largeur de la bande passante (Figure I-45).

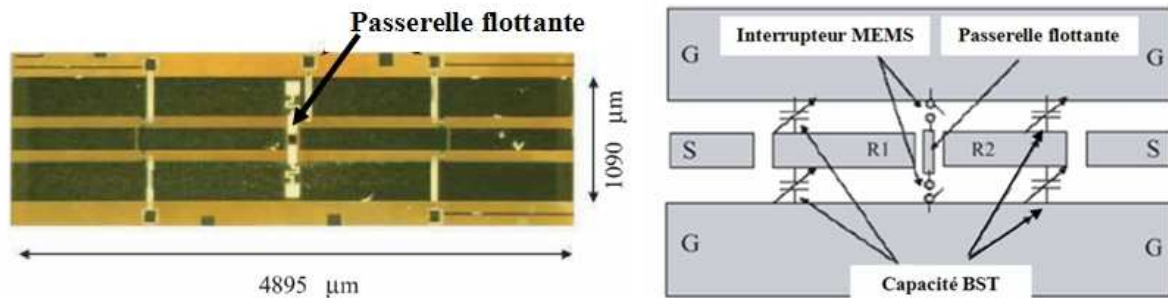


Figure I-45 : Filtre 2 pôles à base de capacités ferroélectriques et de cantilevers MEMS

La fréquence centrale de 35 GHz du filtre peut être ajustée grâce aux capacités variables BST qui relient une des extrémités des résonateurs à la masse. Le couplage inter-résonateurs et donc la bande passante dépendent de la position des interrupteurs cantilevers MEMS qui sont connectés à la passerelle conductrice placée entre les résonateurs. Lorsqu'ils sont à l'état haut, le couplage entre les résonateurs n'est pas modifié: la bande passante est large. Lorsqu'ils sont à l'état bas, la passerelle est connectée au plan de masse et atténue ainsi l'énergie au bout des deux résonateurs. La bande passante est alors diminuée (Figure I-46).

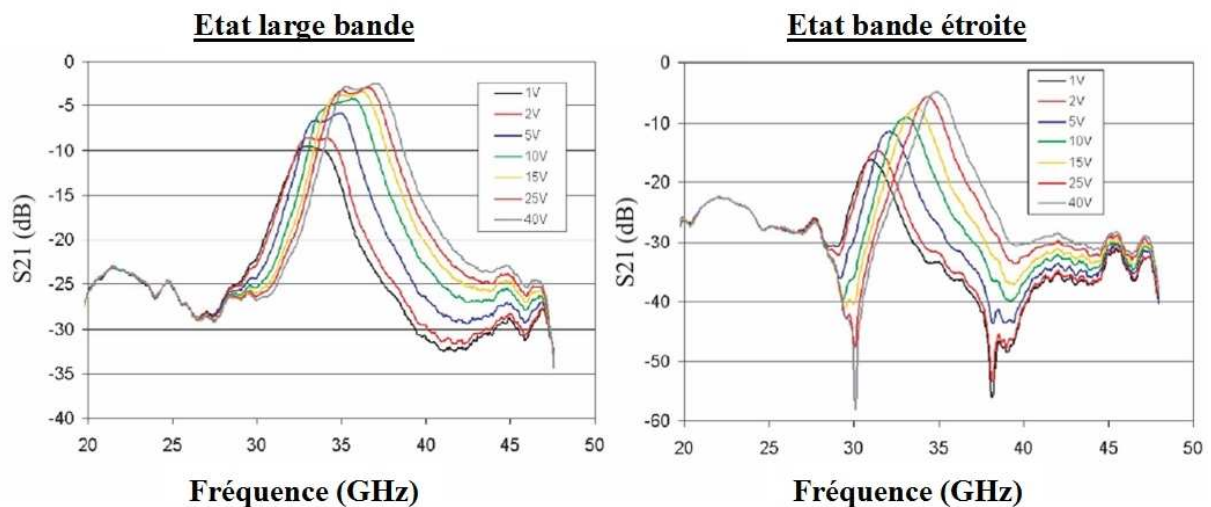


Figure I-46 : Mesures en transmission expérimentales du filtre coplanaire 2 pôles dans 2 états de l'interrupteur MEMS

L'accord fréquentiel continu obtenu est de 15 %. Pour la bande passante relative de 9,1 %, les pertes d'insertion varient de 9 dB (1 V) à 2,7 dB (40 V) et pour celle de 4,8 %, elles varient de 5 dB et 16 dB.

Les capacités BST peuvent également être insérées dans des circuits composés d'éléments localisés dans le cadre d'applications basses fréquences et large bande. Dans la publication [49], une tension de 10 V appliquée aux bornes de capacités MIM a permis de réaliser un accord de 40 % d'un filtre 3 pôles de fréquence centrale 140 MHz et de bande passante relative 35 %. Des pertes d'insertion comprises entre 5,1 dB et 7 dB ont été obtenues.

De façon générale, les tensions appliquées aux capacités ferroélectriques discrètes sont beaucoup plus faibles que dans le cas des structures multicouches pour des accords identiques.

### III.2.3.2. Les configurations multicouches

Il s'agit de dispositifs microruban ou coplanaires réalisés sur une mince couche de ferroélectrique déposée sur un substrat.

Un filtre 2 pôles microruban de fréquence centrale 19 GHz et de bande passante relative 4 % est présenté dans la publication [50]. Les deux résonateurs supraconducteurs (YBaCuO) sont gravés sur une couche mince de ferroélectrique (SrTiO<sub>3</sub>) déposée sur un substrat de LaAlO<sub>3</sub> (Figure I-47).

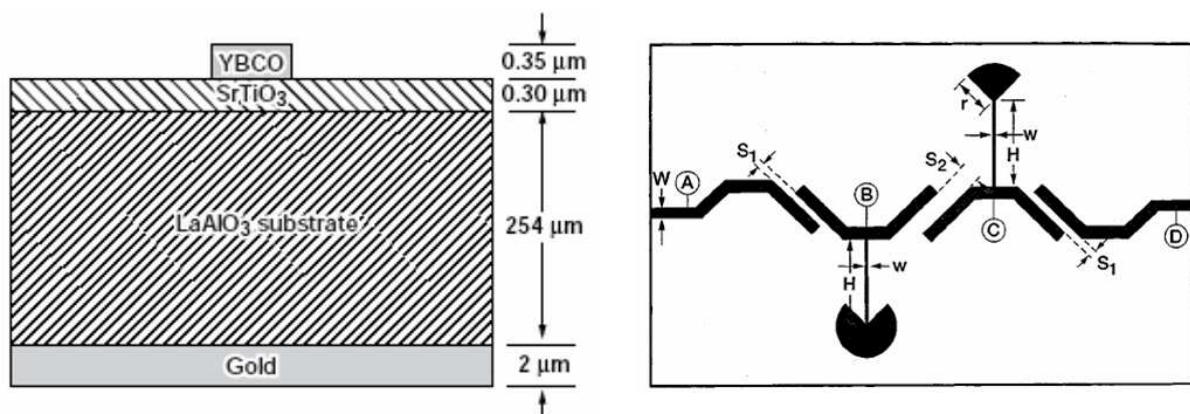


Figure I-47 : Coupe transversale et topologie du filtre microruban ferroélectrique

Une tension positive est appliquée entre les points A et C, et une même tension est appliquée entre les points B et D (tension négative). La fréquence centrale du filtre varie entre 16,5 GHz à 0 V et 18,8 GHz à  $\pm 400$  V, soit 12 % d'agilité fréquentielle. La bande passante est respectivement de 4 % et 12 % à la température cryogénique de 30 K. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3 dB.

De la même façon, des structures coplanaires peuvent être envisagées [51]. Les tensions à appliquer pour obtenir des décalages fréquentiels similaires sont beaucoup plus faibles, par contre les pertes sont plus importantes.

Le troisième chapitre de ce manuscrit sera consacré aux configurations multicouches. Dans ce cadre, l'optimisation des performances de circuits résonants pour minimiser la tension à appliquer afin d'obtenir l'agilité en fréquence désirée nécessite de connaître les propriétés électriques des couches minces ferroélectriques. Dans ce cadre, nous avons donc développé une méthode de caractérisation dynamique.

### **III.3. CONCLUSION SUR LA RECONFIGURATION DES FILTRES**

Les technologies étudiées présentent toutes des avantages et des défauts majeurs. Les filtres volumiques restent toujours encombrants et lents en reconfiguration malgré de très bonnes performances électriques. Le réglage à l'aide d'éléments actifs implique des niveaux de pertes élevés et de consommation électrique importante. Finalement, deux procédés semblent percer dans la littérature dans ce domaine de l'agilité fréquentielle : les filtres à base de MEMS et les filtres intégrant des matériaux ferroélectriques.

Les MEMS de petites tailles conduisent à de bonnes performances pour des applications faibles puissances. Ces filtres nécessitent néanmoins un investissement et des coûts supérieurs à ceux des technologies céramiques. De plus, les temps de réponse sont élevés.

Les matériaux ferroélectriques présentent une agilité importante, de faibles temps de réponse et réagissent à une commande électrique facilement intégrable. Les pertes liées aux matériaux sont le principal inconvénient de cette technologie.

Tableau I-2 : Récapitulatif des filtres reconfigurables en fréquence

Références	Technologie	Technique Nombre de pôles	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (%)	Pertes d'insertion (dB) ou $Q_0$	Niveau en réflexion (dB)	Température (K)	Méthode de reconfiguration	Tuning = $\Delta f/f_0$ en %	Tension d'alimentation ou autres...
[33] Université de Waterloo	Cavités à résonateurs diélectriques	Chebyshev 3 pôles	15,6 à 16	1 à 1,07	1,5 à 4,5	-10	293	MEMS thermiques	2,6	10 V / MEMS
[34] Université de Berkeley	Cavités résonantes circulaires plastiques	Quasi-elliptique 2 pôles	94,79 à 97,38	2,88 à 2,96	2,37	-23 à -27	293	MEMS déformables par pression	2,7	< 0,25 atm
[35] Université d'Ann Arbor	Coplanaire	Chebyshev 3 pôles	18 à 12	6,1 à 5,3	5,5 à 8,2	-10	293	MEMS interrupteurs - capacités	40 avec 40 états	18 V
[36] Université d'Ann Arbor	Microruban	Chebyshev 2 pôles	9,8 à 6,5	5,1 ± 0,4	4,1 à 5,6	-16	293	MEMS interrupteurs - capacités	44 avec 16 états	26 V / MEMS
[37] Université de Nanyang	Coplanaire	Chebyshev 3 pôles	8 à 12,3	10 à 20	9 à 11	-14	293	MEMS interrupteurs - inductances	50 avec 4 états	30 V
[38] XLIM Université de Limoges	Coplanaire	Chebyshev 4 pôles	43,25 à 40,95	6,1	6,5	-10	293	MEMS capacitifs	5	40 V / MEMS
[39] Université de Santa Barbara	Microruban supraconducteur	Chebyshev 2 pôles	0,755 à 0,580	1,32	0,7 à 4	/	77	MEMS interrupteurs - capacités	25 avec 512 états	27 V / MEMS
[42] XLIM + LEST	Coplanaire	Chebyshev 2 pôles	34,74 à 33,11	8,6 ± 0,5	< 3,6	-20	293	MEMS capacitifs	5	30 V
[43] XLIM Université de Limoges	Coplanaire	Chebyshev 2 pôles	33 à 34 GHz	9	4 à 4,5	-15 à -17	293	MEMS capacitifs	2,9	58 V

Références	Technologie	Technique Nombre de pôles	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (%)	Pertes d'insertion (dB) ou $Q_0$	Niveau en réflexion (dB)	Température (K)	Méthode de reconfiguration	Tuning = $\Delta f/f_0$ en %	Tension d'alimentation ou autres...
[44] Université Caroline du nord	Microruban	Chebyshev 2 pôles	2,14 à 2,61	N.D. $\approx 18$	4,9 à 2,61	-11	293	Capacités ferroélectriques	22	0 à 130 V
[45] Institut de Georgie Atlanta	Coplanaire	Chebyshev 2 pôles	11,5 à 14	14 à 15	5,4 à 3,3	-10	293	Capacités ferroélectriques	20	0 à 30 V
[46] Université Caroline du nord	Microruban	Chebyshev 3 pôles	2,44 à 2,88	16	5,1 à 3,3	-13	293	Capacités ferroélectriques	16	0 à 200 V
[48] Institut de Georgie Atlanta	Coplanaire	Chebyshev 2 pôles	30 à 35	9,6 à 4,8	-4 à -8 (état 1) -16 à -5 (état 2)	-6 à -7 (état 1) -6 à -20 (état 2)	293	Capacités ferroélectriques + interrupteurs MEMS	15	0 à 40 V
[49] Université de Caroline du nord	Microruban	Chebyshev 2 pôles	0,140	/	7 à 5,1	-7,2 à -11,5	293	Capacités ferroélectriques	45	0 à 10 V
[50] Université de Dayton	Microruban supraconducteur	Chebyshev 2 pôles	16,5 à 18,8	4 à 12	N. D. $\approx 3,3$	N. D. $\approx -10$	30	Couches minces ferroélectriques	12	$\pm 400$ V
[51] Université de Dayton	Coplanaire	Chebyshev 2 pôles	16,68 à 17,26	$\approx 2,9$	8,1 à 5,25	/	293	Couches minces ferroélectriques	3	$\pm 100$ V

N. D. : Non Défini







## ***Chapitre 2 :***

***Réglages et tests de filtres planaires supraconducteurs***



<b>Chapitre 2 :</b> .....	<b>55</b>
<b>I. Introduction</b> .....	<b>63</b>
<b>II. Contexte de l'étude</b> .....	<b>64</b>
II.1. Charge utile d'un satellite de télécommunications et intérêt de la technologie supraconductrice.....	64
II.2. Les matériaux supraconducteurs .....	66
II.2.1. Les propriétés des matériaux supraconducteurs .....	66
II.2.2. La modélisation des matériaux supraconducteurs .....	66
II.2.3. Les substrats utilisés .....	68
II.2.4. Les techniques de dépôt et de gravure.....	69
II.2.5. Les systèmes de refroidissement .....	70
II.3. Les résultats obtenus par Jean-François Seaux.....	70
II.3.1. Cahier des charges du filtre IMUX.....	70
II.3.2. Topologie de filtre retenue et mesures expérimentales .....	73
<b>III. Duplication de filtres microruban supraconducteurs et ajustement des réponses en fréquence</b> .....	<b>77</b>
III.1. Objectifs .....	77
III.2. Duplication du filtre à deux autres fréquences : première réalisation.....	79
III.2.1. Méthode d'ajustement fréquentiel par variation de permittivité.....	79
III.2.2. Méthode de mesures expérimentales.....	80
III.2.3. Résultats expérimentaux .....	82
III.2.4. Conclusions .....	83
III.3. Paramètres responsables des décalages fréquentiels.....	84
III.3.1. Variation de la permittivité du substrat.....	84
III.3.2. Variation de la hauteur entre le capot supérieur du blindage et le substrat.....	84
III.3.3. Influence du maillage lors de la simulation .....	85
III.3.4. Influence de la variation de l'impédance de surface du film supraconducteur	87
III.3.5. Variation de la hauteur du substrat.....	88
III.3.6. Influence de la contraction des matériaux supraconducteurs à température cryogénique .....	89
III.3.7. Incertitude de gravure du filtre supraconducteur .....	91
III.3.8. Conclusions .....	91
III.4. Ajustement de la fréquence centrale des filtres d'IMUX.....	92
III.4.1. Prise en compte des paramètres responsables du décalage fréquentiel.....	92
III.4.2. Résultats expérimentaux .....	93
III.4.3. Conclusions .....	97
<b>IV. mesures sous pointes de filtres supraconducteurs</b> .....	<b>99</b>
IV.1. Banc de mesures cryogénique sous pointes .....	99

IV.2. Conception du nouveau packaging des filtres supraconducteurs.....	101
IV.3. Mesures sous pointes de deux filtres supraconducteurs.....	103
IV.4. Comparaisons des résultats expérimentaux des deux méthodes de mesures .....	105
<b>V. Optimisation des filtres planaires supraconducteurs par réglage fin après fabrication .....</b>	<b>109</b>
V.1. Objectifs .....	109
V.2. Etude d'un résonateur.....	109
V.2.1. Etude du filtre complet.....	111
<b>VI. Conclusions.....</b>	<b>114</b>

## Liste des figures

Figure II-1 :	Schéma bloc typique d'une chaîne de réception-émission de charge utile de satellite à service fixe.....	64
Figure II-2 :	Filtres volumiques d'IMUX .....	65
Figure II-3 :	Diagramme du filtre quasi-elliptique auto-correcté huit pôles.....	71
Figure II-4 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre idéal à 4468,75 MHz ....	72
Figure II-5 :	Niveau de la platitude du gain .....	72
Figure II-6 :	Niveau de la variation du temps de propagation de groupe.....	73
Figure II-7 :	Filtre 8 pôles quasi-elliptique .....	73
Figure II-8 :	Réponses simulées en transmission et en réflexion du filtre huit pôles .....	74
Figure II-9 :	Temps de propagation de groupe simulé du filtre huit pôles.....	74
Figure II-10 :	Filtre 8 pôles version 3 dans son boîtier de mesure en Kovar .....	75
Figure II-11 :	Réponses expérimentales du filtre supraconducteur à 4468,75 MHz.....	76
Figure II-12 :	Dimensions des filtres supraconducteurs et positions des lignes d'excitation... ..	77
Figure II-13 :	Vue en coupe du filtre connecté et du boîtier de mesure.....	80
Figure II-14 :	Schéma de la disposition du filtre et photo de l'enceinte à vide .....	81
Figure II-15 :	Réponses expérimentales du filtre supraconducteur à 3843,75 MHz.....	83
Figure II-16 :	Réponses fréquentielles simulées du filtre $f_1$ pour des hauteurs de capot de 3500 $\mu\text{m}$ et 5653 $\mu\text{m}$ .....	85
Figure II-17 :	Comparaison entre les réponses du filtre $f_2$ simulées avec un maillage de 30 et 40 cellules par longueur d'onde ( $c/w$ ) .....	86
Figure II-18 :	Simulations d'un résonateur en croix en fonction du maillage (20 à 70 $c/w$ )... ..	86
Figure II-19 :	Réponses en fréquence du filtre $f_{12}$ en fonction d'une variation de son impédance de surface.....	88
Figure II-20 :	Épaisseurs des substrats des wafers 2 et 3 fournis par THEVA .....	88
Figure II-21 :	Comparaison entre les réponses simulées du filtre $f_2$ avec le supraconducteur contracté et les réponses expérimentales du filtre $f_2$ .....	90
Figure II-22 :	Comparaison entre les réponses simulées avec le supraconducteur contracté et les réponses expérimentales du filtre $f_{12}$ de J.F. Seaux.....	90
Figure II-23 :	Épaisseurs des substrats commandés par THEVA .....	92
Figure II-24 :	Épaisseurs des substrats et positions des filtres.....	93
Figure II-25 :	Réponses expérimentales du filtre $f_{12}$ n°IX placé sur le wafer 2.....	93
Figure II-26 :	Position du filtre $f_{12}$ n°IX sur le wafer 2.....	94
Figure II-27 :	Platitude de gain du filtre $f_{12}$ n°IX placé sur le wafer 2.....	94
Figure II-28 :	Réponses expérimentales du filtre $f_{12}$ n°X placé sur le wafer 2 .....	95
Figure II-29 :	Réponses expérimentales du filtre $f_2$ n°I placé sur le wafer 1 .....	96
Figure II-30 :	Réponses expérimentales des filtres $f_1$ n°IV et n°V placés sur le wafer 1 ...	96
Figure II-31 :	Banc de mesures cryogénique .....	99
Figure II-32 :	Vue de côté de la station sous pointes cryogénique .....	100
Figure II-33 :	Vue éclatée du dispositif blindé conçu pour les mesures sous pointes.....	101
Figure II-34 :	Filtre supraconducteur dans son boîtier de blindage .....	101
Figure II-35 :	Packaging complet et emplacements des sondes en température .....	102
Figure II-36 :	Réponses expérimentales du filtre $f_1$ n°VI placé sur le wafer 2 .....	103
Figure II-37 :	Réponses expérimentales du filtre $f_{12}$ n°VII placé sur le wafer 2.....	104
Figure II-38 :	Platitude du gain du filtre $f_{12}$ n°VII .....	104
Figure II-39 :	Ligne supraconductrice entre les deux connecteurs SMA.....	106
Figure II-40 :	Sabot de contact usiné posé sur la ligne supraconductrice .....	106

Figure II-41 :	Dimensions du connecteur SMA et du sabot de contact usiné.....	107
Figure II-42 :	Coefficients de réflexion et de transmission de la ligne supraconductrice - connecteurs SMA.....	107
Figure II-43 :	Analyse de Monte Carlo en fonction de la précision de gravure et de l'épaisseur du substrat.....	108
Figure II-44 :	Variations de la fréquence et du facteur de qualité à vide en fonction du diamètre du trou dans deux cas différents .....	110
Figure II-45 :	Variations de la fréquence et du facteur de qualité à vide en fonction du diamètre du trou dans le cas de trou situé dans la branche inférieure .....	111
Figure II-46 :	Filtres présentant des décalages fréquentiels.....	112
Figure II-47 :	Coefficients de transmission simulés pour les filtres réglés avec des trous de 150 $\mu\text{m}$ .....	112
Figure II-48 :	Coefficients de réflexion simulés pour des filtres réglés avec des trous de 150 $\mu\text{m}$ .....	113

### **Liste des tableaux**

Tableau II-1 :	Propriétés des substrats utilisés pour le dépôt de films minces de supraconducteurs HTC .....	69
Tableau II-2 :	Spécifications génériques du filtre de canal de fréquence centrale $f_{12}$ .....	71
Tableau II-3 :	Nouvelles spécifications du filtre d'IMUX .....	78
Tableau II-4 :	Résumé des paramètres de simulation.....	80
Tableau II-5 :	Fréquences centrales mesurées et décalages fréquentiels des 3 filtres .....	82
Tableau II-6 :	Calcul des variations de $R_s$ et de $X_s$ et en fonction de $\lambda_L(0)$ , $T_c$ , $T$ et $e$ à la fréquence centrale $f_{12}$ .....	87
Tableau II-7 :	Bilan des résultats expérimentaux et comparaison avec le cahier des charges. ....	97
Tableau II-8 :	Comparaison des résultats expérimentaux des filtres mesurés en boîtier avec connecteur et dans la station sous pointes .....	105







## **I. INTRODUCTION**

Les filtres microondes, éléments essentiels de tout système de télécommunication interviennent notamment dans la charge utile d'un satellite de communications [52]. Pour augmenter la durée de vie du satellite, la capacité de communication, et pour diminuer les coûts de lancement spatial, le poids, l'encombrement ainsi que la consommation en énergie des filtres microondes doivent être diminués.

Ces modifications doivent être apportées tout en conservant les performances électriques des technologies actuellement employées : gain, sélectivité, isolation hors bande passante, temps de propagation de groupe constant...

Afin d'atteindre ces objectifs, des technologies planaires utilisant des matériaux supraconducteurs à Hautes Températures Critiques (HTC) sont envisagées. En effet, elles devraient permettre de remplacer les filtres volumiques d'IMUX (Input MULTipleXer) actuels, qui fonctionnent avec de faibles puissances d'entrée. Même si les filtres à base de supraconducteurs offrent une solution planaire, donc compacte, et des performances électriques similaires, il est nécessaire, pour pouvoir faire un bilan des acquis, de tenir compte des systèmes permettant de les refroidir à des températures cryogéniques.

De nombreux travaux ont été menés dans ce cadre, notamment à XLIM. L'étude développée dans ce chapitre fait suite aux recherches effectuées par J.F. Seaux sur la conception de filtres supraconducteurs à 4 GHz pour des applications spatiales [53], projet mené en collaboration avec Thales Alenia Space et le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) de Toulouse.

Après un bref rappel du fonctionnement d'une chaîne de réception – émission de satellite à service fixe, les principales propriétés physiques et théoriques des matériaux supraconducteurs sont exposées. Ensuite, à partir des derniers résultats des filtres supraconducteurs microruban de J.F. Seaux, une méthode de conception est proposée pour permettre d'une part de dupliquer ces filtres à différentes fréquences autour de 4 GHz et d'autre part de répondre au plus près aux gabarits exigés sans réglage post fabrication. Finalement, les résultats obtenus ont conduit à s'intéresser à une méthode de réglage fin.

## II. CONTEXTE DE L'ETUDE

### II.1. CHARGE UTILE D'UN SATELLITE DE TELECOMMUNICATIONS ET INTERET DE LA TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE

Les filtres microondes interviennent à différents niveaux des répéteurs de satellites de télécommunications qui assurent la re-émission de signaux montants vers des couvertures terrestres (Figure II-1).

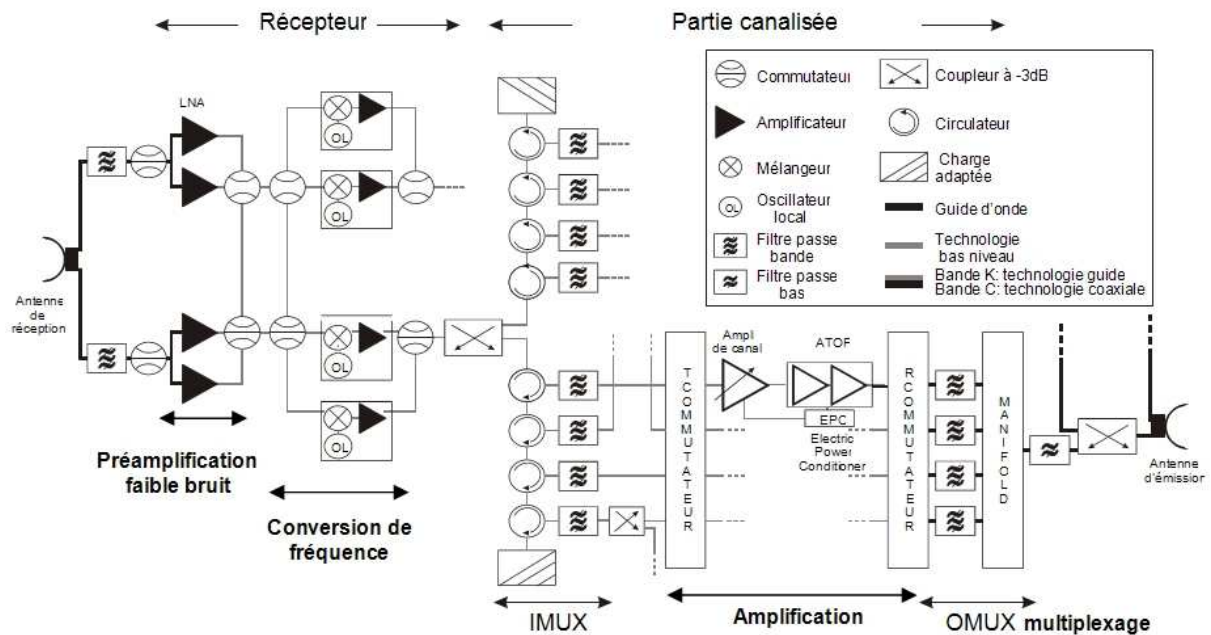


Figure II-1 : Schéma bloc typique d'une chaîne de réception-émission de charge utile de satellite à service fixe

En effet, ceux-ci comportent généralement les fonctions fondamentales suivantes :

- Une pré-amplification faible bruit,
- Une ou plusieurs conversions de fréquence,
- Un démultiplexage des canaux,
- Une amplification de puissance,
- Un multiplexage des canaux.

L'étude que nous avons réalisée a donc porté sur les filtres d'entrée de multiplexeur (IMUX). Actuellement, ces filtres sont volumineux, constitués de cavités métalliques pour répondre aux spécifications électriques sévères demandées (Figure II-2).

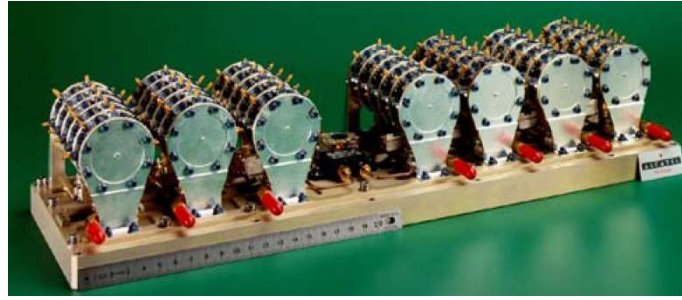


Figure II-2 : Filtres volumiques d'IMUX

Cependant dans le cas des communications, ils présentent deux inconvénients majeurs : le poids et l'encombrement. En effet, ils représentent à peu près 10 % de la masse du répéteur.

Une solution possible pour pallier à ces désagréments, est de remplacer les filtres volumiques par des filtres planaires. Toutefois, l'utilisation de métallisations classiques conduit à des pertes d'insertion trop élevées. Par contre, ces pertes peuvent être minimisées en employant des matériaux supraconducteurs. En effet, la supraconductivité découverte en 1911 est caractérisée par l'absence de résistance électrique « continue » lorsque le supraconducteur est refroidi en dessous de sa température critique. Les premiers supraconducteurs avaient des températures de fonctionnement très basses comprises entre 23 K et 35 K. Depuis 1987, d'autres supraconducteurs avec des températures critiques ( $T_c$ ) plus élevées ont été découverts par exemple l' $\text{YBaCuO}$  ( $T_c = 88$  K) et le  $\text{TlBaCaCuO}$  ( $T_c = 127$  K). Ces Supraconducteurs à Hautes Températures Critiques (SHTC) permettent d'utiliser des systèmes de refroidissement par azote liquide moins onéreux que le refroidissement par hélium liquide.

L'utilisation de matériaux supraconducteurs devrait donc donner lieu à une réduction du poids et de l'encombrement de tels dispositifs satellitaires, malgré l'utilisation d'un cryogénérateur, d'un régulateur de température et de tout le packaging nécessaire au maintien de la température du supraconducteur. En effet, un bilan effectué sur un IMUX possédant une soixantaine de filtres en bande C, permet de conclure à un gain de 27 % sur le poids et de 50 % sur le volume. De plus, une telle solution permet de conserver voire même améliorer les très bonnes performances obtenues avec les filtres volumiques.

## II.2. LES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

### II.2.1. Les propriétés des matériaux supraconducteurs

Il existe plus d'une centaine de matériaux supraconducteurs répertoriés avec des températures de transition différentes. Cependant, l' $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$  (YBaCuO) et le  $\text{Tl}_2\text{Ba}_2\text{CaCu}_2\text{O}_x$  (TBCCO,  $T_c = 100$  K) sont les matériaux les plus populaires et les plus vendus pour fabriquer des circuits électroniques microondes. Ce sont des matériaux céramiques de structure cristalline pérovskite à base d'Ytterbium ou de Thallium. Ils sont utilisés sous forme de couches minces épitaxiées sur des substrats monocristallins.

Dans le cadre de ce projet, l'YBaCuO qui possède à 77 K, une résistance de surface 200 fois plus faible que celle du cuivre à 4 GHz a été retenu et sera approvisionné par la société allemande THEVA.

La tenue en puissance des films minces supraconducteurs HTC limite leur utilisation. En effet, la densité de courant peut devenir élevée sur les arêtes ou les coins des rubans métalliques utilisés pour former le dispositif microonde. Ceci conduit à accroître les effets non linéaires et dégradent le facteur de qualité des résonateurs. Dans le cas de filtres d'IMUX, ce n'est pas un problème car les puissances mises en jeu sont très faibles.

### II.2.2. La modélisation des matériaux supraconducteurs

Pour concevoir et optimiser des filtres microondes supraconducteurs, il est nécessaire de disposer d'un outil de simulation performant qui rende compte autant que possible des performances du dispositif final. Le logiciel électromagnétique 2,5 D Momentum développé par Agilent a été choisi pour simuler les circuits. Les propriétés précises des matériaux supraconducteurs seront introduites par l'intermédiaire d'une impédance de surface.

Plusieurs théories ont été développées par les physiciens pour tenter d'expliquer le comportement des supraconducteurs à basses et à hautes températures critiques, et ainsi déterminer leurs impédances de surface. Les travaux de thèse [54] décrivent succinctement les modélisations possibles. Pour analyser les filtres à base de supraconducteurs HTC, le modèle des professeurs O.G. et I.B. Vendik a été choisi pour plus de simplicité d'une part, et car il représente une bonne approximation [55].

L'impédance de surface se décompose en une résistance de surface  $R_S$  et une réactance de surface  $X_S$  (Equation II-1).

$$Z_S = R_S + j.X_S \quad (\text{II-1})$$

La partie réelle et la partie imaginaire de  $Z_S$ , pour une température de fonctionnement  $T$  inférieure à la température critique  $T_c$ , sont données respectivement à l'aide des équations II-2 et II-3.

$$R_S(t) = \frac{(\omega \cdot \mu_0)^2 \cdot \sigma_n(t)}{1 + [\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma_n(t) \cdot \lambda_L^2(t)]^2} \cdot \frac{\lambda_L^4(t)}{e} \quad (\text{II-2})$$

$$X_S(t) = \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\lambda_L^2(t)}{e} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

$$t = \left(\frac{T}{T_c}\right) \quad (\text{II-4})$$

$$\sigma_n(t) = \sigma_n(1) \cdot t^{\gamma-1} + \alpha \cdot (1-t^\gamma) \quad (\text{II-5})$$

$$\left[ \frac{\lambda_L(0)}{\lambda_L(t)} \right]^2 = 1 - t^\gamma \quad (\text{II-6})$$

$$\lambda_L(0) = 0,13 \cdot 10^{-6} \cdot e^{1,27-0,5 \cdot \gamma} \quad (\text{II-7})$$

Où :

$e$  : épaisseur du film supraconducteur

$\lambda_L(0)$  : longueur de pénétration de London à 0 K

$\sigma_n(1)$  : conductivité normal à la température critique

$\alpha$  : conductivité à 0 K

$\omega$  : pulsation

$\mu_0$  : perméabilité du vide.

Où  $\gamma$  est un paramètre empirique dépendant de la qualité du film, compris entre 1,5 et 2,5. Plus la qualité du film est bonne, plus la longueur de pénétration de London est faible et plus  $\gamma$  est élevé.

Dans la suite de l'étude, l'impédance de surface complexe suivante sera intégrée dans le logiciel de simulation (films THEVA) :

$$Z_S = (0,095 + 7,290 j) \text{ m}\Omega \quad (\text{II-8})$$

Avec :  $T_c = 89 \text{ K}$  ;  $\sigma_n(1) = \sigma_n(0) = \alpha = 2,67 \cdot 10^6 \text{ S/m}$  ;  $T = 77 \text{ K}$  (Azote liquide) ;  
 $e = 600 \text{ nm}$  ;  $f = 4 \text{ GHz}$ .

Cette valeur ne permet pas de tenir compte des non linéarités provoquées par la puissance microonde incidente. Comme la densité de courant considérée est inférieure à sa valeur critique dans le cas des filtres IMUX, ces effets peuvent être négligés. De plus, nous faisons l'hypothèse que l'impédance de surface reste constante sur la bande d'analyse.

### **II.2.3. Les substrats utilisés**

Les substrats doivent être compatibles avec les couches minces supraconductrices. En effet, le paramètre de maille du supraconducteur doit être proche de celui du substrat pour pouvoir croître efficacement sur ce dernier. Le paramètre de maille de l'YBaCuO utilisé est de 0,3821 nm.

De plus, le substrat doit être monocristallin, de préférence isotrope pour permettre de limiter les défauts lors de la croissance du supraconducteur. Une couche tampon entre les deux interfaces est parfois nécessaire pour limiter la réactivité entre les deux matériaux lors du processus de fabrication.

Lors de l'utilisation des circuits à la température cryogénique, la différence de température (soit environ 220 K) provoque la contraction des matériaux. Il faut donc que le substrat ait un coefficient de dilatation thermique (ou de contraction) ( $= \frac{\Delta l}{l_0 \Delta T}$  avec  $\Delta l$  la variation de

longueur de la pièce,  $\Delta T$  la variation de température et  $l_0$  la longueur initiale du matériau) similaire à celui de la couche mince supraconductrice (égal à  $12 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  pour l'YBaCuO). Cet accord empêche la déformation ou la cassure du supraconducteur.

Ensuite, afin d'obtenir le meilleur facteur de qualité pour les filtres supraconducteurs, les pertes diélectriques du substrat doivent être les plus faibles possibles. Les tangentes de pertes des substrats employés sont généralement inférieures à  $10^{-5}$  à  $T = 77 \text{ K}$  et  $f = 10 \text{ GHz}$ .

Finalement, il est préférable d'utiliser des substrats à fortes permittivités pour diminuer la taille des filtres. Néanmoins, les petites dimensions des circuits augmentent la possibilité de saturation en puissance. Il faut donc choisir le substrat le mieux adapté pour une application donnée.

Bien évidemment, le coût des wafers, la disponibilité du produit, la précision des épaisseurs et des propriétés physiques sont des éléments importants à prendre en compte lors du choix du substrat.

Les substrats correspondant à ces critères et commercialisés sont le lanthanate d'aluminium ( $\text{LaAlO}_3$ ), l'oxyde de magnésium ( $\text{MgO}$ ) et le saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Leurs propriétés sont répertoriées dans le tableau II-1.

Tableau II-1 : Propriétés des substrats utilisés pour le dépôt de films minces de supraconducteurs HTC

	$\text{LaAlO}_3$	$\text{MgO}$	$\text{Al}_2\text{O}_3$ (saphir)
Structure cristalline	Rhomboédrique	Cubique	Rhomboédrique
Paramètre de maille (nm)	0,3793	0,4231	0,348
Réaction chimique avec l'YBaCuO	Non	Non	Oui
Couche tampon	Possible	Possible	Obligatoire
Coefficient de dilatation thermique en $10^{-6} / \text{K}$	10	12,6	7
Isotrope	Oui	Oui	Non : anisotrope
Permittivité : $\epsilon_r$	23,6	9,6	9,3 - 11,6 (anisotrope)
$\tan \delta$	$7,6 \cdot 10^{-6}$ à 77 K et à 10 GHz	$6,2 \cdot 10^{-6}$ à 77 K et à 10 GHz	$3,8 \cdot 10^{-8}$ à 80 K et à 10 GHz

Dans le cadre de notre projet, le substrat de  $\text{LaAlO}_3$  semble le mieux adapté pour réduire les dimensions de la structure.

#### II.2.4. Les techniques de dépôt et de gravure

Le matériau supraconducteur YBaCuO fourni par THEVA possède les caractéristiques suivantes : une résistance de surface inférieure à  $500 \mu\Omega$  à 77 K et à 10 GHz, une température critique de 88 K et une densité de courant critique égale à  $3 \cdot 10^6 \text{ A/cm}^2$ . Les films de 600 nm d'épaisseur sont déposés sur les deux faces polies d'un substrat de  $\text{LaAlO}_3$  (wafer généralement de diamètre 2 pouces) par évaporation thermique. Cette technique de dépôt est adaptée pour les grandes surfaces de substrat. La croissance du film est lente ce qui permet d'obtenir un bon état de surface.

Afin d'obtenir une précision de l'ordre du micromètre, la société THEVA réalise les circuits par gravure ionique. Cette méthode consiste à bombarder le métal avec des espèces ioniques qui retirent les molécules d'YBaCuO. La précision atteinte est de l'ordre du micromètre. Enfin, des couches d'or sont déposées sur les lignes qui accueillent les contacts électriques extérieurs nécessaires à la mesure du circuit final. L'épaisseur de cette dernière métallisation est de 200 nm.

### ***II.2.5. Les systèmes de refroidissement***

Les systèmes qui permettent de refroidir les circuits à base de matériaux supraconducteurs sont de deux types : les cryostats et les cryogénérateurs [56].

Dans les cryostats, de l'azote ou de l'hélium liquide est envoyé dans une enceinte par l'intermédiaire d'une pompe. Ce système consomme beaucoup car le circuit du fluide est en cycle ouvert. De plus, il est généralement volumineux. Ces inconvénients empêchent une exploitation spatiale. Par contre, vu que son principe est simple, le cryostat est facile à utiliser dans les laboratoires de recherche et il permet d'atteindre de très faibles températures.

Les cryogénérateurs ont l'avantage d'être des systèmes fermés. Le liquide réfrigérant circule en boucle dans une enceinte maintenue sous vide. Ils peuvent être utilisés de manière totalement autonome dans l'espace ou pour des applications terrestres. Actuellement, leur fiabilité à long terme freine l'exploitation de dispositifs supraconducteurs.

## **II.3. LES RESULTATS OBTENUS PAR JEAN-FRANÇOIS SEAUX**

### ***II.3.1. Cahier des charges du filtre IMUX***

L'objectif des précédents travaux de recherche de J.F. SEAUX était de concevoir un filtre de démultiplexeur d'entrée en technologie planaire supraconductrice à 4,46875 GHz, pour démontrer l'intérêt de cette technologie par rapport aux technologies classiques actuellement utilisées en terme de poids, d'encombrement et de performances électriques [53]. Ce filtre correspond à l'élément dont la fréquence centrale ( $f_{12}$ ) est la plus élevée parmi les douze constituant le démultiplexeur.

Son étude théorique et expérimentale est développée dans cette partie pour comprendre le contexte et l'intérêt des travaux de recherche menés dans ce chapitre.

Les spécifications génériques du filtre de fréquence  $f_{12}$  sont reportées dans le tableau II-2.



Tableau II-2 : Spécifications génériques du filtre de canal de fréquence centrale  $f_{12}$

Paramètres	Spécifications souhaitées	
Fréquence centrale ( $f_{12}$ )	4468,75 MHz	
Bande passante d'un canal	64 MHz (1,4%)	
Sélectivité du canal	< 4429,725 MHz	-34 dB
	4434,325 MHz	-10 dB
	4503,175 MHz	-10 dB
	> 4507,775 MHz	-34 dB
Platitude du gain	4440,625 à 4443,4375 MHz	0,45 dBpp
	4443,4375 à 4446,25 MHz	0,25 dBpp
	4446,25 à 4491,25 MHz	0,20 dBpp
	4491,25 à 4494,0625 MHz	0,25 dBpp
	4494,0625 à 4496,875 MHz	0,45 dBpp
Variation du temps de groupe du canal	4440,625 à 4443,75 MHz	19 ns
	4443,75 à 4450 MHz	7 ns
	4450 à 4456.25 MHz	1,5 ns
	4456,25 à 4481,25 MHz	1 ns
	4481,25 à 4487,5 MHz	1,5 ns
	4487,5 à 4493,75 MHz	7 ns
	4493,75 à 4496,875 MHz	19 ns
coefficient de réflexion dans la bande passante	< -21 dB	

J.F. SEAUX a montré qu'il est possible, à l'aide d'un filtre 8 pôles auto-correcté d'obtenir des performances proches du gabarit souhaité (figure II-3).

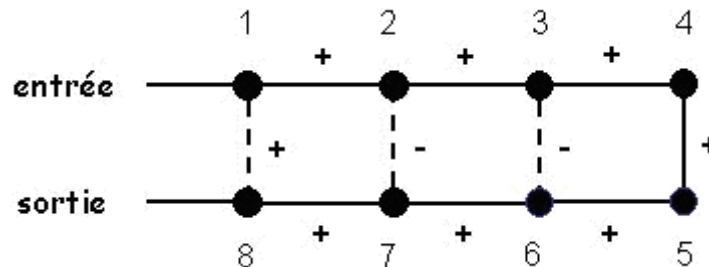


Figure II-3 : Diagramme du filtre quasi-elliptique auto-correcté huit pôles

En effet, les réponses fréquentielles en transmission et en réflexion, la platitude du gain et la variation du temps de propagation de groupe du filtre idéal présentées respectivement sur les figures II-4 à II-6 respectent les différents critères.

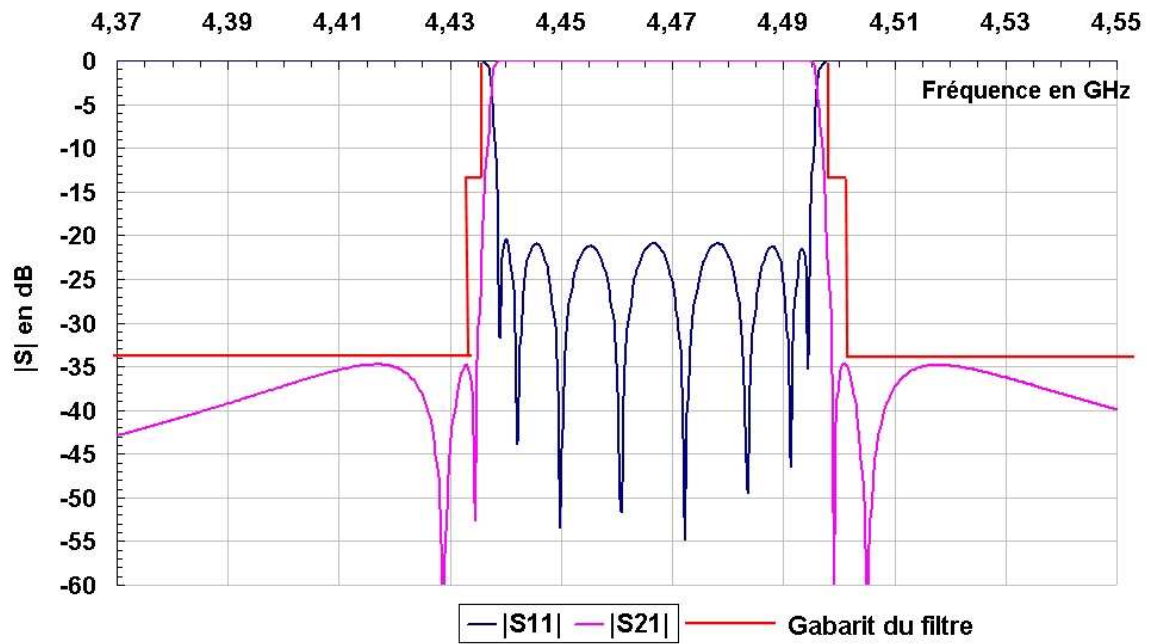


Figure II-4 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre idéal à 4468,75 MHz

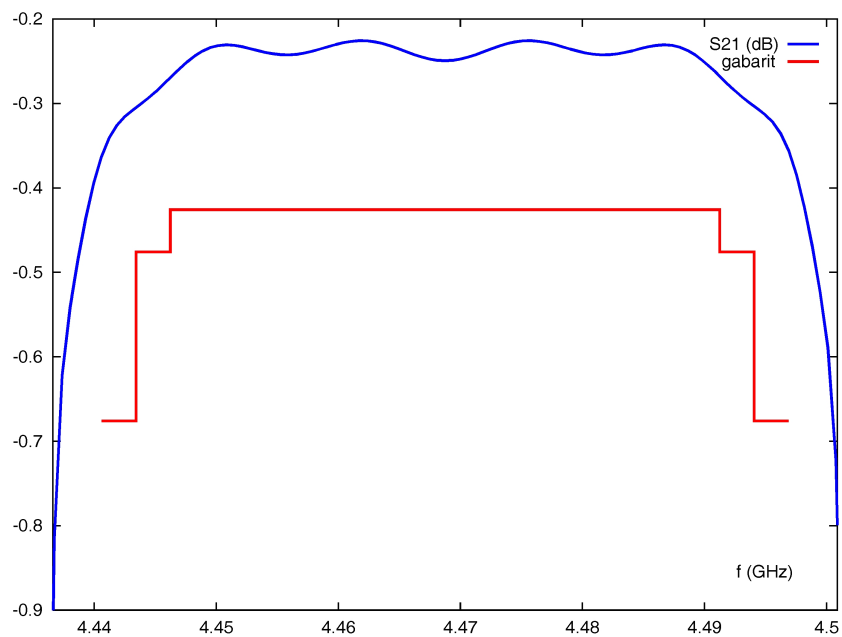


Figure II-5 : Niveau de la platitude du gain

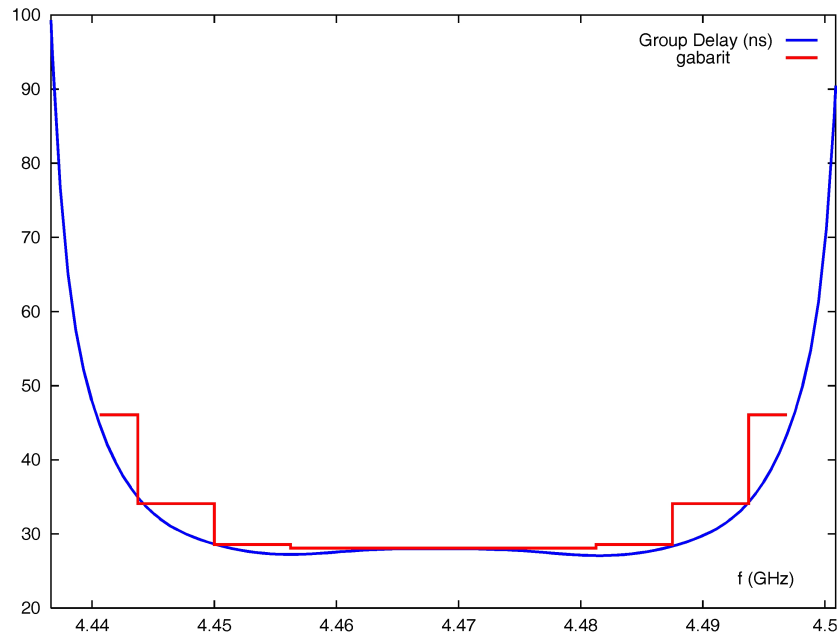


Figure II-6 : Niveau de la variation du temps de propagation de groupe

### II.3.2. Topologie de filtre retenue et mesures expérimentales

Le filtre quasi-elliptique retenu est constitué de 8 résonateurs en croix ouvertes afin d'obtenir une structure compacte (Figure II-7). Un patch métallique a été introduit entre les résonateurs 1, 2, 7 et 8 pour supprimer certains couplages parasites trop importants [57] et ainsi satisfaire le gabarit.

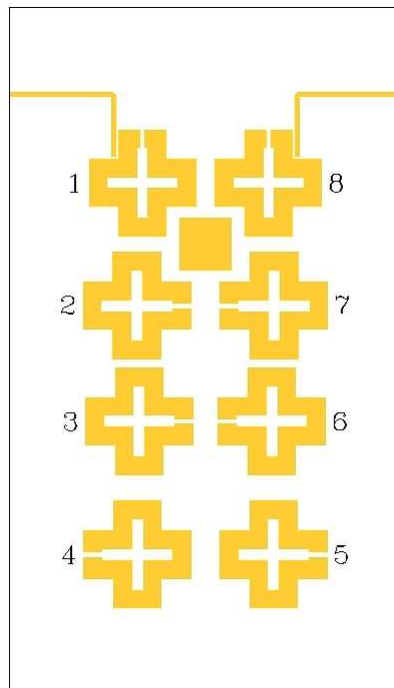


Figure II-7 : Filtre 8 pôles quasi-elliptique

Une synthèse électromagnétique globale des structures de filtrage a permis de déterminer les dimensions du filtre (Annexe). Le logiciel Momentum d'Agilent a été utilisé pour la simulation des réponses fréquentielles et le logiciel Presto, développé par l'INRIA (Institut Nationale de Recherche en Informatique et en Automatique) en collaboration avec le CNES et XLIM, a permis l'optimisation des dimensions géométriques du filtre à l'aide de la méthode basée sur l'identification des matrices de couplages [58].

Les réponses simulées des paramètres S en transmission et en réflexion (Figure II-8) ainsi que le temps de propagation de groupe (TPG) (Figure II-9) montrent que le gabarit est respecté.

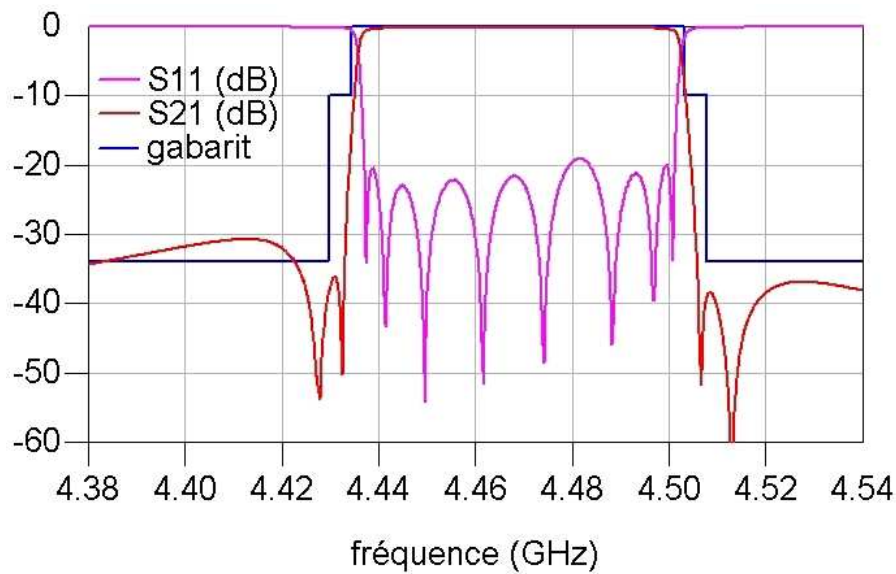


Figure II-8 : Réponses simulées en transmission et en réflexion du filtre huit pôles

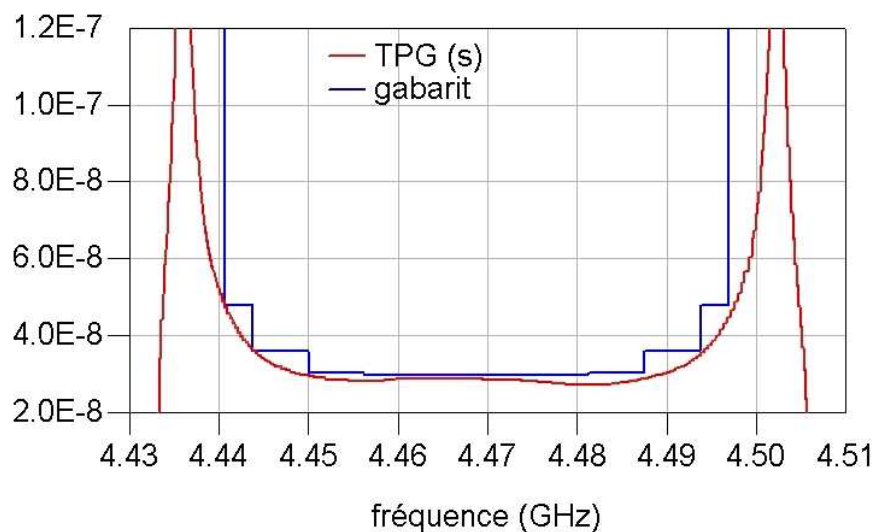


Figure II-9 : Temps de propagation de groupe simulé du filtre huit pôles

Afin de confirmer cette étude théorique, un filtre a été fabriqué à partir d'un substrat de  $\text{LaAlO}_3$  d'épaisseur moyenne  $520 \mu\text{m}$ . Le filtre est intégré dans un boîtier en Kovar doré. La hauteur entre le substrat et le capot supérieur du blindage est d'environ  $5650 \mu\text{m}$ . Les lignes d'excitation du filtre (figure II-10) sont connectées à deux connecteurs SMA, reliés eux-mêmes à un analyseur de réseaux vectoriel.

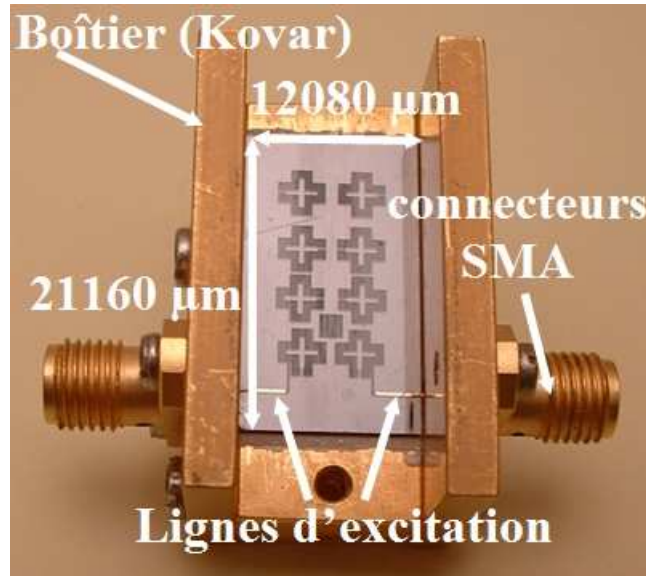


Figure II-10 : Filtre 8 pôles version 3 dans son boîtier de mesure en Kovar

Il est important de préciser que les mesures obtenues ont été obtenues sans aucun réglage du filtre. Les résultats expérimentaux obtenus sans aucun réglage (Figure II-11) présentent un décalage fréquentiel de 17 MHz de la fréquence centrale soit 0,38 %. La bande passante est identique à celle spécifiée. Le coefficient de réflexion dans la bande passante de l'ordre de -8 dB est trop élevé par rapport aux spécifications du cahier des charges.

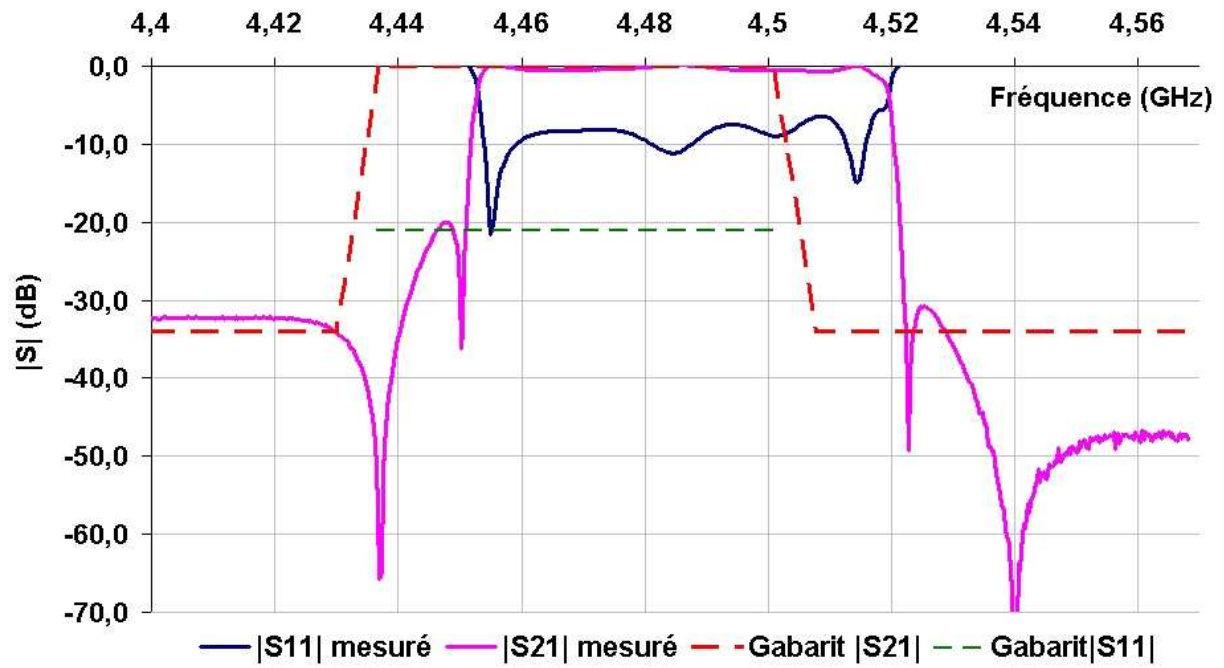


Figure II-11 : Réponses expérimentales du filtre supraconducteur à 4468,75 MHz

Ces premières mesures, réalisées en plongeant le filtre dans un bain d'azote liquide et en réalisant un balayage du boîtier à l'hélium gazeux, ont permis de valider les méthodes de synthèse et de conception.

### III. DUPLICATION DE FILTRES MICRORUBAN SUPRACONDUCTEURS ET AJUSTEMENT DES REPONSES EN FREQUENCE

#### III.1. OBJECTIFS

En tenant compte des résultats exposés, notre étude a eu pour objectif d'une part de dupliquer le filtre d'IMUX à d'autres fréquences (2 fréquences imposées par l'industriel), et d'autre part de satisfaire les spécifications sévères du gabarit demandé. Dans le cadre de ce projet, un nouveau cahier des charges a été établi par Thales Alenia Space (Tableau II-3). De plus, la nouvelle optimisation et les mesures doivent s'effectuer si possible sans réglage extérieur pour ne pas introduire de pertes supplémentaires et faciliter une éventuelle fabrication.

Les dimensions mécaniques du filtre, du boîtier de blindage et la position des lignes d'excitation des filtres pour les 3 fréquences demandées sont identiques et présentées sur la figure II-12.

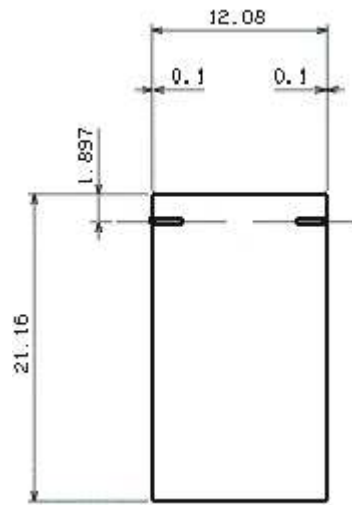


Figure II-12 : Dimensions des filtres supraconducteurs et positions des lignes d'excitation

L'épaisseur du substrat doit être de  $500 \mu\text{m} \pm 20 \mu\text{m}$  et la position du capot comprise entre 5,9 mm à 6 mm au-dessus du substrat. L'incertitude sur cette cote est liée à l'épaisseur de la colle.

Tableau II-3 : Nouvelles spécifications du filtre d'IMUX

Paramètres	Spécifications souhaitées	
Fréquence centrale	$f_1 = 3781,25 \text{ MHz}$ $f_2 = 3843,75 \text{ MHz}$ $f_{12} = 4468,75 \text{ MHz}$	
Bande passante d'un canal	56,25 MHz	
Sélectivité d'un canal à partir du bord du canal	6,3 MHz 10,9 MHz et plus	-10 dB -34 dB
Platitude de gain à partir du centre du canal	25,3125 à 28,125 MHz 22,5 à 25,3125 MHz 19,6875 à 22,5 MHz	0,45 dBpp 0,25 dBpp 0,20 dBpp
Pente de gain à partir du centre du canal	25,3125 à 28,125 MHz 22,5 à 25,3125 MHz 19,6875 à 22,5 MHz < 19,6875 MHz	TBD
Variation du temps de groupe d'un canal à partir du centre du canal	25,0 à 28,125 MHz 18,75 à 25,0 MHz 12,5 à 18,75 MHz < 12,5 MHz	19 ns 7 ns 1,5 ns 1 ns
Pente du temps de groupe d'un canal à partir du centre du canal	25,0 à 28,125 MHz 18,75 à 25,0 MHz 12,5 à 18,75 MHz < 12,5 MHz	TBD
Stabilité du temps de groupe d'un canal à partir du centre du canal	25,0 à 28,125 MHz 18,75 à 25,0 MHz 12,5 to 18,75 MHz < 12,5 MHz	TBD
Stabilité des pertes	TBD	
Produits d'intermodulation $IP_3$	28 dBm	
Spurious dans la bande	< 73 dBc	
Niveau de réflexion dans la bande passante	< -21 dB	



Face aux résultats précédents, la priorité pour la démonstration de duplication, est d'ajuster la fréquence centrale des filtres (Figure II-11). La solution pour régler ces filtres après fabrication est généralement d'utiliser des vis de réglages insérées dans le boîtier (chapitre I). Cependant, cette opération limite les possibilités d'industrialisation car d'une part, elle est coûteuse en temps et d'autre part, elle augmente de façon significative les pertes d'insertion du filtre. Dans l'objectif de réaliser les filtres sans réglage, les principales causes de l'écart en fréquence sont étudiées et une nouvelle méthode d'ajustement des fréquences centrales des filtres microruban supraconducteurs sans vis de réglage est proposée.

Ensuite, il est nécessaire de déterminer les causes du haut niveau de réflexion dans la bande passante obtenu expérimentalement (Figure II-11). De plus, les méthodes actuelles de mesures de filtres supraconducteurs ne donnent pas des résultats précis et reproductibles aux très basses températures (77 K). De nouvelles méthodes de mesure devront donc être envisagées.

### **III.2. DUPLICATION DU FILTRE A DEUX AUTRES FREQUENCES : PREMIERE REALISATION**

Dans un premier temps, nous avons choisi de traduire le décalage fréquentiel observé lors du dernier test par une variation de la permittivité du substrat.

#### ***III.2.1. Méthode d'ajustement fréquentiel par variation de permittivité***

Le premier objectif est donc de réaliser des filtres à trois fréquences différentes :

- ✓  $f_1 = 3781,25$  MHz (filtre  $f_1$ )
- ✓  $f_2 = 3843,75$  MHz (filtre  $f_2$ )
- ✓  $f_{12} = 4468,75$  MHz (filtre  $f_{12}$ )

Rappelons que la largeur de la bande passante a été modifiée et vaut 56,25 MHz au lieu de 64 MHz.

Les trois filtres de fréquences centrale  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_{12}$  seront réalisés par la société THEVA sur deux wafers de  $\text{LaAlO}_3$  d'épaisseur estimée à 502  $\mu\text{m}$ . La topologie incluant le patch carré entre les résonateurs 1, 2, 7 et 8 est inchangée ainsi que la méthode d'optimisation. Afin de réaliser un ajustement fréquentiel, les filtres  $f_1$  et  $f_{12}$  ont été simulés en donnant une valeur à la permittivité relative du substrat respectivement de 23,5 et 23,45. Les modélisations ainsi réalisées avec un maillage de 30 cellules par longueur d'onde (cells/wavelength notée c/w),

conduisent à des variations de fréquences centrales respectivement de 8 MHz et de 14 MHz par rapport à une permittivité de 23,6.

Pour évaluer l'influence du maillage et la reproductibilité des paramètres du substrat, trois filtres de fréquence  $f_2$  présents sur 2 substrats différents ont été maillés plus finement (40 cells/wavelength) en conservant une permittivité de 23,6.

Ces informations sont répertoriées dans le tableau II-4.

Tableau II-4 : Résumé des paramètres de simulation

Filtres	Hauteur substrat	Permittivité	Maillage	Bande passante
$f_1$	502 $\mu\text{m}$	23,5	30 c/w	56,25 MHz
$f_2$	502 $\mu\text{m}$	23,6	40 c/w	56,25 MHz
$f_{12}$	502 $\mu\text{m}$	23,45	30 c/w	56,25 MHz

### III.2.2. Méthode de mesures expérimentales

Le boîtier dans lequel est inclus le filtre supraconducteur est réalisé en Kovar (Figure II-10). Les accès au filtre sont réalisés par contact, avec des sabots taillés dans l'âme des connecteurs SMA (Figure II-13).

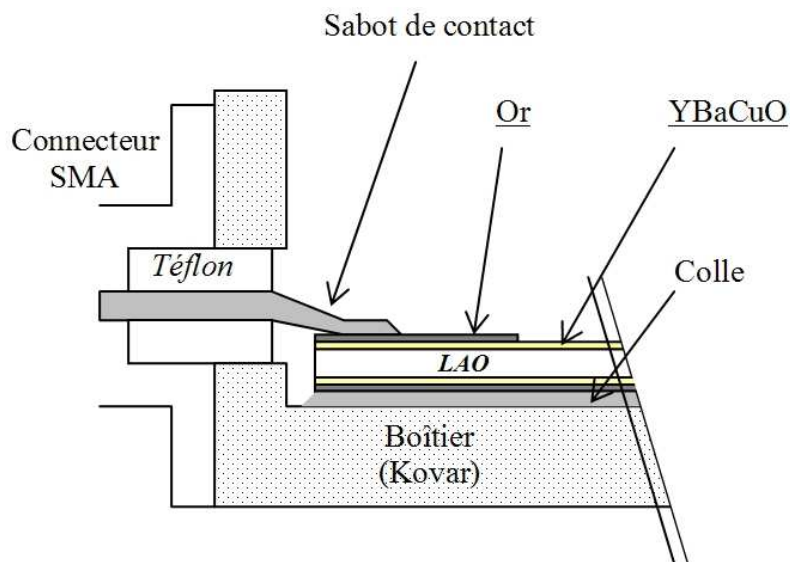


Figure II-13 : Vue en coupe du filtre connecté et du boîtier de mesure

Lors de l'étude précédente, l'utilisation de colle pour fixer le filtre sur le fond du boîtier et ainsi améliorer les contacts, a provoqué des fissures dans le circuit lors de la descente à froid. En effet, le coefficient de dilatation thermique du Kovar ( $4,8 \cdot 10^{-6} / \text{K}$ ) est différent de celui du supraconducteur et du substrat. Dans cette nouvelle réalisation, le filtre a été fixé par deux

sabots de connecteurs SMA supplémentaires, placés en bas du filtre par rapport aux lignes d'excitation. Le filtre reste ainsi plaqué contre le fond du boîtier tout en laissant un jeu mécanique.

Les boîtiers de mesures sont ensuite placés dans une enceinte à vide (concept développé par M. Maignan : ingénieur responsable du projet à Thales Alenia Space) (Figure II-14).

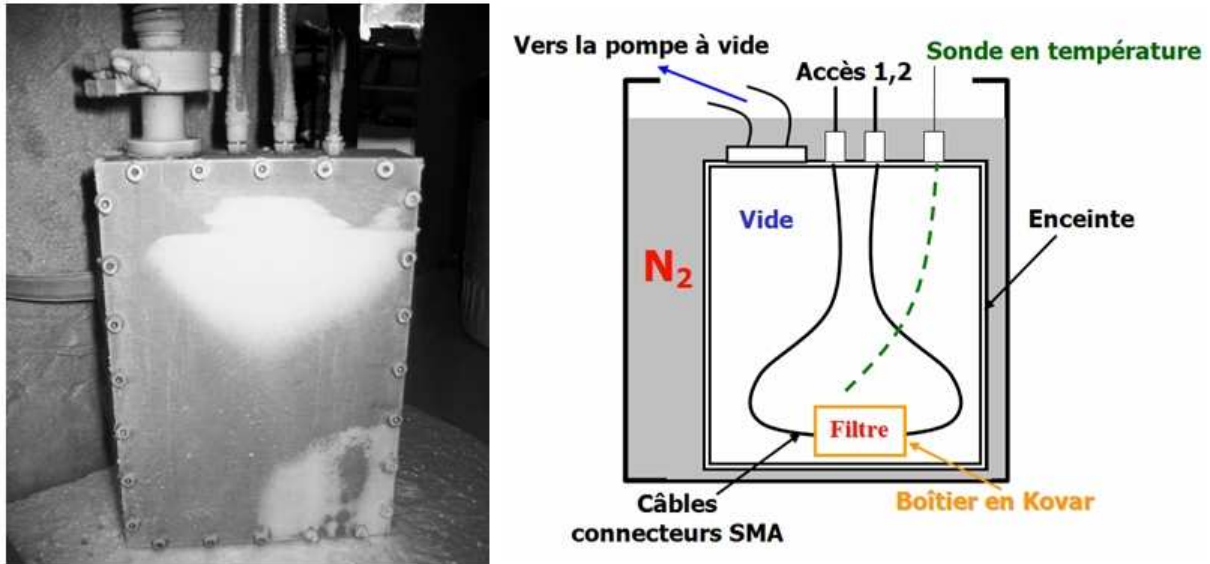


Figure II-14 : Schéma de la disposition du filtre et photo de l'enceinte à vide

Ce système permet d'avoir au niveau du filtre une température uniforme de 77 K et d'éviter la présence d'azote ou la condensation d'autres gaz à l'intérieur du boîtier. Une sonde de température (Pt 100) atteignant une précision de l'ordre du degré jusqu'à 73 K a été installée dans l'enceinte pour connaître la température lors des mesures. Le calibrage du système de mesure de température consiste à compenser les résistances introduites par les câbles reliant la sonde au multimètre. Une mesure réalisée en plongeant la sonde directement dans l'azote liquide permet d'effectuer une vérification.

L'étalonnage de l'analyseur de réseaux vectoriel est réalisé à température ambiante dans les différentes bandes autour des fréquences centrales. La mesure du coefficient de transmission  $|S_{21}|$  d'un câble à froid montre un gain constant de l'ordre de 0,3 dB sur la bande de fréquence par rapport au niveau de référence à température ambiante. Ce décalage est pris ensuite en compte lors des résultats finaux.

### III.2.3. Résultats expérimentaux

Il est possible de placer 5 filtres sur un wafer. Lors de la réalisation, deux run ont été effectués par la société THEVA (run 1 et run 2), car lors du premier run (run 1), seuls deux filtres ont été correctement gravés. Les filtres disponibles des trois wafers ont donc été testés.

Les résultats expérimentaux sont répertoriés dans le tableau II-5.

Tableau II-5 : Fréquences centrales mesurées et décalages fréquentiels des 3 filtres

Fréquence	Run	N° Wafer	Permittivité modifiée	$f_0$ (GHz)	Décalage fréquentiel : $\Delta f$ (MHz)	$\Delta f/f_0$ en %
$f_1$	1	1	23,5	3,814	32	0,84
$f_1$	2	3	23,5	3,815	34	0,89
$f_1$	2	3	23,5	3,816	35	0,92
$f_1$	2	3	23,5	3,821	39,5	1,04
$f_2$	2	3	Non	3,854	11	0,29
$f_2$	2	2	Non	3,857	14	0,36
$f_2$	2	2	Non	3,859	15	0,39
$f_{12}$	2	2	23,45	4,505	36	0,80
$f_{12}$	2	2	23,45	4,503	34	0,76
$f_{12}$	2	3	23,45	4,499	30	0,67

Seuls les filtres de fréquence  $f_2$  présentent des réponses en transmission et en réflexion correctes. Les réponses du filtre  $f_2$  du run 2 déposé sur le wafer 3 sont présentées sur la figure II-15.

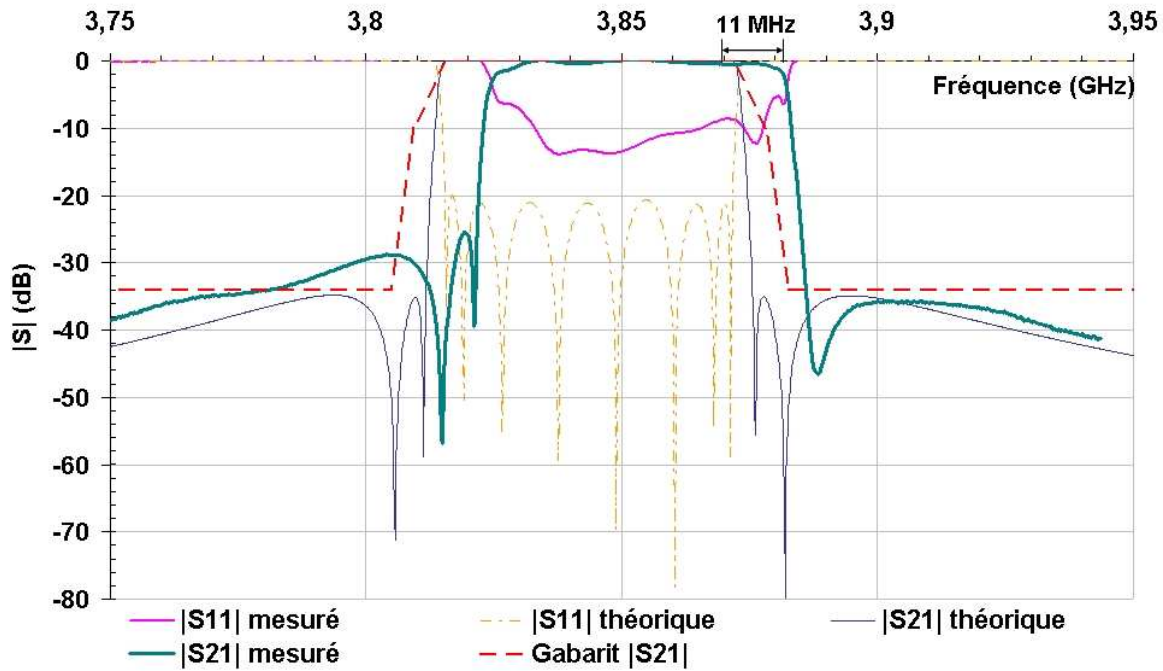


Figure II-15 : Réponses expérimentales du filtre supraconducteur à 3843,75 MHz

Les réponses du filtre présentent un décalage de 11 MHz vers le haut par rapport au gabarit ce qui correspond une variation relative de 0,29 %. L'isolation en dehors de la bande est de -29 dB du côté des fréquences basses et de -35 dB du côté des fréquences hautes. La largeur de la bande passante est respectée mais le coefficient de réflexion dans la bande est toujours faible : -8 dB.

#### III.2.4. Conclusions

Cette réalisation a permis de confirmer la possibilité de dupliquer le filtre  $f_{12}$  aux autres fréquences  $f_1$  et  $f_2$ .

Cependant, il reste toujours à corriger les variations en fréquence. Les filtres aux fréquences  $f_1$  et  $f_{12}$  ont donné de mauvais résultats, sûrement liés au maillage trop lâche utilisé lors des simulations électromagnétiques. De plus, la modification de la valeur de la permittivité du substrat n'a pas permis de réaliser l'ajustement en fréquence escompté. Il faut donc trouver une autre solution pour obtenir de meilleurs résultats et essayer de respecter rigoureusement le gabarit imposé sans réglage extérieur supplémentaire.

La dispersion des valeurs des fréquences centrales obtenues lors des différents runs sur les multiples wafers varie entre 0,18 % ( $f_1$ ) et 0,11 % ( $f_2$ ). Les écarts de fréquences trouvés pour un même filtre réalisé sur un même wafer sont compris entre 0,15 % ( $f_1$ ) et 0,04 % ( $f_{12}$ ). Ces variations sont très certainement liées à des paramètres non contrôlables. Par contre, ces

premiers résultats doivent pouvoir nous permettre d'identifier les grandeurs responsables des décalages fréquentiels.

### **III.3. PARAMETRES RESPONSABLES DES DECALAGES FREQUENTIELS**

Certains paramètres comme la précision de la gravure ionique du filtre ou les incertitudes des dimensions du blindage introduisent des erreurs non contrôlables. Par contre, d'autres paramètres physiques comme la contraction du supraconducteur à 77 K ou l'épaisseur du substrat peuvent être pris en compte au niveau de la conception pour réduire ces décalages fréquentiels. L'objectif est donc de déterminer précisément ces facteurs responsables du décalage en fréquence afin d'ajuster les fréquences centrales des filtres.

#### ***III.3.1. Variation de la permittivité du substrat***

La valeur de la permittivité du substrat dépend de paramètres physiques tels que la pression et la température, mais aussi de la précision de mesure des procédés de caractérisation. La précision donnée est généralement inférieure à 1 %. S'il existe effectivement une tolérance de 1 % sur la mesure de permittivité, alors elle provoque des décalages fréquentiels pouvant être supérieurs à 15 MHz. Cependant, comme le substrat est un matériau isotrope, la valeur de la permittivité est la même pour tous les wafers. Nous pouvons donc introduire, dans un premier temps, dans les simulations, la valeur indiquée par le manufacturier TEVA, soit 23,6. Des corrections pourront être apportées par la suite, si nécessaires.

#### ***III.3.2. Variation de la hauteur entre le capot supérieur du blindage et le substrat***

Pour évaluer la modification des réponses fréquentielles liée à la tolérance de fabrication du boîtier, et donc de la hauteur entre le capot supérieur du blindage et le substrat, des simulations des filtres IMUX ont été faites avec des hauteurs de capot de 5653  $\mu\text{m}$  (cote initiale de la simulation) et de 3500  $\mu\text{m}$  (cote expérimentale due à une erreur) (Figure II-16). Cette différence importante provoque une modification de la largeur de la bande passante et de la réjection en dehors de la bande et une variation de la fréquence centrale du filtre de 3 MHz vers le haut.

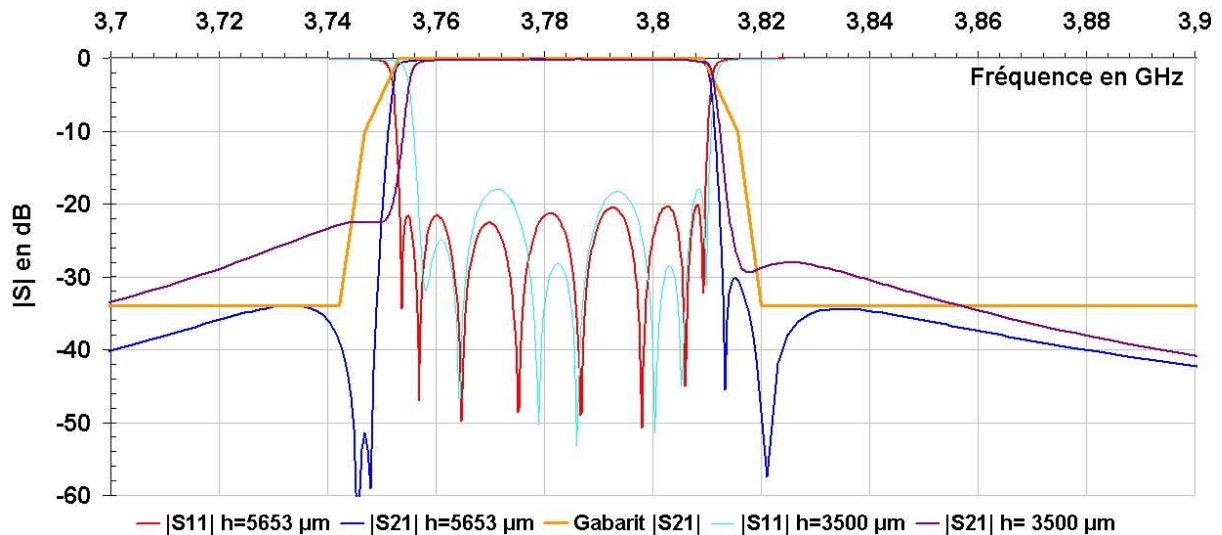


Figure II-16 : Réponses fréquentielles simulées du filtre  $f_1$  pour des hauteurs de capot de  $3500 \mu\text{m}$  et  $5653 \mu\text{m}$

Comme l'imprécision des dimensions du boîtier est très inférieure à cette valeur, la variation de la hauteur du capot n'a qu'une très faible influence sur le décalage en fréquence.

### III.3.3. Influence du maillage lors de la simulation

Les décalages fréquentiels entre les réponses mesurées du filtre  $f_2$  et celles simulées avec un maillage de 40 cells/wavelength (c/w) sont plus faibles que dans le cas des filtres  $f_1$  et  $f_{12}$  maillés avec 30 cells/wavelength (Tableau II-5). Afin de comprendre cette différence, le filtre  $f_2$  a été simulé avec deux maillages différents : 30 et 40 c/w (figure II-17). Dans ce cas, il existe un décalage de 31 MHz et une dégradation des réponses fréquentielles, notamment en réflexion. Cette observation explique les grands décalages fréquentiels observés sur les autres filtres  $f_1$  et  $f_{12}$  (autour de 35 MHz) maillés avec 30 c/w.

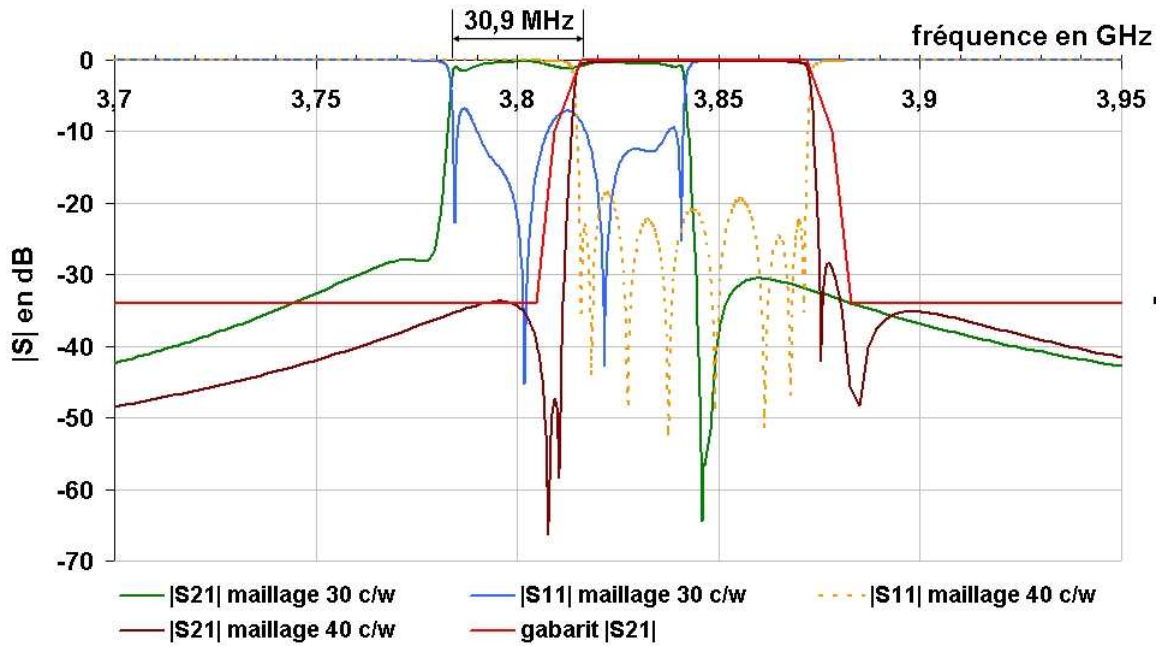


Figure II-17 : Comparaison entre les réponses du filtre  $f_2$  simulées avec un maillage de 30 et 40 cellules par longueur d'onde ( $c/w$ )

Pour déterminer le maillage optimum, une simple croix ouverte a été simulée pour différents maillages : 20, 30, 40  $c/w$ , ...70  $c/w$  sans cocher l'option « transmission line mesh » du logiciel (Figure II-18).

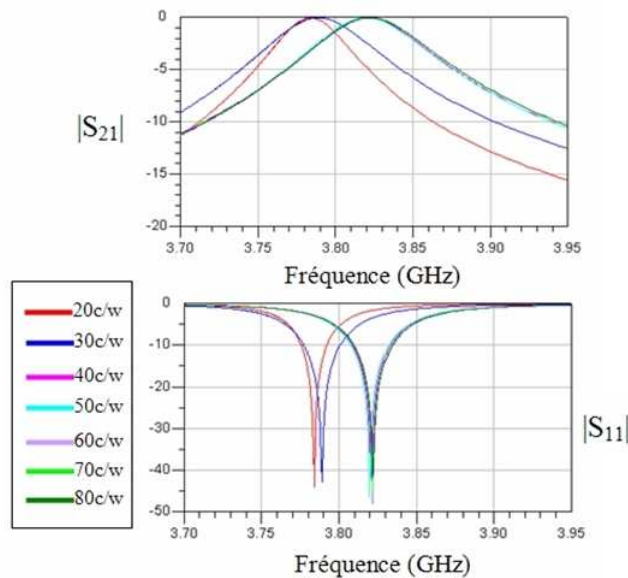


Figure II-18 : Simulations d'un résonateur en croix en fonction du maillage (20 à 70  $c/w$ )

Il y a convergence des résultats à partir de 40  $c/w$ . La complexité du dessin du filtre, constitué de multiples croix, demande donc un maillage d'au moins 40  $c/w$ .



Dans notre cas, il est donc important de changer le maillage et d'augmenter le nombre de cellules par longueur d'onde. A priori, 40 cellules par longueur d'onde est un bon compromis entre les résultats et le temps de calcul.

### III.3.4. Influence de la variation de l'impédance de surface du film supraconducteur

L'impédance de surface d'un supraconducteur  $Z_s$ , calculée à partir de la formule des professeurs Vendik [55] dépend des paramètres suivants (formules II-2 et II-3) :

- ✓ Epaisseur du film :  $e$
- ✓ Longueur de pénétration de London à 0 K :  $\lambda_L(0)$
- ✓ Température critique :  $T_c$
- ✓ Fréquence de travail :  $f$
- ✓ Température de travail :  $T$ .

Il existe des imprécisions sur les valeurs de ces différentes grandeurs et donc sur la résistance de surface  $R_s$  et la réactance  $X_s$ .

Tout d'abord,  $R_s$  et  $X_s$  ne sont pas sensibles à des variations de fréquence d'une centaine de MHz. Elles seront donc considérées constantes sur les bandes d'analyses.

Pour mieux observer l'impact de faibles variations de  $e$ ,  $\lambda_L(0)$ ,  $T_c$  et  $T$  sur les valeurs l'impédance de surface du film supraconducteur et donc sur la réponse du filtre de fréquence  $f_{12}$ , de nouvelles valeurs de  $R_s$  et de  $X_s$  ont été calculées autour des valeurs utilisées dans les simulations (cas 1 et 3 du tableau II-6).

Tableau II-6 : Calcul des variations de  $R_s$  et de  $X_s$  et en fonction de  $\lambda_L(0)$ ,  $T_c$ ,  $T$  et  $e$  à la fréquence centrale  $f_{12}$

Cas	f (GHz)	$\lambda_L(0)$ (nm)	e (nm)	$T_c$ (K)	T (K)	$R_s$ (m $\Omega$ )	$X_s$ (m $\Omega$ )
1	4,468	160	595	87	77,5	0,159	9,53
2	4,468	150	600	88	77	0,095	7,29
3	4,468	140	605	88	77	0,0715	6,3

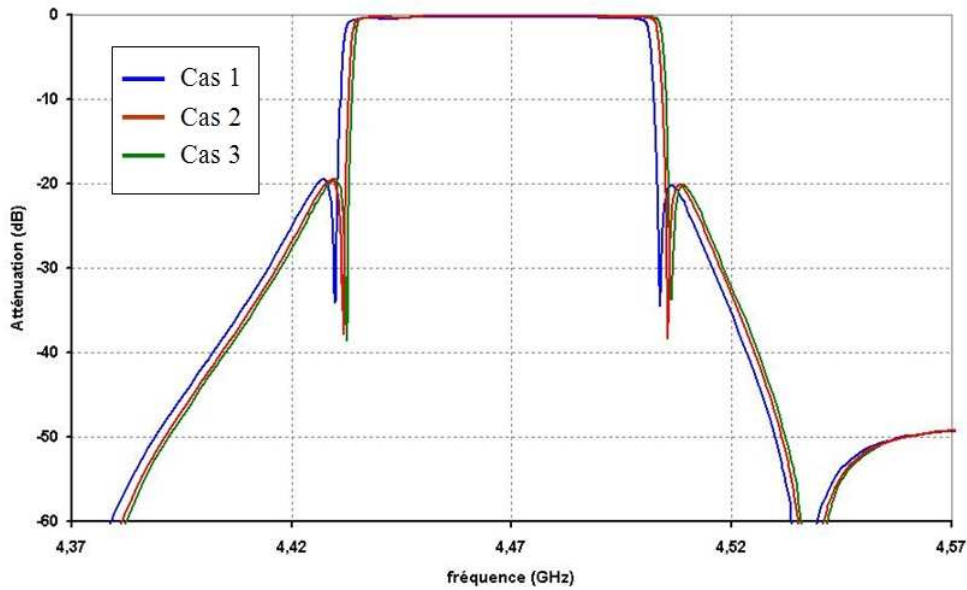


Figure II-19 : Réponses en fréquence du filtre  $f_{12}$  en fonction d'une variation de son impédance de surface

Les variations de  $R_s$  et  $X_s$  affectent uniquement la fréquence centrale avec un écart maximum de 2 MHz entre les deux cas extrêmes (Figure II-19). Ces écarts sur les valeurs d'impédance de surface du film supraconducteur ne semblent donc pas être responsables des variations relevées lors des mesures. L'impédance choisie peut être donc conservée pour une prochaine réalisation.

### III.3.5. Variation de la hauteur du substrat

La conception et l'optimisation des filtres ont été réalisées pour une hauteur de substrat de 502  $\mu\text{m}$ . Or, l'épaisseur des substrats sur lesquels sont déposés les filtres peut varier de  $\pm 4 \mu\text{m}$  d'après le fournisseur. Les mesures des épaisseurs des substrats de la dernière réalisation en fonction de la position sur le substrat sont présentées sur la figure II-20.

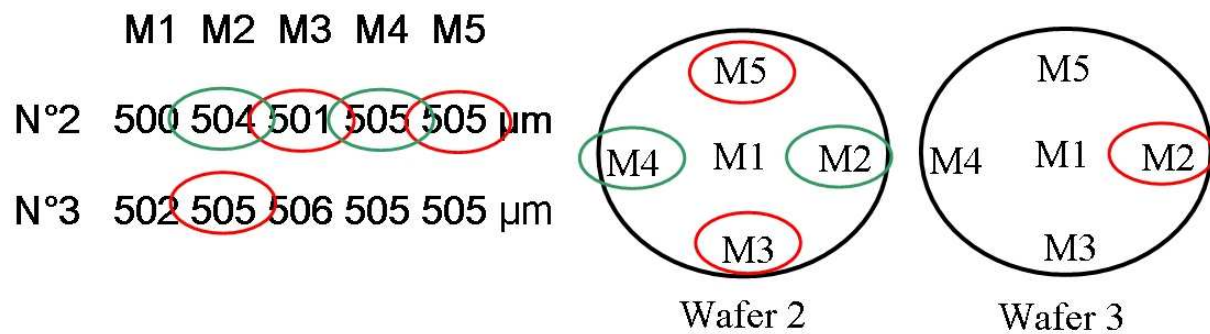


Figure II-20 : Epaisseurs des substrats des wafers 2 et 3 fournis par THEVA

Une variation de 5  $\mu\text{m}$  de l'épaisseur peut causer un décalage en fréquence de 3 MHz d'après des résultats simulés. Les réponses fréquentielles des filtres supraconducteurs à bandes étroites dépendent beaucoup de l'uniformité de l'épaisseur du substrat [25]. La variation d'épaisseur du substrat est donc un facteur important à considérer lors de la simulation et lors de la fabrication d'un filtre.

### ***III.3.6. Influence de la contraction des matériaux supraconducteurs à température cryogénique***

Le passage de la température ambiante (293 K) à la température de fonctionnement cryogénique (77 K) du dispositif à tester génère la contraction du boîtier (Kovar), du substrat ( $\text{LaAlO}_3$ ), du filtre (YBaCuO) ainsi que du système de mesure plongé dans l'azote liquide. Rappelons les coefficients de contraction des matériaux utilisés :

$$\alpha_{\text{YBaCuO}} = 12.10^{-6} / \text{K} \quad (\text{II-9})$$

$$\alpha_{\text{LaAlO}_3} = 10.10^{-6} / \text{K} \quad (\text{II-10})$$

$$\alpha_{\text{Kovar}} = 4,8.10^{-6} / \text{K}. \quad (\text{II-11})$$

Le boîtier se contracte entre 2 à 3 fois moins que le substrat et le supraconducteur. En effet, ces deux derniers ont un coefficient quasi similaire. Les effets sont donc majoritairement dus à la contraction du substrat et du supraconducteur. Si nous considérons la longueur du filtre soit 21,16 mm, ces contractions provoqueraient une diminution de cette longueur d'environ 55  $\mu\text{m}$ . Ce qui implique donc un décalage fréquentiel vers le haut systématique puisque la baisse de la température réduit les dimensions des lignes supraconductrices.

Afin de vérifier cette hypothèse, le filtre  $f_2$  optimisé avec un maillage de 40 cellules par longueur d'onde a été rétro-simulé en tenant compte de la contraction du matériau supraconducteur. Pour cela, les dimensions du circuit ont été diminuées en appliquant le facteur 99,7408 % (coefficient de contraction de  $12.10^{-6} / \text{K}$ ) sans changer les dimensions du blindage. Si nous comparons alors les réponses du filtre à la fréquence  $f_2$  obtenues en simulation et expérimentalement (Figure II-21), le décalage entre les deux fréquences centrales n'est plus que de 1 MHz.

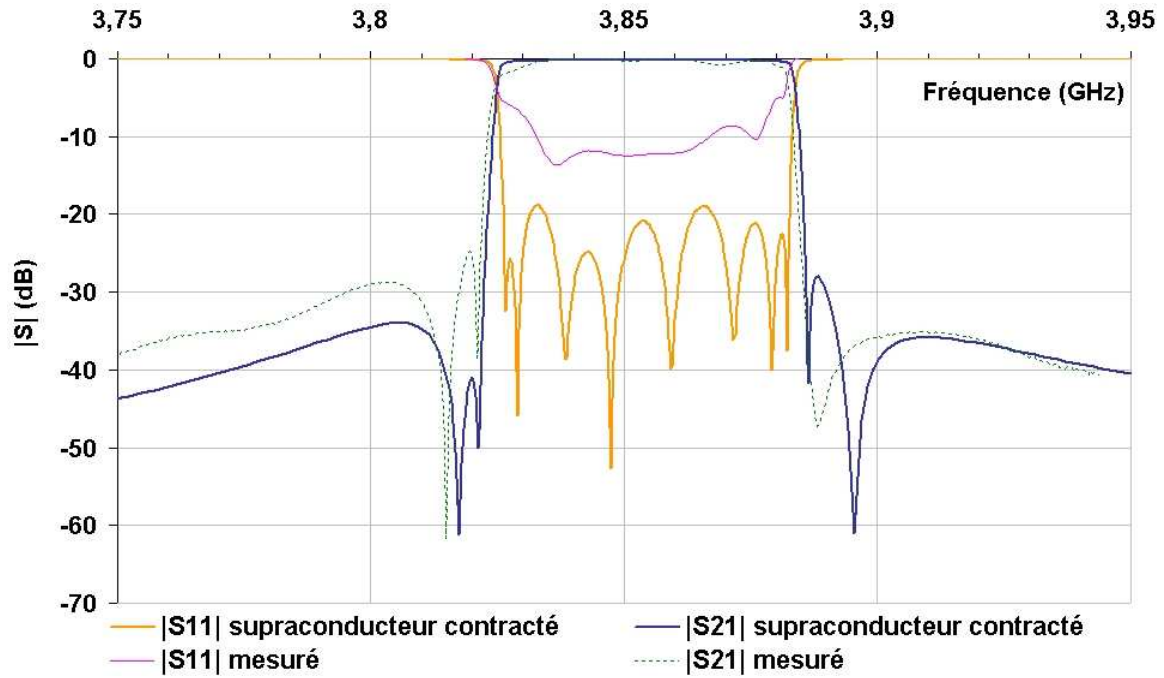


Figure II-21 : Comparaison entre les réponses simulées du filtre  $f_2$  avec le supraconducteur contracté et les réponses expérimentales du filtre  $f_2$

Nous avons simulé de la même manière le filtre  $f_{12}$  de J.F. Seaux avec un maillage de 40 cells/wavelength et le supraconducteur contracté. Les réponses simulées et expérimentales (Figure II-22) convergent avec un décalage en fréquence de 3 MHz. Les bandes passantes sont similaires. Le décalage de 3 MHz peut s'expliquer par l'incertitude de l'épaisseur du substrat et la précision de gravure.

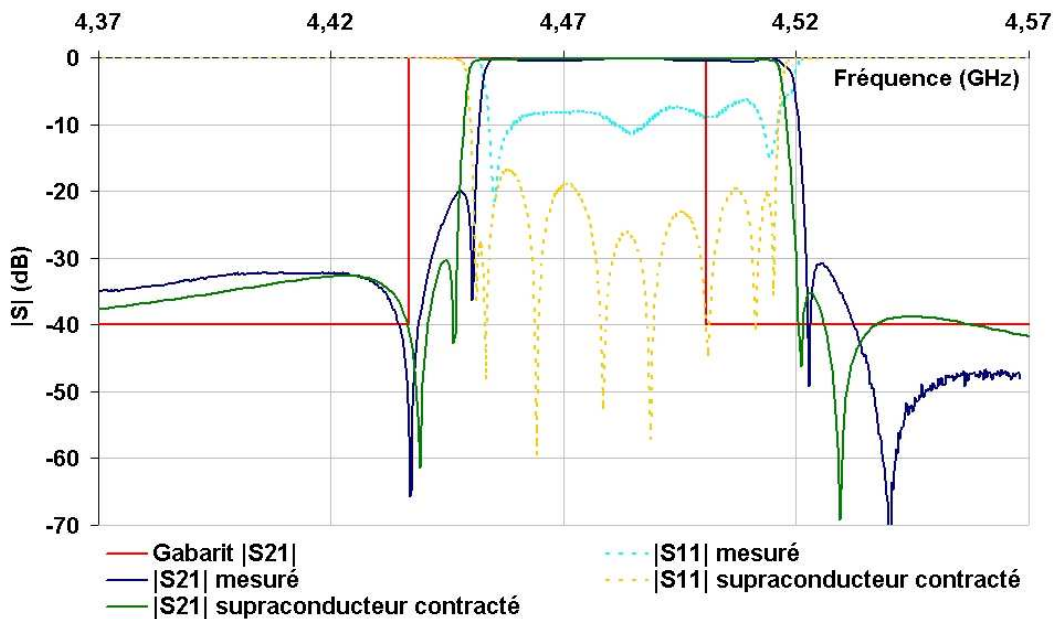


Figure II-22 : Comparaison entre les réponses simulées avec le supraconducteur contracté et les réponses expérimentales du filtre  $f_{12}$  de J.F. Seaux

Finalement, il est donc nécessaire de prendre en compte la contraction du supraconducteur lors des simulations avant de lancer une réalisation.

### ***III.3.7. Incertitude de gravure du filtre supraconducteur***

Le filtre construit n'a pas les mêmes dimensions que celles du masque fourni au fabricant. Il existe toujours une imprécision possible de  $\pm 1-2 \mu\text{m}$  liée à la technique de gravure ionique. Cette imprécision peut occasionner des décalages en fréquence de 2 MHz et une dégradation des réponses fréquentielles. Ce paramètre physique n'est pas contrôlable.

### ***III.3.8. Conclusions***

Pour obtenir des filtres proches du gabarit fréquentiel désiré, il faut tenir compte de plusieurs paramètres. Certains sont contrôlables et d'autres non.

La hauteur entre le capot supérieur et le substrat est un paramètre peu influant sur les réponses fréquentielles du filtre. Nous n'en tiendrons donc pas compte dans les conceptions à venir.

Ensuite, malgré une très bonne précision de la gravure ionique, ce paramètre reste incontrôlable et occasionne des variations en fréquence.

Le maillage est un élément important. Nous imposerons donc pour la suite de l'étude systématiquement 40 cellules par longueur d'onde.

L'épaisseur du substrat pourrait représenter un frein supplémentaire à l'atteinte de notre objectif. Pour s'affranchir de cette difficulté, il est nécessaire de se procurer des substrats ayant des tolérances sur l'épaisseur faibles et fiables.

Finalement, le paramètre le plus maîtrisable est le phénomène de contraction du supraconducteur à la température de fonctionnement cryogénique. Il suffit de le prendre en compte lors de l'optimisation.

Une nouvelle méthode d'ajustement est donc proposée à partir de ces constatations.

### III.4. AJUSTEMENT DE LA FREQUENCE CENTRALE DES FILTRES D'IMUX

#### III.4.1. Prise en compte des paramètres responsables du décalage fréquentiel

L'objectif est de prendre en compte les paramètres majeurs responsables des décalages fréquentiels pour obtenir, sans réglage, des réponses proches des gabarits souhaités. Pour atteindre cet objectif, nous avons décidé de prendre en compte l'épaisseur du substrat et la contraction du supraconducteur.

Dans un premier temps, des substrats d'épaisseurs moyennes 500  $\mu\text{m}$  avec les plus faibles tolérances ont été commandés à la société THEVA. Les substrats retenus ont une épaisseur moyenne de 497-498  $\mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$  (Figure II-23).

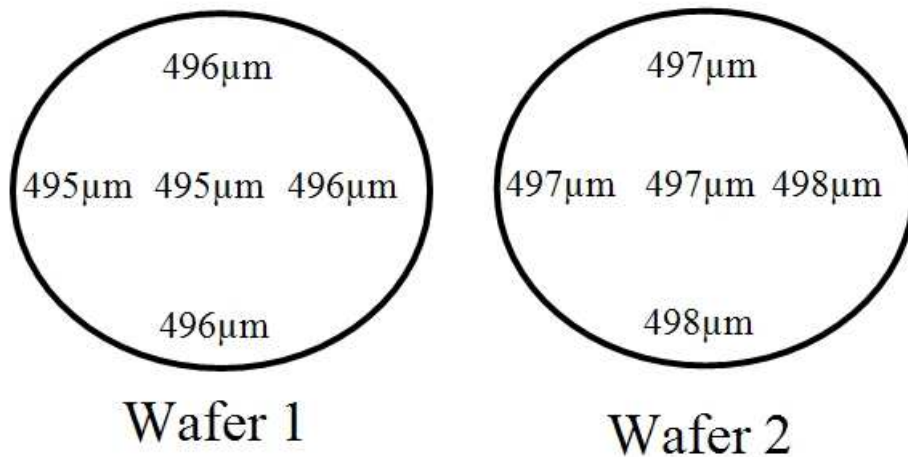


Figure II-23 : Epaisseurs des substrats commandés par THEVA

Ensuite, tous les filtres de fréquences  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_{12}$  ont été optimisés suivant leurs positions sur le wafer, avec les épaisseurs de substrat correspondantes. Toutefois, nous ne sommes pas sûr de la position des filtres à la périphérie des substrats. Il peut donc exister une incertitude de  $\pm 1 \mu\text{m}$  sur l'épaisseur du substrat pour les filtres situés au bord des wafers, et sans doute au centre.

Enfin, à la fin de l'optimisation, toutes les dimensions des filtres ont été agrandies par un coefficient  $F_c$ , que nous nommerons facteur de contraction.

$$F_c = 1 + \alpha_{\text{YbaCuO}} \cdot \Delta T = 1 + 12 \cdot 10^{-6} \cdot (293 - 77) = 1,002592 \quad (\text{II-12})$$

Avec  $\Delta T$  la différence de température entre l'air ambiant et la température de test du filtre.

### III.4.2. Résultats expérimentaux

Pour plus de clarté, les positions des filtres sur les deux wafers sont numérotées (Figure II-24).

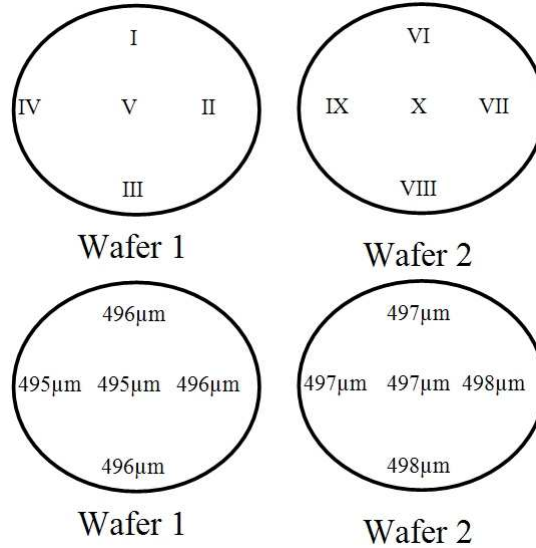


Figure II-24 : Epaisseurs des substrats et positions des filtres

La méthode de mesure des différents filtres est identique à celle développée au paragraphe III-2-2. Les réponses expérimentales en transmission et en réflexion sont présentées sur les figures II-25, II-27 à II-30.

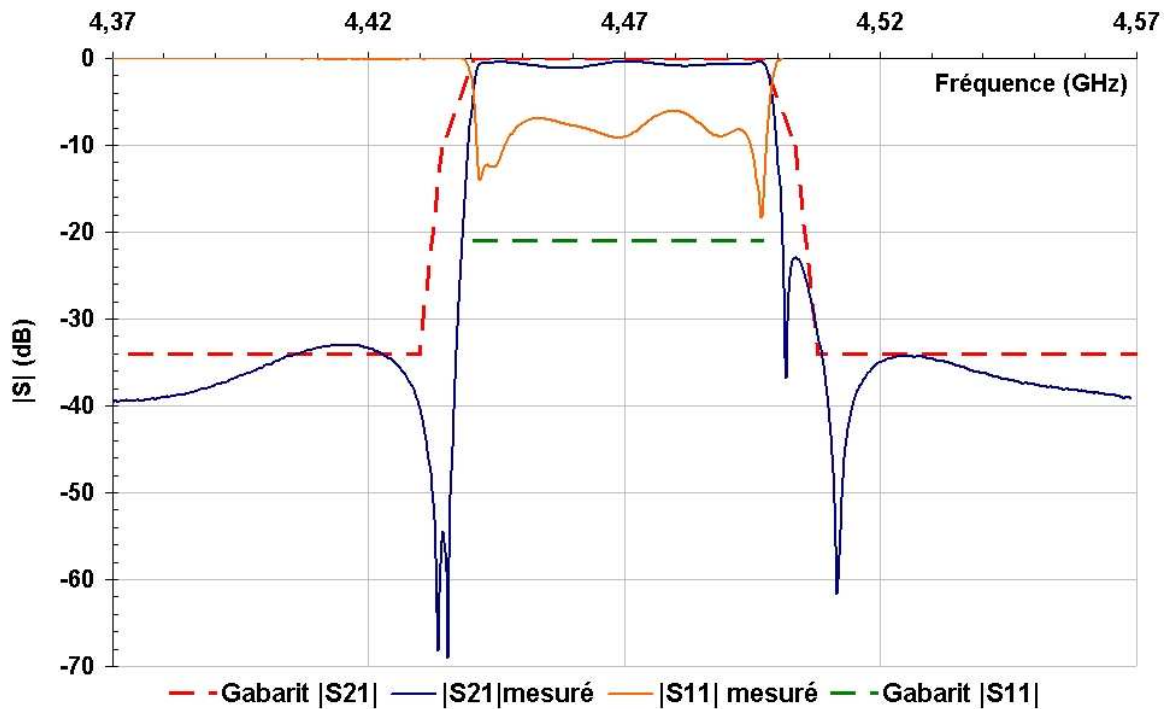


Figure II-25 : Réponses expérimentales du filtre  $f_{12}$  n°IX placé sur le wafer 2

Le filtre  $f_{12}$  n°IX présente un décalage de 1 MHz vers le haut par rapport à sa fréquence centrale idéale soit 0,022 % (Figure II-25). Il montre une isolation en dehors de la bande de -33 dB du côté des fréquences basses et -34 dB du côté des fréquences hautes. La largeur de la bande passante est respectée et le niveau de réflexion dans la bande vaut -6 dB. La figure II-26 présente les positions possibles du filtre  $f_{12}$  sur le wafer 2.

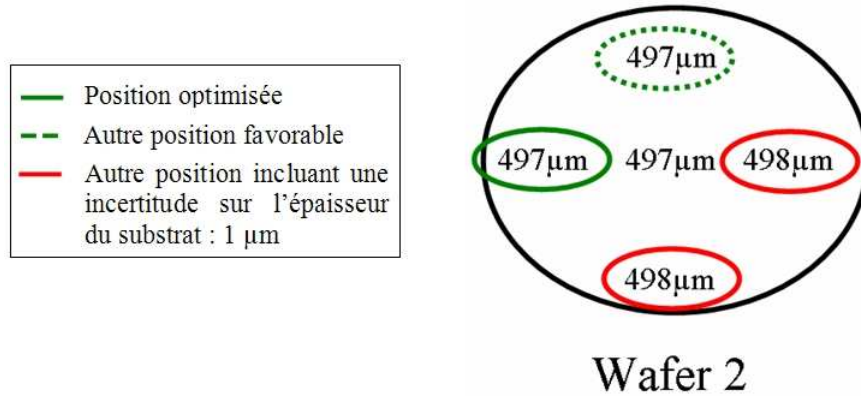


Figure II-26 : Position du filtre  $f_{12}$  n°IX sur le wafer 2

Ce filtre peut donc présenter une détérioration de ses performances à cause de l'incertitude de l'épaisseur du substrat et de la gravure du circuit. D'ailleurs, la figure II-27 montre que la platitude du gain, qui est liée au niveau de réflexion dans la bande passante, n'est pas respectée. Cependant, le filtre n°IX présente de très bons résultats en dehors de son niveau de réflexion.

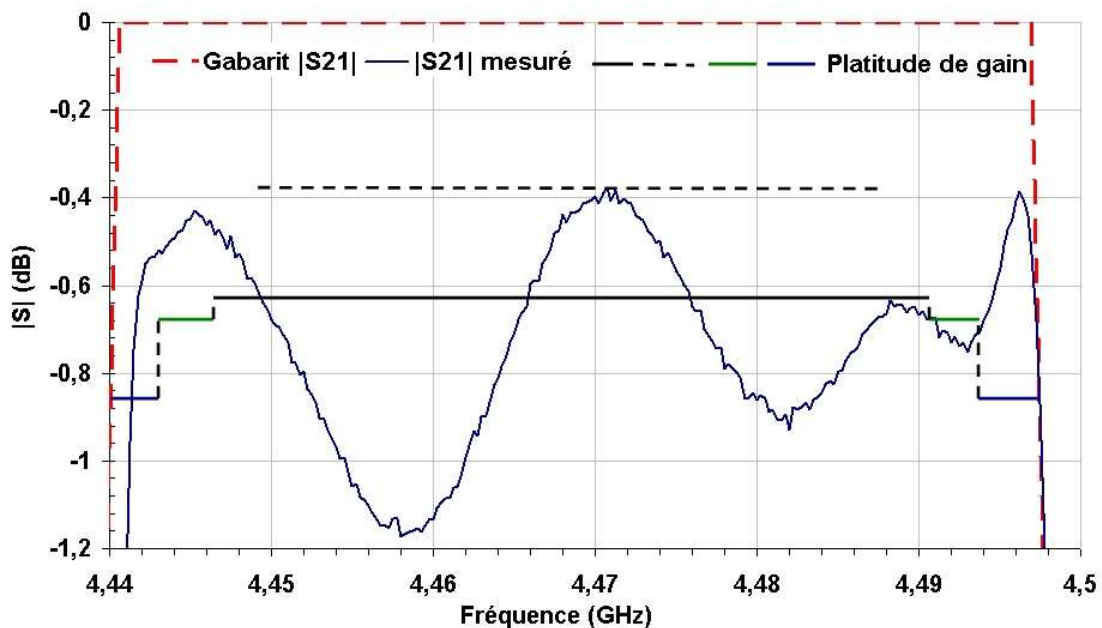


Figure II-27 : Platitude de gain du filtre  $f_{12}$  n°IX placé sur le wafer 2



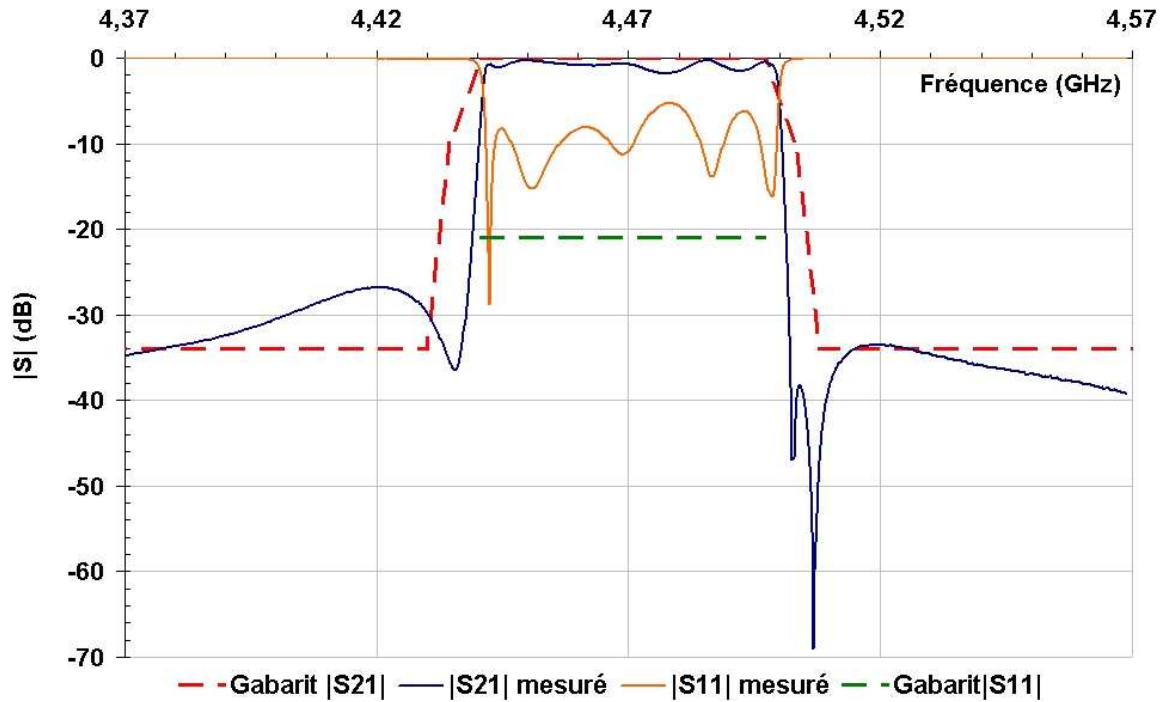


Figure II-28 : Réponses expérimentales du filtre  $f_{12}$  n°X placé sur le wafer 2

Le filtre  $f_{12}$  n°X présente un décalage de 2 MHz vers le haut par rapport à sa fréquence centrale idéale soit 0,044 % (Figure II-28). Il montre une isolation en dehors de la bande de  $-26$  dB du côté des fréquences basses et  $-34$  dB du côté des fréquences hautes. La largeur de la bande passante est respectée et le coefficient de réflexion dans la bande vaut  $-5$  dB. Ce filtre était placé au centre du wafer 2. Il est donc probable que l'optimisation du filtre s'est effectuée avec la bonne épaisseur du substrat. Néanmoins, les informations fournies du manufacturier du substrat n'implique pas la platitude du wafer. L'imprécision de  $1 \mu\text{m}$  est donc tout de même à prendre en compte.

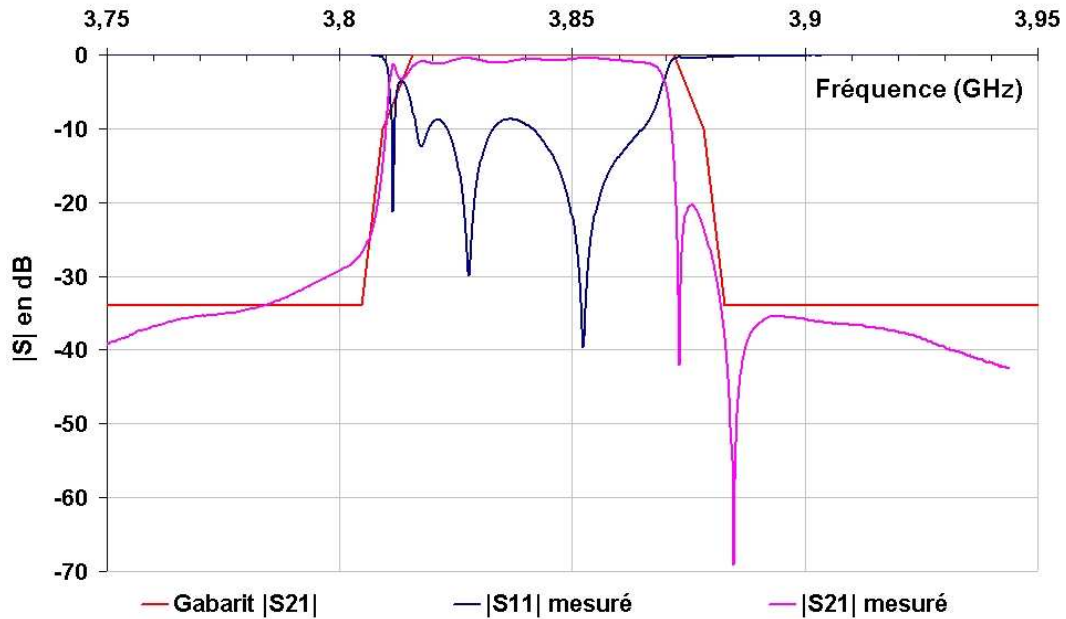


Figure II-29 : Réponses expérimentales du filtre  $f_2$  n°I placé sur le wafer 1

Le filtre  $f_2$  n°I présente un décalage de 4 MHz vers le bas par rapport à sa fréquence centrale soit 0,104 % (Figure II-29). Il montre une isolation en dehors de la bande de -35 dB du côté des fréquences hautes. La sélectivité est moins bien respectée du côté des fréquences basses. La largeur de la bande passante est correcte. Le coefficient de réflexion remonte à -3 dB au début de la bande passante. Dans ce cas, le décalage fréquentiel est plus important et vers le bas, le niveau de réflexion est plus élevé et le premier zéro de transmission aux fréquences basses n'est pas visible.

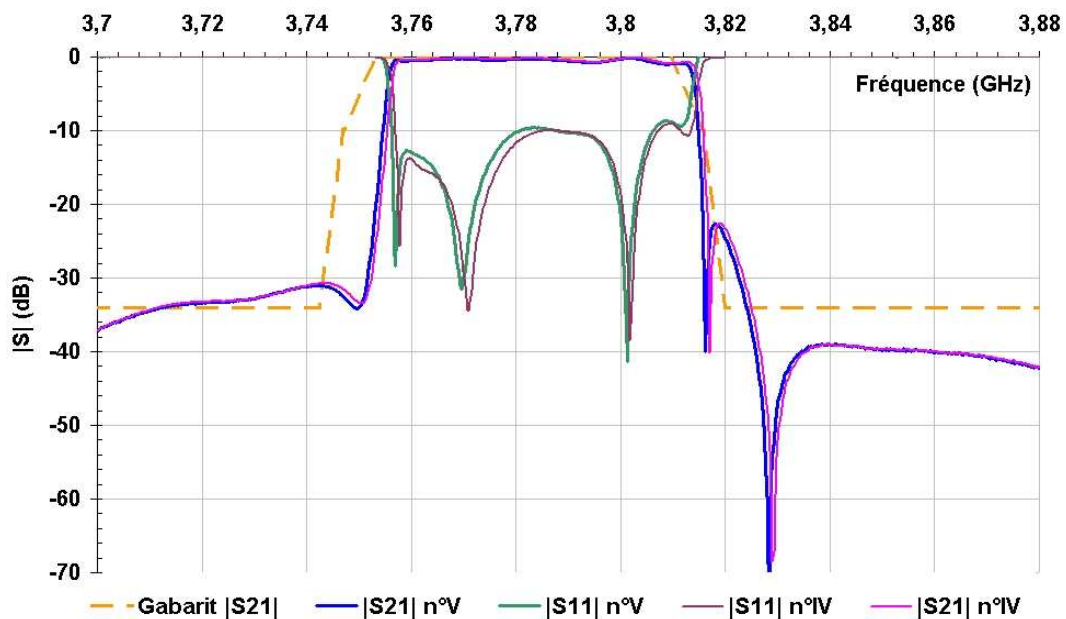


Figure II-30 : Réponses expérimentales des filtres  $f_1$  n°IV et n°V placés sur le wafer 1

Les filtres  $f_2$  n°IV et n°V présentent respectivement des décalages de 5 MHz et de 3 MHz vers les hautes fréquences (Figure II-30). L'isolation en dehors de la bande est de -40 dB du côté des fréquences hautes ; et de -31 dB du côté des fréquences basses. Les largeurs des bandes passantes sont correctes. Les coefficients de réflexion sont de -9 dB dans la bande passante.

### III.4.3. Conclusions

Le tableau II-7 résume les résultats expérimentaux et les compare aux performances exigées par le cahier des charges.

Tableau II-7 : Bilan des résultats expérimentaux et comparaison avec le cahier des charges

		Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (MHz)	Décalage fréquentiel $\Delta f$ (MHz)	$\Delta f/f_0$ en %	Niveau de réflexion (dB)	Respect : platitude de gain	Sélectivité (dB)
<b>Cahier des charges</b>		$f_1=3,78125$ $f_2=3,84375$ $f_{12}=4,46875$	<b>56,25</b> ( <b>&lt;1,5%</b> )	/	/	<b>-21</b>	/	<b>-34</b>
N° filtre	N° wafer							
<b>I</b>	<b>1</b>	$f_2$	<b>53</b>	<b>-4</b>	<b>0,104</b>	<b>-3</b>	<b>NON</b>	<b>-35</b>
<b>IV</b>	<b>1</b>	$f_1$	<b>56</b>	<b>+5</b>	<b>0,132</b>	<b>-9</b>	<b>NON</b>	<b>-31 / -40</b>
<b>V</b>	<b>1</b>	$f_1$	<b>56</b>	<b>+3</b>	<b>0,079</b>	<b>-9</b>	<b>NON</b>	<b>-31 / -40</b>
<b>IX</b>	<b>2</b>	$f_{12}$	<b>57</b>	<b>+1</b>	<b>0,022</b>	<b>-6</b>	<b>NON</b>	<b>-33 / -34</b>
<b>X</b>	<b>2</b>	$f_{12}$	<b>57</b>	<b>+2</b>	<b>0,044</b>	<b>-5</b>	<b>NON</b>	<b>-26 / -34</b>

Les résultats expérimentaux montrent qu'il est possible de dupliquer les filtres microruban supraconducteurs d'IMUX à partir de la démarche adoptée.

De plus, l'ajustement a aussi été démontré en jouant sur deux paramètres contrôlables : la précision de l'épaisseur du substrat et la prise en compte de la contraction en température des matériaux. Aucun réglage extérieur supplémentaire n'a été introduit dans le dispositif et les variations fréquentielles observées sont du même ordre de grandeur que celles du filtre réglé en ajustant manuellement la longueur des résonateurs et publié dans [31]. Rappelons qu'il s'agit d'un filtre de fréquence centrale beaucoup plus faible (842 MHz), possédant une bande

relative de 1,7 % et qui présente l'un des plus faibles écarts fréquentiels (0,05 %). L'objectif d'ajustement de la fréquence centrale des filtres supraconducteurs d'IMUX est donc atteint.

Les pertes des filtres ne sont pas critiques car ils doivent recevoir une puissance peu élevée. De plus, ces pertes sont compensées par le gain des amplificateurs après le démultiplexeur dans la charge utile du satellite de communications.

Néanmoins, il est nécessaire d'améliorer la platitude du gain et donc le niveau de réflexion dans la bande passante. Ce problème peut être lié à une mauvaise adaptation entre les connecteurs coaxiaux et les lignes d'excitation supraconductrices recouvertes d'or. Pour pouvoir étudier expérimentalement l'influence du packaging, des mesures sous pointes dans une station cryogénique ont été effectuées. Dans ce cas, un étalonnage à froid permet de remonter aux paramètres S du filtre blindé seul.

## IV. MESURES SOUS POINTES DE FILTRES SUPRACONDUCTEURS

Ce travail a été effectué en collaboration avec C. Thibon lors son stage de DEA d'électronique hautes fréquences et H. Jallageas, ingénieur d'étude à XLIM [59].

### IV.1. BANC DE MESURES CRYOGENIQUE SOUS POINTES

Ce banc de mesures utilisant une station sous pointes cryogénique doit permettre de déterminer les réponses fréquentielles des filtres supraconducteurs seuls en connaissant précisément leurs températures de fonctionnement. Le vide est maintenu dans une enceinte dans laquelle une plaque est refroidie par une circulation d'azote liquide cryogénique (réseau de tubes placé sous une plaque métallique où circule le liquide cryogénique) (Figures II-31 et II-32).

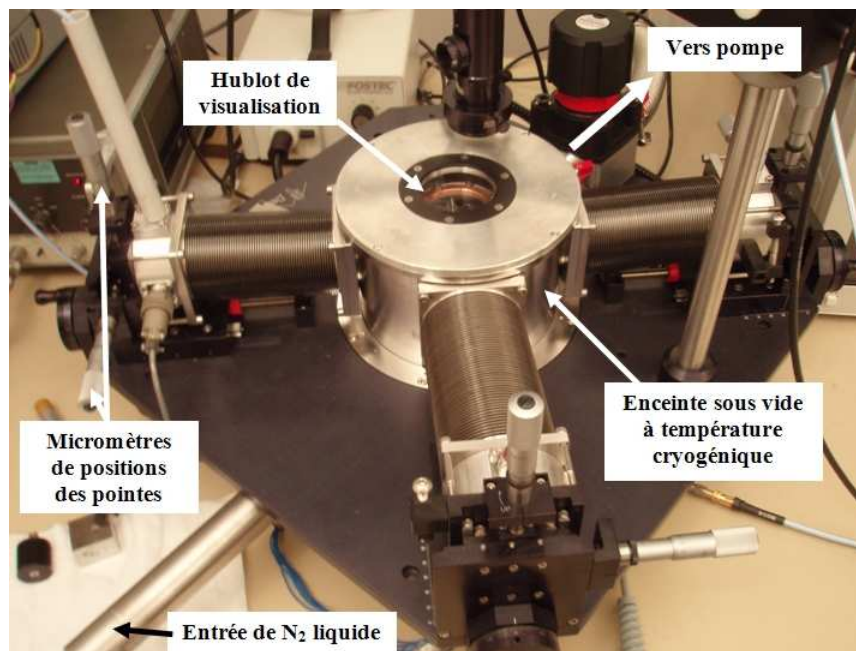


Figure II-31 : Banc de mesures cryogénique

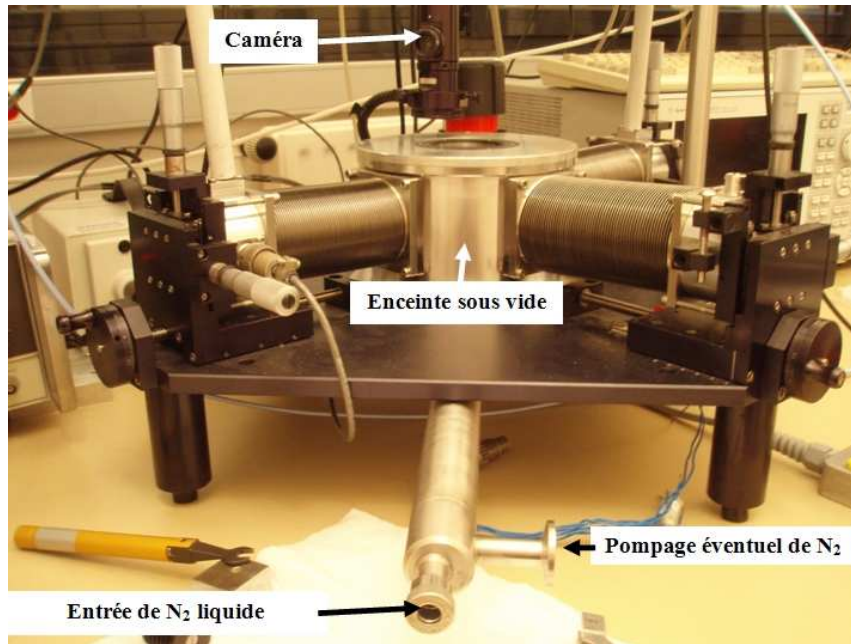


Figure II-32 : Vue de côté de la station sous pointes cryogénique

La station possède deux sondes en température, une fixée sur une des pointes cryogéniques et l'autre au niveau de la plaque réfrigérée. Lors des mesures, ces deux sondes donnent des températures éloignées de 10 K environ. Il est donc nécessaire, compte tenu de la sensibilité du comportement des supraconducteurs en température, d'améliorer également la précision de cette mesure. C'est pourquoi, d'autres sondes thermiques en contact avec le blindage du filtre ont été ajoutées.

Il est possible de disposer à l'intérieur de l'enceinte refroidie le filtre ainsi que des standards pour étalonner à 77 K.

Un nouveau packaging des filtres a été réalisé pour insérer des accès coplanaires afin de pouvoir effectuer les mesures.

## IV.2. CONCEPTION DU NOUVEAU PACKAGING DES FILTRES SUPRACONDUCTEURS

La figure II-33 présente le packaging développé par C. Thibon.

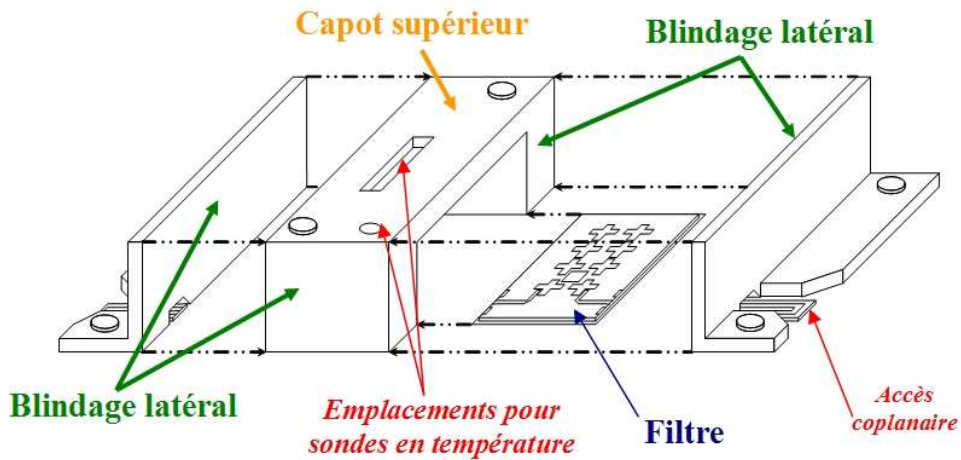


Figure II-33 : Vue éclatée du dispositif blindé conçu pour les mesures sous pointes.

Le blindage respecte le cahier des charges. Il est constitué de pièces en Kovar qui ont été dorées. Des lignes coplanaires sont connectées à l'aide de bondings aux lignes d'excitation du filtre (Figure II-34). De plus, les masses des accès coplanaires du filtre sont reportées à la masse de la structure microruban à l'aide de rubans d'or.

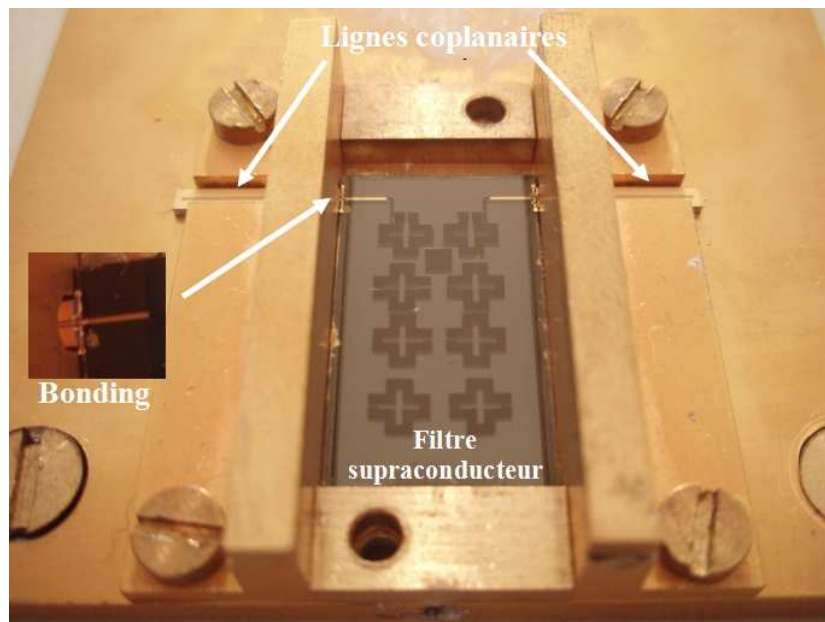


Figure II-34 : Filtre supraconducteur dans son boîtier de blindage

Trois sondes de température sont ajoutées : une sur le dessus du blindage, une sur le coté et une autre dessous le filtre dans la plaque de support sur laquelle est fixée l'ensemble des



pièces (Figure II-35). Une colle thermique (blanche) permet le bon contact des sondes avec la structure.

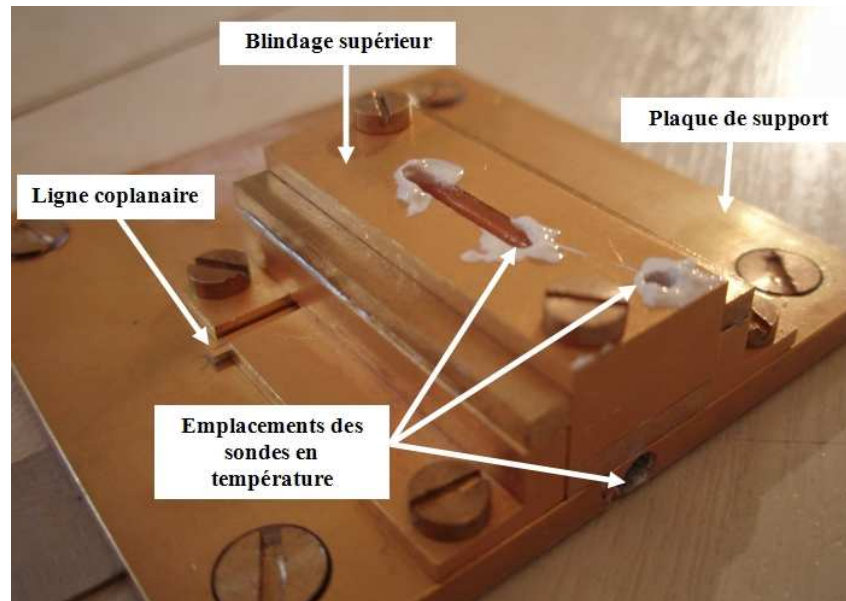


Figure II-35 : Packaging complet et emplacements des sondes en température

Les mesures s'effectuent donc à partir des accès coplanaires externes au blindage. Or, les plans de références doivent être déplacés au niveau de l'entrée des lignes d'excitation pour mesurer le filtre seul. Une méthode a été développée par C. Thibon pour extraire les paramètres S du filtre à partir de sa mesure avec ses accès coplanaires.



### IV.3. MESURES SOUS POINTES DE DEUX FILTRES SUPRACONDUCTEURS

Le filtre  $f_1$  n°VI du wafer 2 présente un décalage de 2 MHz vers le haut par rapport à sa fréquence centrale idéale soit 0,052 % (Figure II-36).

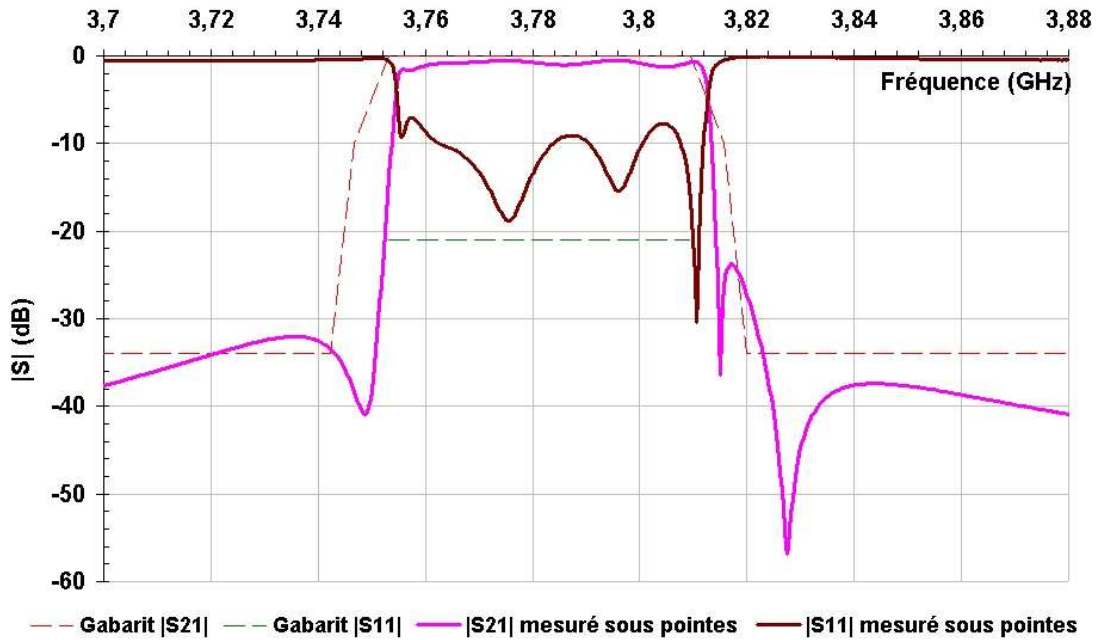


Figure II-36 : Réponses expérimentales du filtre  $f_1$  n°VI placé sur le wafer 2

L'isolation en dehors de la bande est de -32 dB du côté des fréquences basses et de -37 dB du côté des fréquences hautes. La largeur de la bande passante est respectée et le niveau de réflexion dans la bande vaut -7 dB. L'ondulation dans la bande passante n'est pas respectée.

De même, le filtre  $f_{12}$  n°VII du wafer 2 présente un décalage de 2 MHz vers le haut par rapport à sa fréquence centrale idéale soit 0,044 % (Figure II-37).

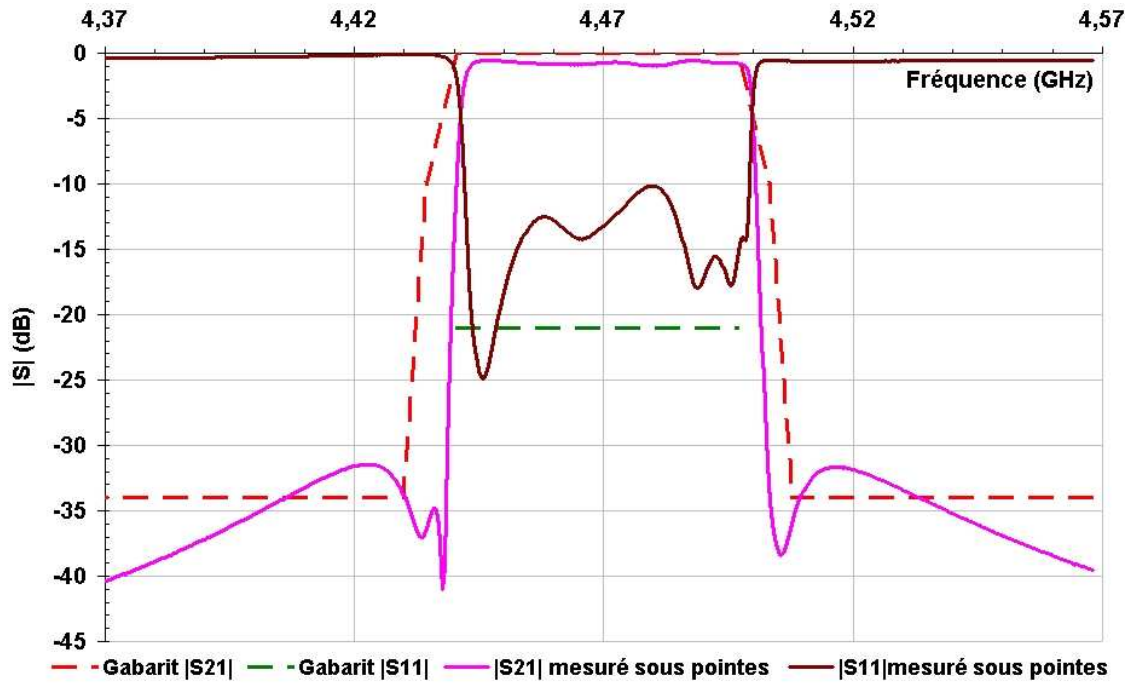


Figure II-37 : Réponses expérimentales du filtre  $f_{12}$  n°VII placé sur le wafer 2

L'isolation en dehors de la bande est de  $-31$  dB. La largeur de la bande passante est quasi respectée et le niveau de réflexion dans la bande vaut  $-10$  dB. L'ondulation dans la bande passante n'est pas respectée (Figure II-38).

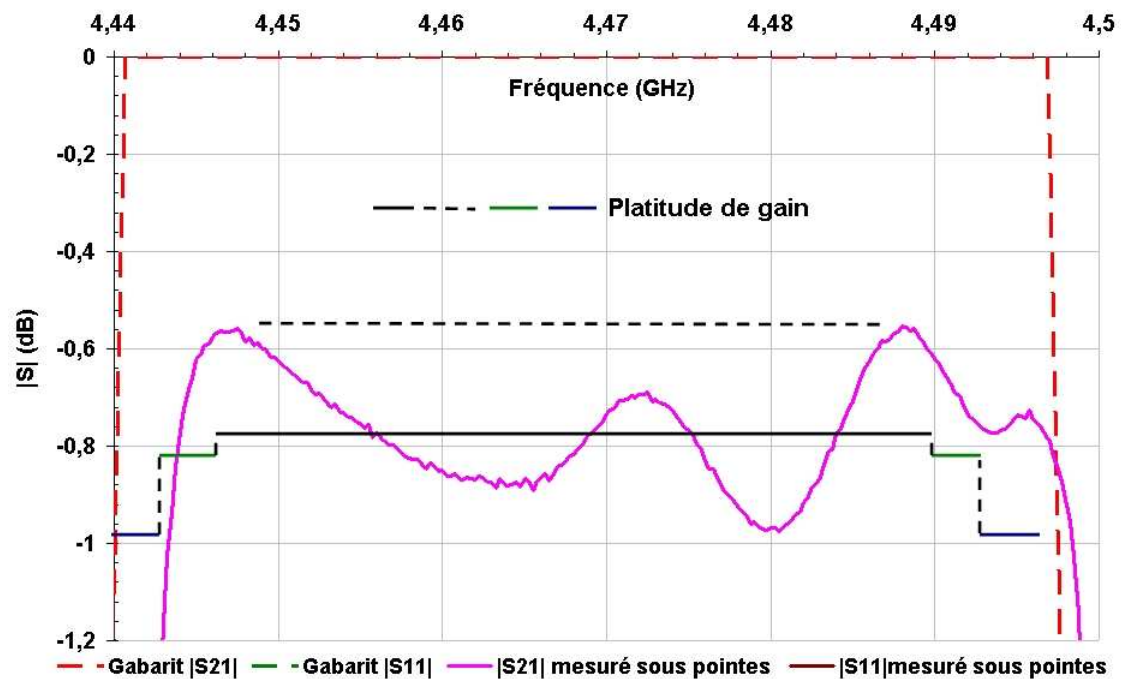


Figure II-38 : Platitude du gain du filtre  $f_{12}$  n°VII

#### IV.4. COMPARAISONS DES RESULTATS EXPERIMENTAUX DES DEUX METHODES DE MESURES

Les mesures des filtres supraconducteurs aux fréquences  $f_1$  et  $f_{12}$  testés en boîtier aux accès des deux connecteurs et dans la station cryogénique sous pointes sont comparés dans le tableau II-8.

Tableau II-8 : Comparaison des résultats expérimentaux des filtres mesurés en boîtier avec connecteur et dans la station sous pointes

		Fréquence centrale (GHz)	Bande passante (MHz)	Décalage fréquentiel $\Delta f$ (MHz)	$\Delta f/f_0$ en %	Niveau de réflexion (dB)	Respect : platitude de gain	Sélectivité (dB)
<b>Cahier des charges</b>		$f_1=3,78125$ $f_2=3,84375$ $f_{12}=4,46875$	<b>56,25</b>	/	/	<b>-21</b>	/	<b>-34</b>
N° filtre	N° wafer							
<b>IV</b>	<b>1</b>	$f_1$	<b>56</b>	<b>+5</b>	<b>0,132</b>	<b>-9</b>	<b>NON</b>	<b>-31 / -40</b>
<b>V</b>	<b>1</b>	$f_1$	<b>56</b>	<b>+3</b>	<b>0,079</b>	<b>-9</b>	<b>NON</b>	<b>-31 / -40</b>
<b>VI</b>	<b>2</b>	$f_1$	<b>55</b>	<b>+2</b>	<b>0,052</b>	<b>-7</b>	<b>NON</b>	<b>-32 / -37</b>
<b>IX</b>	<b>2</b>	$f_{12}$	<b>57</b>	<b>+1</b>	<b>0,022</b>	<b>-6</b>	<b>NON</b>	<b>-33 / -34</b>
<b>X</b>	<b>2</b>	$f_{12}$	<b>57</b>	<b>+2</b>	<b>0,044</b>	<b>-5</b>	<b>NON</b>	<b>-26 / -34</b>
<b>VII</b>	<b>2</b>	$f_{12}$	<b>55,5</b>	<b>+2</b>	<b>0,044</b>	<b>-10</b>	<b>NON</b>	<b>-31</b>

Les résultats ne présentent pas de différences manifestes. Toutefois, pour être plus pertinent dans la comparaison, il aurait fallu mesurer le même filtre avec les deux méthodes de mesures. Or, pour faire les mesures sous pointes, des accès coplanaires sont connectés aux lignes microruban d'excitation à l'aide de bondings. Lors du démontage des bondings, les lignes d'or ont été détériorées et non pas pu être réutilisées pour le test dans l'enceinte sous vide développée par Thales Alénia Space.

Réciproquement, les filtres optimisés pour être testés dans un boîtier muni de connecteurs SMA sont dépourvus de petits plots métalliques placés de part et d'autre de la ligne microruban pour réaliser les transitions avec les lignes coplanaires. La comparaison de ces résultats, permet de conclure que la connexion entre les connecteurs SMA et le filtre supraconducteur n'influence pas de manière significative les résultats expérimentaux. Pour

confirmer cette hypothèse, une ligne microruban supraconductrice identique à celle qui réalise l'excitation du filtre, connectée à deux connecteurs SMA a été simulée (Figures II-39 et II-40).

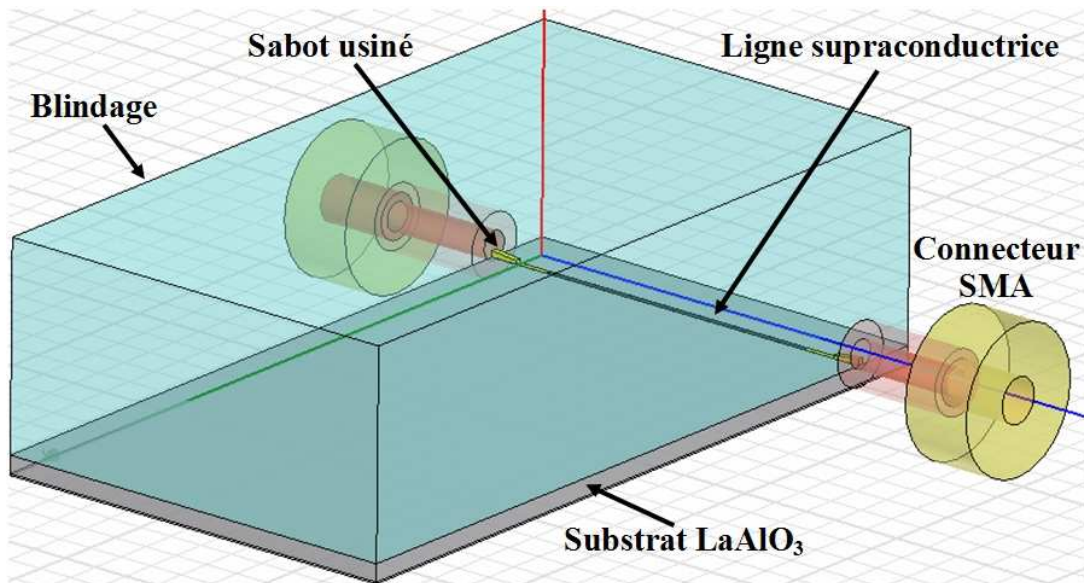


Figure II-39 : Ligne supraconductrice entre les deux connecteurs SMA

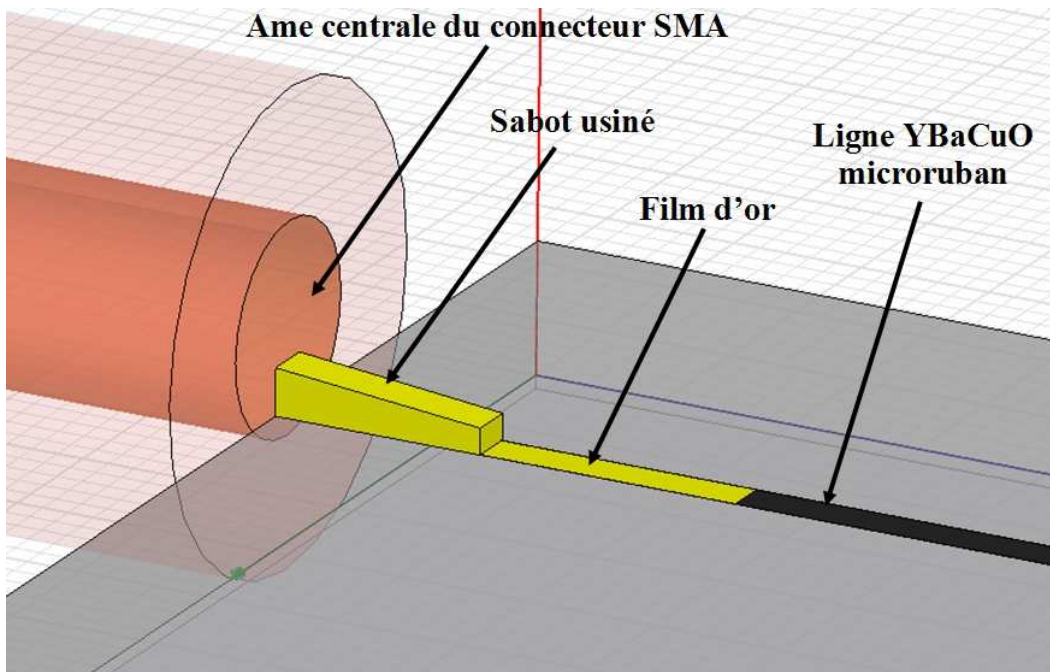
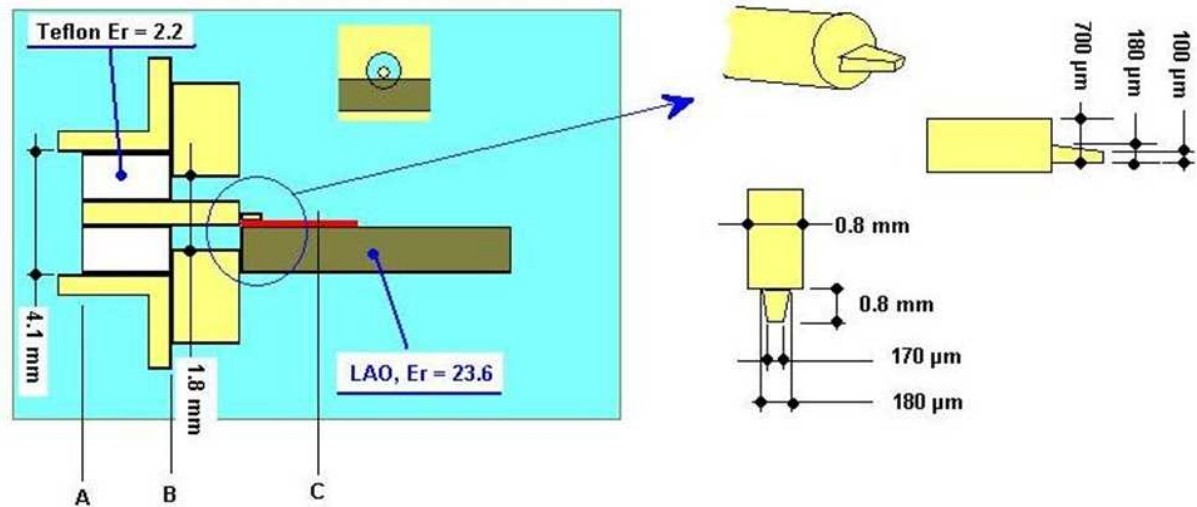


Figure II-40 : Sabot de contact usiné posé sur la ligne supraconductrice

Les dimensions du sabot de contact usiné et du connecteur SMA sont présentées sur la figure II-41.



connecteur SMA similaire : Radiall R125 451

Figure II-41 : Dimensions du connecteur SMA et du sabot de contact usiné

Les valeurs du coefficient de réflexion sur une large bande (Figure II-42) en considérant le contact du sabot usiné sont de l'ordre de -15 dB.

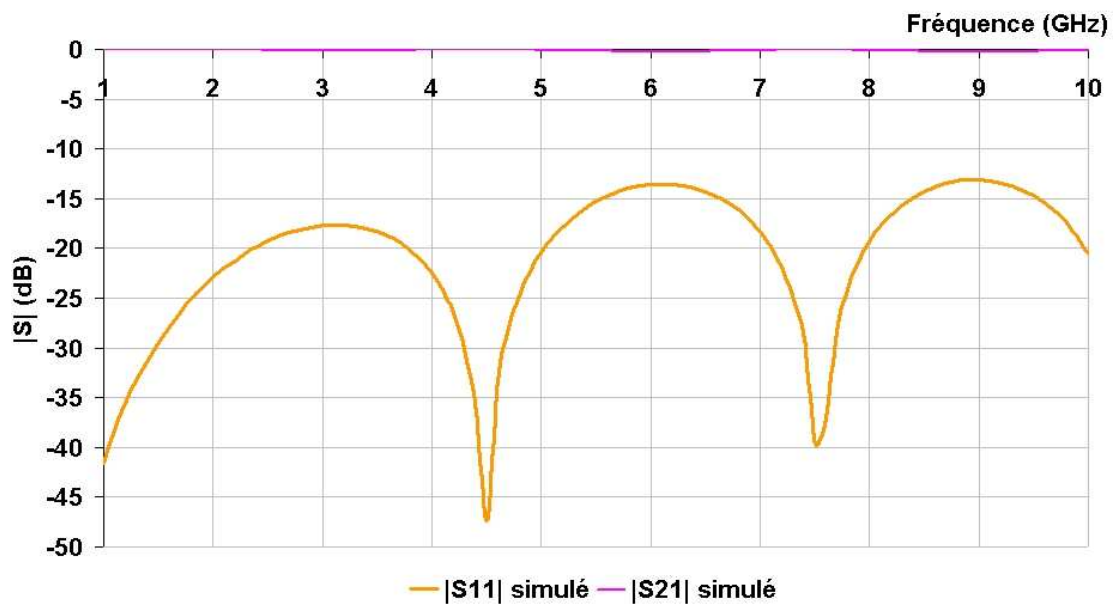


Figure II-42 : Coefficients de réflexion et de transmission de la ligne supraconductrice - connecteurs SMA



Une étude de sensibilité (analyse de Monte Carlo) a également été menée pour évaluer les modifications des paramètres S apportées par les incertitudes liées d'une part, à la précision de l'épaisseur du substrat ( $\pm 1 \mu\text{m}$ ) et d'autre part à la précision de gravure ( $\pm 1 \mu\text{m}$ ). Nous avons utilisé le logiciel ADS d'Agilent pour effectuer cette opération.

Les résultats sont présentés sur la figure II-43.

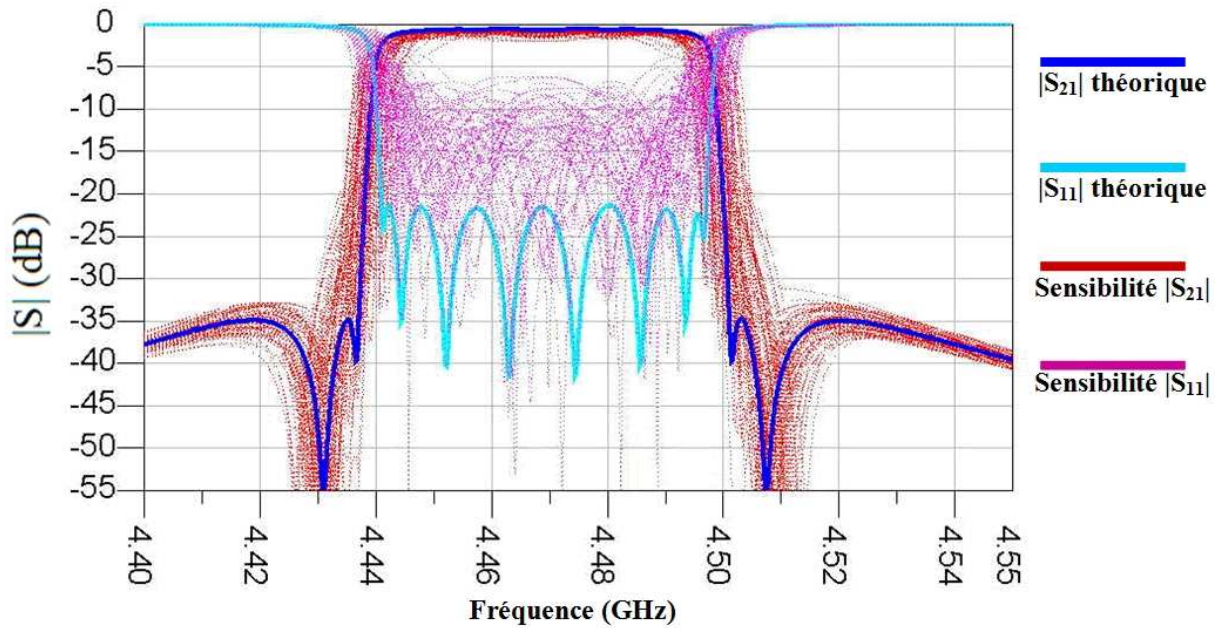


Figure II-43 : Analyse de Monte Carlo en fonction de la précision de gravure et de l'épaisseur du substrat

Les réponses expérimentales et simulées sont bien en accord. En effet, l'analyse de sensibilité montre un décalage fréquentiel des réponses du filtre de plus ou moins 5 MHz. De plus, les incertitudes mêmes faibles sur les dimensions du filtre et du substrat peuvent dégrader fortement le coefficient de réflexion dans la bande passante. Malgré des réponses très proches du gabarit et une amélioration des résultats, il n'est pas possible de régler précisément le filtre à cause de l'influence de paramètres non contrôlables. Il convient donc d'utiliser une autre méthode pour finaliser le réglage. L'étude bibliographique menée au premier chapitre peut nous donner des pistes à suivre intéressantes. Ainsi, en perspective, nous nous sommes intéressés à un réglage par ablation laser.

## **V. OPTIMISATION DES FILTRES PLANAIRES SUPRACONDUCTEURS PAR REGLAGE FIN APRES FABRICATION**

### **V.1. OBJECTIFS**

L'objectif est de pouvoir régler finement les réponses des filtres supraconducteurs sans augmenter ses pertes afin qu'elles puissent satisfaire le cahier des charges. Après avoir analysé les paramètres responsables des décalages en fréquence et des différences de niveaux, il faut maintenant utiliser une autre méthode de réglage qui puisse être employée à froid et adaptable aux différents filtres.

La méthode de réglage par ablation laser proposée dans [30] répond à ces exigences. Utiliser un laser pour modifier la forme des résonateurs et donc changer leurs comportements fréquentiels est tout à fait adapté à notre méthode de mesures en station cryogénique sous pointes. Ce procédé permettrait de régler en temps réel un filtre supraconducteur. De plus, comme c'est une méthode destructrice et donc délicate, il est important que les réponses puissent être réglées dans leurs réelles conditions de fonctionnement, c'est-à-dire à 77 K. Enfin, cette méthode ne devrait pas engendrer de pertes supplémentaires.

Une première étude a été menée pour évaluer la possibilité de faire varier la fréquence centrale d'un filtre en enlevant un peu de métallisation sur les différents résonateurs.

### **V.2. ETUDE D'UN RESONATEUR**

La structure étudiée est le résonateur monomode linéique du filtre IMUX, en forme de croix ouverte, dont la longueur est à peu près égale à la demi-longueur d'onde de travail et l'impédance caractéristique de la ligne qui le constitue est de  $30 \Omega$ . Des trous placés sur la branche de la croix contenant l'ouverture ont permis d'obtenir un décalage positif de la fréquence de résonance sans dégrader le facteur de qualité à vide (Figure II-44).

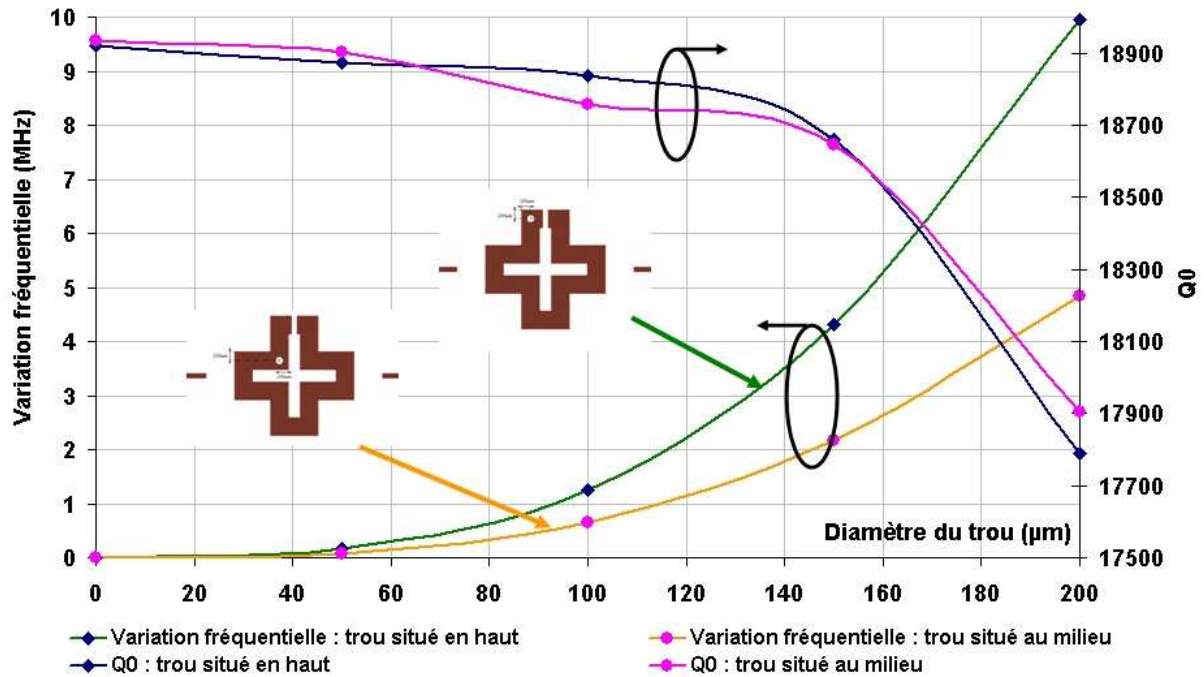


Figure II-44 : Variations de la fréquence et du facteur de qualité à vide en fonction du diamètre du trou dans deux cas différents

Le trou placé dans cette région, diminue la surface du résonateur dans une zone capacitive, ce qui se traduit par une diminution de la valeur de la capacité et donc une augmentation de la fréquence du résonateur.

Nous avons donc vu un procédé pour augmenter la fréquence de résonance d'un résonateur. Avec cette méthode, nous obtenons des décalages significatifs qui peuvent être employés pour faire varier la fréquence du filtre. Mais il faut aussi pouvoir compenser les décalages en fréquence positifs. Il est donc nécessaire de s'intéresser à la variation fréquentielle négative.

Pour pouvoir obtenir des décalages en fréquence négatifs, le trou est placé dans une région où la densité de courant est élevée (Figure II-45). Cette perturbation rallonge le chemin parcouru par le courant ce qui se traduit par une augmentation de la valeur de la self et donc une diminution de la fréquence de résonance du résonateur.



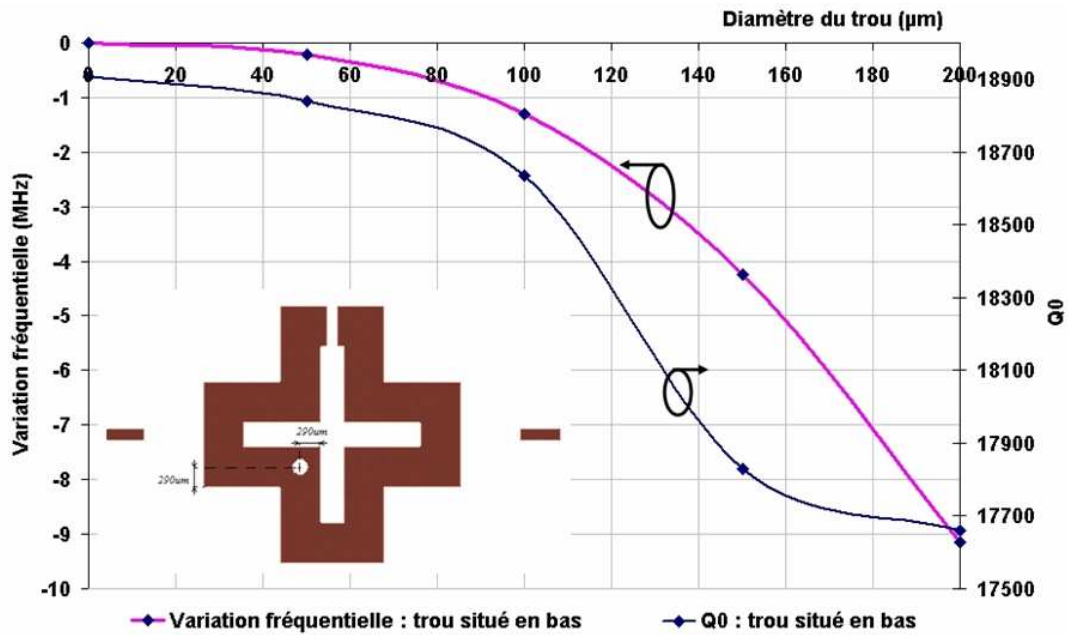


Figure II-45 : Variations de la fréquence et du facteur de qualité à vide en fonction du diamètre du trou dans le cas de trou situé dans la branche inférieure

Nous avons montré en simulation que l'ablation laser peut être un moyen de régler la fréquence de résonance d'un résonateur aussi bien de manière positive que négative, sans trop dégrader les pertes d'insertion du filtre. Ce réglage n'a aucune influence sur la valeur des couplages inter-résonateurs.

### V.2.1. Etude du filtre complet

L'objectif est de décaler le filtre de fréquence  $f_2$  (3781,25 MHz) sans modifier les couplages entre les résonateurs. Les résultats obtenus lors de l'étude précédente ont été appliqués sur le filtre complet. Deux réglages ont été réalisés :

- ✓ Le premier est un réglage vers les hautes fréquences avec des trous de 150 µm
- ✓ Le second est un réglage vers les basses fréquences avec des trous de 150 µm.

Les filtres simulés pour obtenir un réglage respectivement vers les hautes fréquences et vers les basses fréquences sont présentés sur la figure II-46.

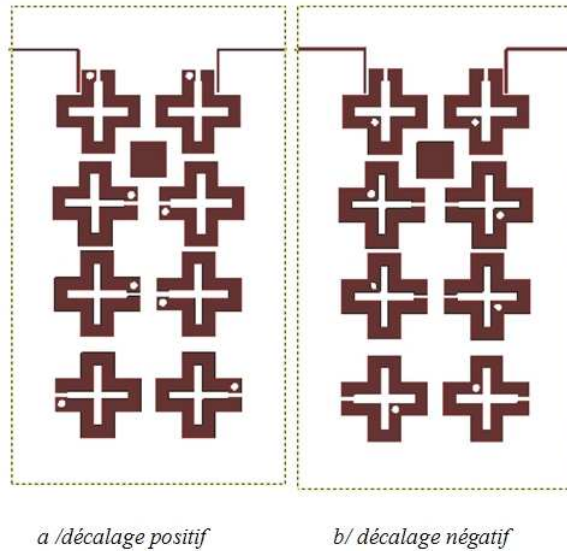


Figure II-46 : Filtres présentant des décalages fréquentiels

Pour un trou de diamètre  $150\ \mu\text{m}$ , les décalages en fréquence sont de  $+3,519\ \text{MHz}$  et de  $-3,519\ \text{MHz}$  (Figure II-47). Les autres spécifications du filtre sont respectées : bande passante de  $56,25\ \text{MHz}$ , niveau de réflexion inférieur à  $-21\ \text{dB}$  (Figure II-48)... Les couplages inter-résonateurs et les coefficients de couplage entrée-sortie n'ont pas été modifiés. Les pertes d'insertion n'ont pas été affectées.

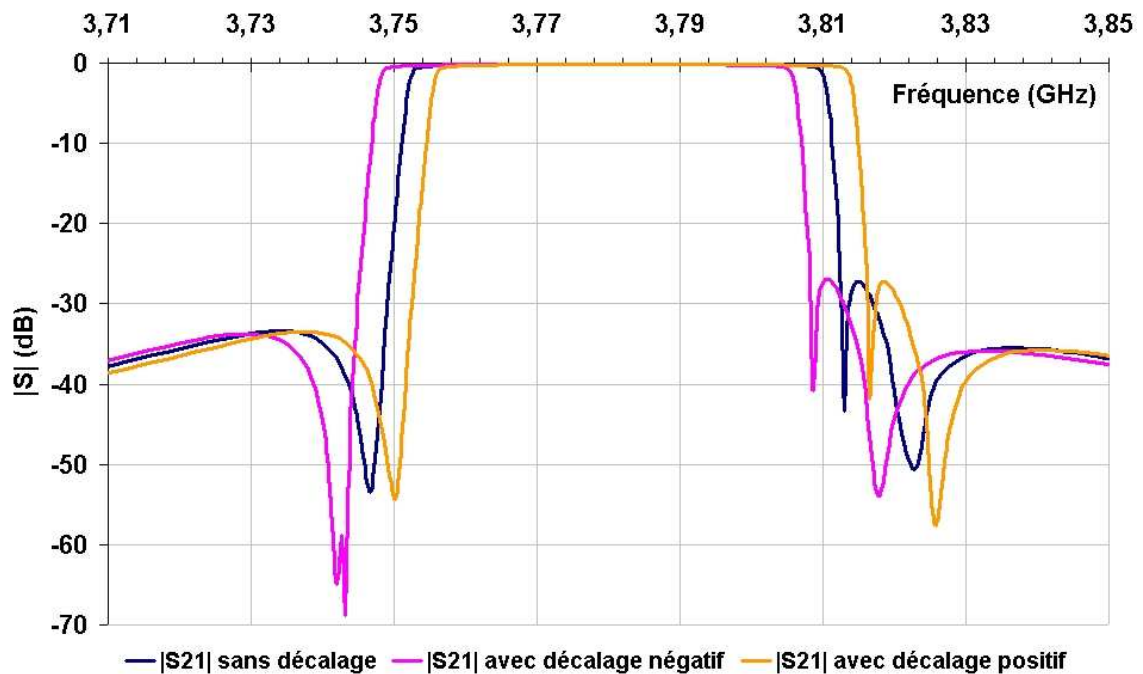


Figure II-47 : Coefficients de transmission simulés pour les filtres réglés avec des trous de  $150\ \mu\text{m}$

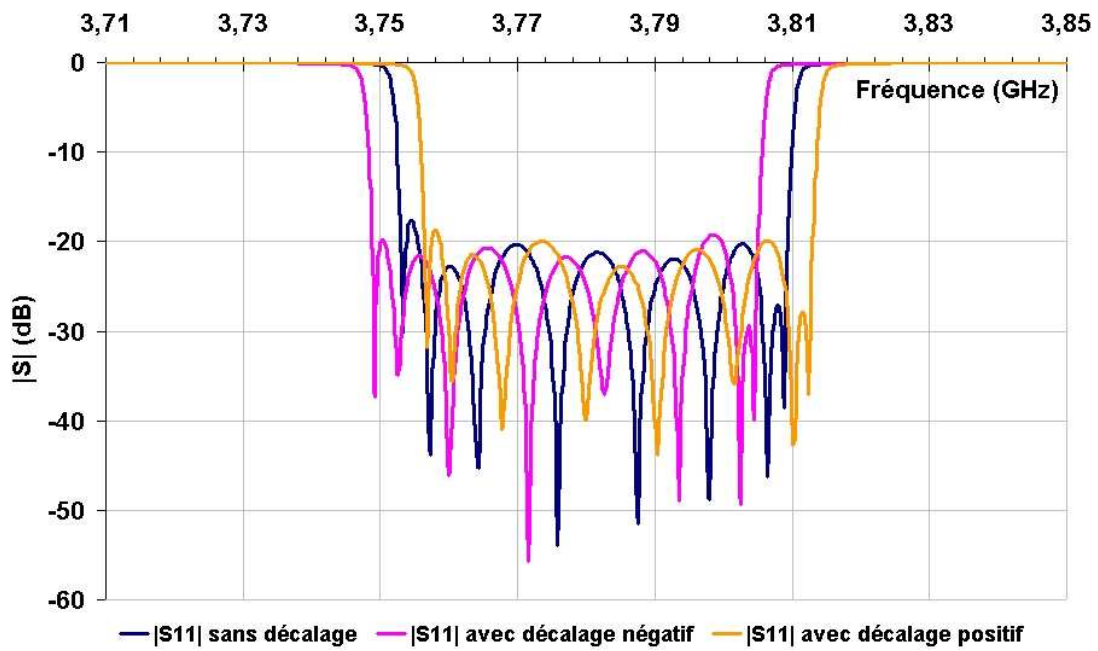


Figure II-48 : Coefficients de réflexion simulés pour des filtres réglés avec des trous de  $150 \mu\text{m}$

Pour valider ces premiers résultats encourageants, il est envisagé d'effectuer un trou par ablation laser dans un résonateur pour faire des comparaisons avec les simulations.

## **VI. CONCLUSIONS**

Les travaux menés sur les filtres microruban supraconducteurs pour des applications spatiales ont permis de démontrer la possibilité de les dupliquer aux différentes fréquences nécessaires au multiplexeur d'entrée. Les résultats ont été améliorés, notamment en ce qui concerne l'ajustement de la fréquence centrale. En tenant compte des paramètres responsables des variations fréquentielles à savoir la hauteur du substrat et la contraction du supraconducteur. Les spécifications en fréquence ont été approchées à  $\pm 5$  MHz. Par contre, le coefficient de réflexion reste encore trop élevé dans la bande. Ce niveau est essentiellement du aux imprécisions de gravure et aux fluctuations de l'épaisseur du substrats, paramètres non contrôlables. Pour pouvoir apporter les corrections nécessaires pour obtenir le gabarit souhaité, il est nécessaire d'envisager une méthode de réglage fin.

Nous avons évalué en simulation un système de réglage par ablation laser permettant de modifier le layout du filtre après fabrication en réalisant des trous dans le métal constituant les résonateurs. Cette méthode doit permettre d'ajuster le filtre planaire supraconducteur refroidi à sa température de fonctionnement et connecté à l'analyseur de réseaux vectoriel. Les résultats actuellement obtenus en simulation sont à confirmer expérimentalement. Il est aussi nécessaire d'étudier une possibilité de modification des réglages inter-résonateurs et des couplages d'entrée-sortie sans dégrader les performances électriques. S'il n'est pas possible de modifier aisément ces couplages, qui sont fortement dépendant de l'épaisseur du substrat et de la précision de gravure d'après l'analyse de Monte-Carlo, il faudra penser à changer la structure, c'est à dire la topologie du filtre ou la forme des résonateurs.





## *Chapitre 3 :*

*Dispositifs microondes reconfigurables en fréquence à  
base de couches minces ferroélectriques*





<b>Chapitre 3 :</b> .....	<b>117</b>
<b>I. Introduction</b> .....	<b>123</b>
<b>II. Présentation des matériaux ferroélectriques</b> .....	<b>124</b>
II.1. La ferroélectricité .....	124
II.2. Utilisation des matériaux ferroélectriques .....	127
II.3. Les techniques de dépôts des couches minces ferroélectriques .....	130
<b>III. Analyse électromagnétique des dispositifs planaires microondes intégrant des couches minces ferroélectriques</b> .....	<b>134</b>
III.1. Contexte de l'étude.....	134
III.2. Les dispositifs planaires étudiés .....	135
III.3. Formulation .....	136
III.3.1. Formulation électrostatique.....	136
III.3.2. Formulation électromagnétique.....	137
III.4. Application de la méthode des lignes.....	139
III.4.1. Discrétisation de la structure .....	140
III.4.2. Transformation du système d'équations découplées en un système d'équations couplées .....	141
III.4.3. Applications des conditions limites et des conditions aux interfaces de la structure .....	142
III.5. Analyse 2D d'une ligne microruban intégrant une couche mince ferroélectrique	143
III.5.1. Analyse électrostatique 2D de la ligne microruban .....	143
III.5.2. Analyse électromagnétique 2D de la ligne microruban .....	148
III.6. Analyse 2D d'une ligne coplanaire intégrant une couche mince ferroélectrique .	151
III.6.1. Analyse électrostatique 2D de la ligne coplanaire .....	151
III.6.2. Analyse électromagnétique 2D de la ligne coplanaire .....	153
III.7. Analyse 3D d'une ligne microruban intégrant une couche mince ferroélectrique	154
<b>IV. Caractérisation dynamique de couches minces ferroélectriques</b> .....	<b>156</b>
IV.1. Nécessité d'un nouvel outil de caractérisation.....	156
IV.2. Principe de la caractérisation dynamique.....	156
IV.3. Caractérisation dynamique d'une couche mince de KTN .....	160
IV.4. Discussions.....	162
<b>V. Conclusion</b> .....	<b>163</b>

## Liste des figures

Figure III-1 :	Structure du titanate de baryum $\text{BaTiO}_3$ .....	124
Figure III-2 :	Déformation tétragonale de la structure en dessous de sa température de Curie .....	125
Figure III-3 :	Evolution de la permittivité $\epsilon$ et de la tangente de pertes du $\text{BaTiO}_3$ en fonction de la température .....	126
Figure III-4 :	Evolution de la température de Curie du $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ en fonction du taux de strontium .....	126
Figure III-5 :	Evolution des pertes diélectriques du $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ en fonction du taux de strontium .....	127
Figure III-6 :	Polarisation verticale de la structure microruban .....	128
Figure III-7 :	Polarisation horizontale de la structure coplanaire .....	128
Figure III-8 :	Principe de l'ablation laser .....	131
Figure III-9 :	Principe de la pulvérisation cathodique .....	132
Figure III-10 :	Coupe transversale de la structure microruban.....	135
Figure III-11 :	Coupe transversale de la structure coplanaire.....	135
Figure III-12 :	Ligne microruban contenant une couche mince ferroélectrique.....	140
Figure III-13 :	Discrétisation de la structure suivant (x) et les différents opérateurs dérivés .....	141
Figure III-14 :	Ligne microruban sur un substrat de ferroélectrique massif.....	143
Figure III-15 :	Variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué.....	143
Figure III-16 :	Ligne microruban programmée sur substrat de BST .....	144
Figure III-17 :	Variation de la permittivité sous une tension de 500 V déterminée avec la méthode des éléments finis [85] .....	145
Figure III-18 :	Variation de permittivité sous une tension de 500 V déterminée avec la méthode des lignes.....	145
Figure III-19 :	Coupe transversale de la ligne microruban blindée intégrant des couches minces ferroélectriques (2) et (3).....	146
Figure III-20 :	Permittivité du $\text{SrTiO}_3$ en fonction du champ électrique E et son approximation polynomiale .....	146
Figure III-21 :	Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 150 V .....	147
Figure III-22 :	Répartition du champ électrique dans la structure avec la tension continue appliquée.....	147
Figure III-23 :	Variation de la permittivité effective de la structure microruban en fonction de la tension appliquée et de la fréquence .....	148
Figure III-24 :	Résonateur microruban en $\frac{\lambda}{2}$ .....	149
Figure III-25 :	Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 50 V et 200 V.....	150
Figure III-26 :	Coupe transversale de la ligne coplanaire intégrant des couches ferroélectriques (2) et (3).....	151
Figure III-27 :	Répartition du champ électrique dans la structure coplanaire avec une tension continue appliquée de 10 V .....	151
Figure III-28 :	Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 50 V .....	152
Figure III-29 :	Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 100 V .....	152

Figure III-30 :	Variation de la permittivité effective de la structure coplanaire en fonction de la tension appliquée et de la fréquence .....	153
Figure III-31 :	Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 25 V et 100 V .....	153
Figure III-32 :	Résonateur microruban intégrant une couche mince ferroélectrique .....	154
Figure III-33 :	Variation spatiale de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 200 V .....	154
Figure III-34 :	Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 50 V et 200 V .....	155
Figure III-35 :	Principe de la caractérisation dynamique de couches minces ferroélectriques .....	156
Figure III-36 :	Fréquence de résonance du résonateur intégrant une couche mince ferroélectrique en fonction de la tension appliquée .....	157
Figure III-37 :	Caractéristique $\epsilon_r$ en fonction de E de la couche ferroélectrique : premier point établi .....	158
Figure III-38 :	Caractéristique $\epsilon_r$ en fonction de E de la couche ferroélectrique : second point à établir .....	158
Figure III-39 :	Caractéristique $\epsilon_r$ en fonction de E de la couche ferroélectrique .....	159
Figure III-40 :	Résonateur patch microruban blindé .....	160
Figure III-41 :	Variation fréquentielle et facteur de qualité à vide du résonateur microruban en fonction de la tension appliquée .....	161
Figure III-42 :	Permittivité relative de la couche mince de KTN en fonction du champ électrique appliqué .....	162

### Liste des tableaux

Tableau III-1 :	Caractéristiques de capacités variables à base de matériaux ferroélectriques .....	129
Tableau III-2 :	Filtres passe bande à base de couches ferroélectriques (complément) .....	130



## I. INTRODUCTION

Les futurs systèmes de communications doivent être miniaturisés, avoir des pertes limitées et également proposer des possibilités de reconfiguration tout en étant fiables et compétitifs en terme de coûts. En effet, l'objectif des prestataires de télécommunications modernes est de proposer des terminaux uniques permettant de gérer plusieurs systèmes de communications. Pour atteindre ce but, il est nécessaire de développer des dispositifs microondes reconfigurables en fréquence, dont les caractéristiques fréquentielles peuvent être modifiées par l'intermédiaire d'une commande électronique externe. À ce jour, différentes technologies sont développées dans ce sens (chapitre I). L'utilisation de matériaux ferroélectriques peut être une solution. En effet, la permittivité de ces matériaux peut être ajustée en appliquant un champ électrique statique à la structure, ce qui modifie la réponse en fréquence du dispositif. De plus, depuis quelques années, grâce aux recherches menées dans le domaine des matériaux, les ferroélectriques peuvent être facilement intégrés, notamment sous forme de couches minces, pour être utilisés dans des circuits hyperfréquences. Les derniers travaux cherchent aussi à diminuer les pertes diélectriques, souvent importantes dans le matériau massif. Cependant, ces matériaux posent des problèmes de modélisation. Il n'existe pas, à ce jour, d'outil de simulation performant capable de caractériser de tels dispositifs. C'est pourquoi, un outil d'analyse et de caractérisation électromagnétique de structures planaires doit être développé et fait l'objet d'une partie de ce chapitre. Dans un premier temps, les matériaux ferroélectriques sont présentés pour mieux comprendre leurs fonctionnements. Ensuite, un outil de simulation couplant des analyses électrostatique et électromagnétique de circuits planaires microondes intégrant des couches minces ferroélectriques est proposé. Finalement, une méthode de caractérisation dynamique clôture ce dernier chapitre.

## II. PRESENTATION DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES

### II.1. LA FERROELECTRICITE

Les matériaux ferroélectriques sont des diélectriques présentant une polarisation spontanée qui peut être orientée ou renversée sous l'action d'un champ électrique externe. Pour mieux comprendre ce fonctionnement, intéressons nous à l'exemple simple du titanate de baryum :  $\text{BaTiO}_3$  [60]. La molécule cristallise dans le système Perovskite cubique au-dessus de sa température de Curie ( $T_c$ ) comprise entre 120 et 130°C (Figure III-1). D'ailleurs, la plupart des composés ferroélectriques étudiés ont pour formule générale  $\text{ABO}_3$  (A et B sont des atomes).

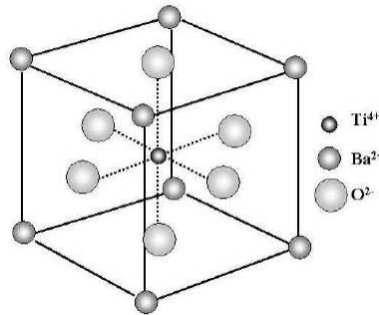


Figure III-1 : Structure du titanate de baryum  $\text{BaTiO}_3$

Les sommets sont donc occupés par les ions baryum ( $\text{Ba}^{2+}$ ) et le centre par un ion titane ( $\text{Ti}^{4+}$ ). Les ions oxygène sont disposés dans les centres de chaque face. Les ions titane sont dans une structure octaédrique d'ions oxygène. Il existe deux états pour les matériaux ferroélectriques : l'état ferroélectrique et l'état paraélectrique.

L'état ferroélectrique se manifeste lorsque la molécule est à une température inférieure à la température de transition  $T_c$  (Température de Curie). Dans cette phase, les ions se déplacent les uns par rapport aux autres, créant un abaissement de la symétrie de la maille (Figure III-2), [61] qui devient tétragonale.

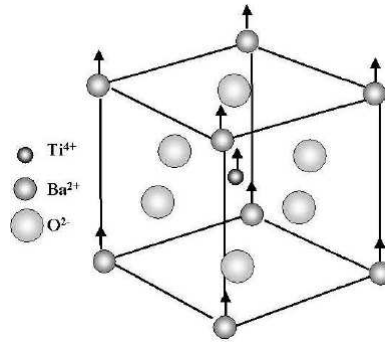


Figure III-2 : Déformation tétragonale de la structure en dessous de sa température de Curie

Le barycentre des charges négatives ne coïncide alors plus avec celui des charges positives, ce qui induit un moment dipolaire électrique, même en l'absence d'un champ électrique extérieur.

Pour une température supérieure à la température de Curie, le matériau est paraélectrique sous sa forme cubique. Il possède un moment dipolaire macroscopique nul tout en conservant une forte polarisabilité d'orientation conférée principalement par la grande mobilité de l'ion  $\text{Ti}^{4+}$  dans la cavité octaédrique.

Dans la phase ferroélectrique ou dans la zone proche de la température de Curie, l'application d'un champ électrique provoque une modification du moment dipolaire et donc de la permittivité du matériau. Suivant que l'on polarise la maille dans le sens de son épaisseur (axe c) ou celui de sa base (axes a et b), les mouvements des ions n'ont pas la même amplitude. Les propriétés diélectriques découlant de cette polarisation sont donc anisotropes et sont maximales suivant l'axe c de la maille.

Au passage de la température de transition ( $T_c$ ), un pic très accentué de la permittivité se manifeste (Figure III-3). Le matériau subit alors un changement de structure à cette température. Il passe dans un type de structure moins symétrique et il acquiert une élasticité maximale. Il devient donc très facilement polarisable. Cependant, l'augmentation de la permittivité s'accompagne de pertes importantes. Pour les applications microondes, il est préférable d'utiliser le matériau dans l'état paraélectrique. Dans le cas du  $\text{BaTiO}_3$ , la température de transition  $T_c$  est trop élevée pour des applications à la température ambiante ou plus basse. Ce matériau ferroélectrique n'est donc pas utilisable pour des applications microondes.

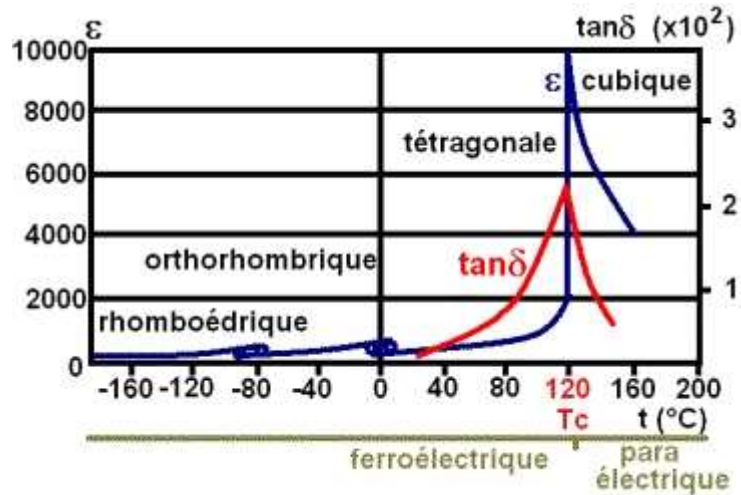


Figure III-3 : Evolution de la permittivité  $\epsilon$  et de la tangente de pertes du  $\text{BaTiO}_3$  en fonction de la température

Afin d'obtenir des matériaux compatibles avec les conditions d'utilisation, il est nécessaire d'utiliser des composés dont leurs températures de fonctionnement sont proches de la température de Curie et qui présentent moins de pertes. Par exemple, le dopage en strontium du  $\text{BaTiO}_3$  permet d'abaisser la température de Curie. Il est donc possible de trouver une composition de  $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$  adaptée à chaque température de travail ( $x$  est le taux de strontium) (Figure III-4).

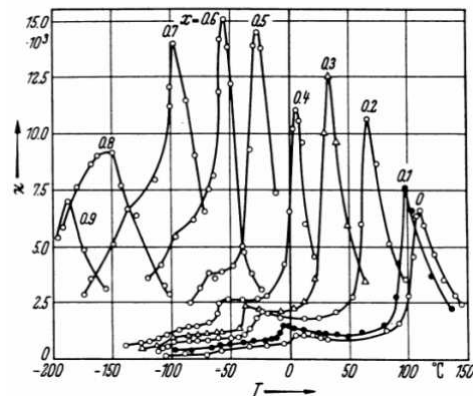


Figure III-4 : Evolution de la température de Curie du  $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$  en fonction du taux de strontium

Pour ce composé, une importante diminution des pertes diélectriques mesurées à la température ambiante est observée lorsque le matériau passe de l'état ferroélectrique à l'état paraélectrique (Figure III-5).



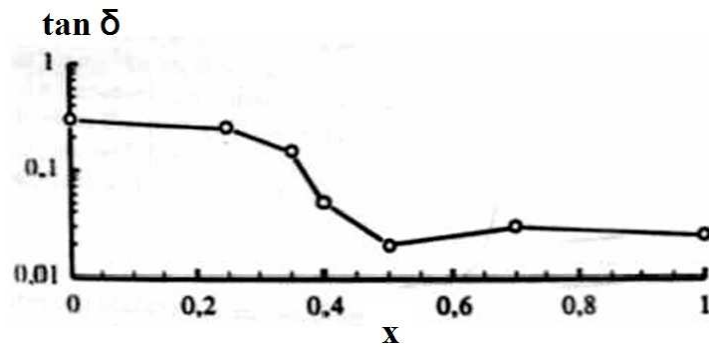


Figure III-5 : Evolution des pertes diélectriques du  $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$  en fonction du taux de strontium

La composition des matériaux ferroélectriques doit être judicieusement choisie pour avoir une agilité suffisante, une température de transition proche de la température ambiante et des pertes diélectriques les plus faibles possible.

## II.2. UTILISATION DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES

Les dispositifs reconfigurables en fréquence telles que les capacités, les déphaseurs ou encore les filtres, sont généralement réalisés à partir de couches minces ferroélectriques déposées sur des substrats usuels ( $\text{MgO}$ , saphir,  $\text{LaAlO}_3$ , etc...). Il est aussi possible d'utiliser des couches épaisses ou des matériaux ferroélectriques composites massifs (dopés), mais le développement dans ce sens est faible à ce jour.

Pour appliquer un champ électrique statique sur un dispositif couche mince ferroélectrique/substrat, deux types de polarisation sont envisageables : la polarisation verticale (Figure III-6) pour des systèmes microruban ou la polarisation horizontale (Figure III-7) pour les systèmes coplanaires. Pour une même variation de permittivité, la première configuration nécessite d'appliquer une tension très supérieure à la deuxième car la distance inter-électrodes est généralement plus élevée (chapitre I).

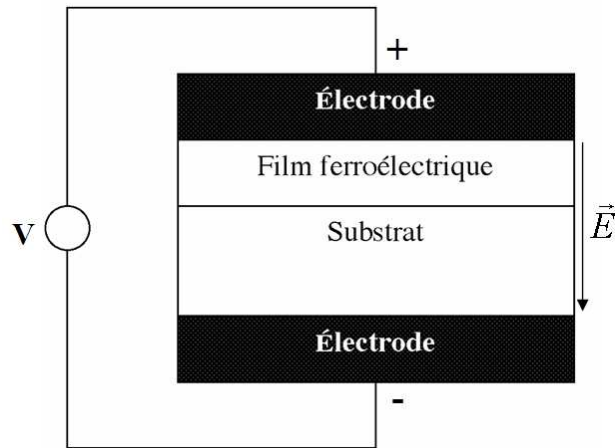


Figure III-6 : Polarisation verticale de la structure microruban

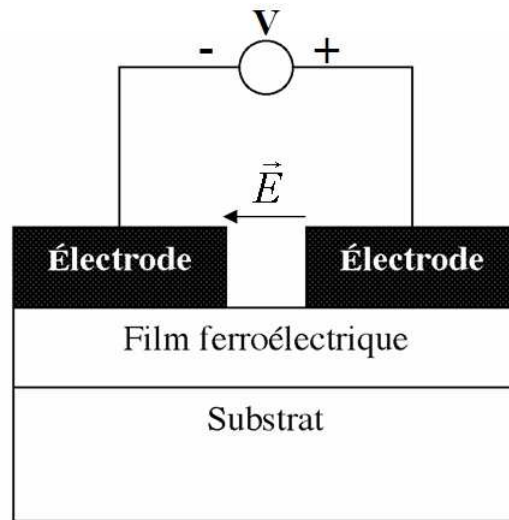


Figure III-7 : Polarisation horizontale de la structure coplanaire

L'agilité, par exemple, d'une capacité variable composée de matériaux ferroélectriques dépend de plusieurs paramètres : substrat d'accueil, température de fonctionnement, composition, épaisseur, fréquence etc... Le tableau III-1 [62] présente différentes caractéristiques de capacités variables à base de matériaux ferroélectriques. Dans ce cas, l'agilité correspond à la variation de capacité entre les états : avec et sans tension électrique appliquée ( $V$ ) (relation III-1).

$$Agilité (\%) = \frac{C(0) - C(V)}{C(V)} \times 100 \quad (III-1)$$

D'après les données du tableau III-1, les caractéristiques des matériaux ferroélectriques déposés en couches minces sont différentes de celles obtenues pour les matériaux massifs. Elles dépendent également des contraintes engendrées par le substrat d'accueil. Il est possible

d'obtenir des couches minces ferroélectriques possédant une faible tangente de pertes et une bonne agilité en fonction du champ appliqué.

Tableau III-1 : Caractéristiques de capacités variables à base de matériaux ferroélectriques

	Matériaux	Epaisseur (nm)	Technique de dépôt	Fréquence (GHz)	$\epsilon_r$	Champ électrique (V/ $\mu\text{m}$ )	Agilité (%)	$\tan \delta$	Température (K)	Référence
Couches épaisses	Ba <sub>0,3</sub> Sr <sub>0,7</sub> TiO <sub>3</sub> / Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	1000	MSD	30	/	60	50	0,03	300	[63]
	Ba <sub>0,5</sub> Sr <sub>0,5</sub> TiO <sub>3</sub> / Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	1000	MSD	30	300	60	50	0,08	300	[63]
	Ba <sub>0,5</sub> Sr <sub>0,5</sub> TiO <sub>3</sub> / Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	1800	PLD	5	500	4,75	27	0,05	300	[64]
Couches minces	Ba <sub>0,7</sub> Sr <sub>0,3</sub> TiO <sub>3</sub> / Pt/SiO <sub>2</sub> /Si	300	MOCVD	0,160	/	30	44	0,02	300	[65]
	Au/SrTiO <sub>3</sub> / LaAlO <sub>3</sub>	300	PLD	19	3500	4	80	/	77	[66]
	Ba <sub>0,6</sub> Sr <sub>0,4</sub> TiO <sub>3</sub> / MgO	350	/	16	1200	4	75	0,01	300	[67]
	Cr/Cu/Au /BST/saphir	450	CCVD	2,5	/	20	64,2	/	300	[68]
	Ba <sub>0,6</sub> Sr <sub>0,4</sub> TiO <sub>3</sub> / saphir	450	CCVD	2,5	/	15	21	0,05	300	[69]
Matériaux massifs	BSTO-MgO	/	/	10	/	/	4	8.10 <sup>-3</sup>	300	[70]
	BaSrTiO	/	/	18	/	/	18	0,044	300	[70]

Avec :

MSD (Magnetron Sputter Deposition) : pulvérisation cathodique magnétron.

PLD (Pulsed Laser Deposition) : Dépôt par ablation laser.

MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition): dépôt chimique organo-métallique en phase gazeuse.

CCVD (Combustion Chemical Vapor Deposition) : dépôt chimique en phase gazeuse par combustion.

Concernant les filtres reconfigurables, les résultats publiés (Tableau I-3 chapitre I) depuis quelques années mettent en évidence les problèmes de faibles agilités et de pertes importantes. Un complément bibliographique réalisé dans l'article [62] sur des filtres passe bande intégrant des couches ferroélectriques est donné (tableau III-2).

L'agilité est définie dans ce cas par la relation (III-2) :

$$Agilité (\%) = \frac{f(0) - f(V)}{f(V)} \times 100 \quad (III-2)$$

Où  $f(0)$  est la fréquence centrale du filtre sans application de tension continue et  $f(V)$  est la fréquence centrale du filtre avec l'application de la tension continue ( $V$ ).

Tableau III-2 : Filtres passe bande à base de couches ferroélectriques (complément)

Matériaux	Méthode de dépôt	Technologie	Fréquence (GHz)	Agilité (%)	Pertes d'insertion (dB)	Niveau de réflexion (dB)	Température (K)	Référence
SrTiO <sub>3</sub> /LaAlO <sub>3</sub>	PLD	Microruban	17	4,5	2	-15	77	[66]
BST/MgO	PLD	Coplanaire	16,5	3	5,25	/	300	[67]
BST	/	Microruban	19	9	3,5	-20	300	[71]
BST/Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	/	Microruban	4,4	5,4	7	/	300	[72]
BST/Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	/	Microruban	5	7	7	/	77	[72]

Là encore, le problème majeur reste la variation importante des pertes lors de la réalisation du décalage en fréquence.

### II.3. LES TECHNIQUES DE DEPOTS DES COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES

Comme il a été vu dans les différentes publications ou communications concernant les dispositifs microondes reconfigurables en fréquence, la technique la plus prisée pour déposer des couches minces ferroélectriques est l'ablation laser ou PLD (Pulsed Laser Deposition), [73]. Son principe est de focaliser un faisceau laser pulsé (UV : Ultra Violet) avec une certaine fluence sur une cible massive du matériau à déposer. Celle-ci s'évapore alors pour donner un nuage de matière, appelé panache plasma, qui vient se déposer sur un substrat chauffé placé en vis-à-vis (Figure III-8).

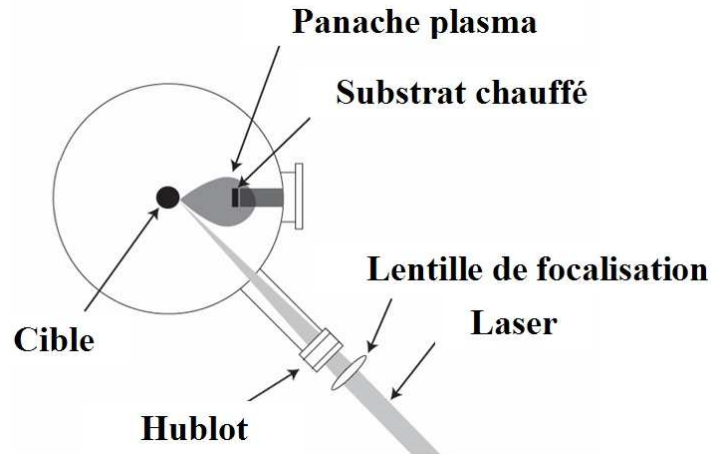


Figure III-8 : Principe de l'ablation laser

Le dépôt est plus efficace lorsque l'impact est court (de l'ordre de la fs). En effet, si l'impact est trop long, il chauffe la cible et crée une légère évaporation, ce qui est défavorable. La qualité des couches minces obtenues par ablation laser reste inégalée car cette méthode permet de conserver la stoechiométrie de la cible et d'obtenir une meilleure cristallisation des oxydes. Elle autorise également la croissance colonnaire mono-orientée de films ferroélectriques sur différents substrats comme le MgO, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> et le LaAlO<sub>3</sub>. Le substrat choisi doit avoir ses paramètres de maille et son coefficient de dilatation thermique en accord avec le matériau à déposer. Cette technique de dépôt permet d'obtenir des films de meilleures qualités que ceux obtenus avec d'autres méthodes de dépôt comme l'évaporation, la pulvérisation cathodique ou le procédé sol-gel. Toutefois, les dépôts ne sont homogènes que sur des faibles surfaces (2 cm<sup>2</sup>) et les temps de réalisation sont importants. Ce procédé ne peut donc pas être utilisé à grande échelle dans le milieu industriel. Cependant, cette technique est présentée comme une des meilleures.

Une autre méthode utilisée pour déposer des couches minces est la pulvérisation cathodique (sputter deposition), [74]. Le matériau ferroélectrique à déposer est introduit sous la forme d'une cible dans une enceinte à vide (Figure III-9), connectée à une électrode : la cathode.

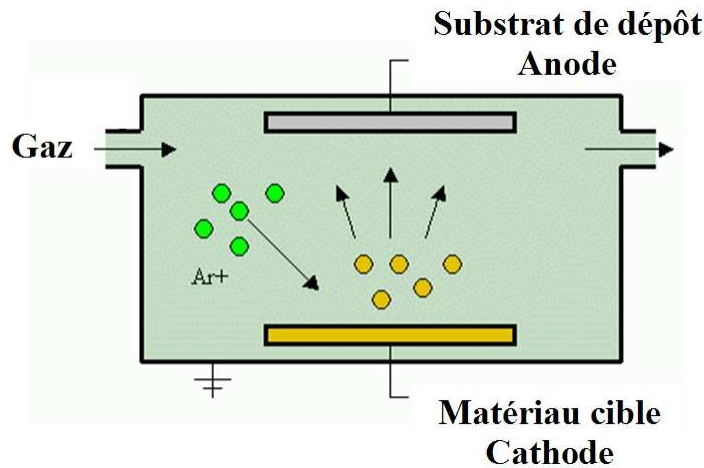


Figure III-9 : Principe de la pulvérisation cathodique

L'anode sert alors de porte substrat. Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre la cible et les parois du réacteur et sous une pression résiduelle (1 à 100 Pa) en présence d'argon, un plasma froid composé d'électrons, d'ions, de photons est créé. Sous l'effet du champ électrique, les ions positifs sont attirés par la cible et entrent en collision avec elle, provoquant la pulvérisation des atomes vers le substrat. Il y a alors formation d'un film.

Afin d'augmenter la densité ionique au voisinage de la cible, celle-ci peut être équipée d'un dispositif magnétron. C'est la pulvérisation cathodique magnétron MSD (Magnétron Sputter Deposition). Des aimants permanents situés sous la cible créent un champ magnétique parallèle à sa surface et orthogonal au champ électrique  $E$ . La combinaison des deux champs augmente les chances d'ioniser les molécules de gaz (argon) (augmentation du taux de collisions entre les électrons et le gaz) au voisinage de la cathode en piégeant les électrons près de la cible. Cet effet permet d'entretenir la décharge pour de plus faibles pressions de travail, ce qui diminue le nombre de collisions des particules neutres se déplaçant vers le substrat. Ceci améliore par conséquent la qualité des revêtements et la vitesse de dépôt. L'inconvénient de cette technique est lié à l'utilisation de cibles sous forme de plaques qui sont très coûteuses. Elles s'usent aux endroits où se trouvent les aimants, ce qui rend inutilisable une grande partie du matériau cible.

Le dépôt chimique organo-métallique en phase gazeuse MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) est aussi utilisé pour réaliser des couches minces ferroélectriques. Cette technique de Dépôt Chimique en phase Vapeur (CVD) implique la formation d'un film sur un substrat à partir de réactions chimiques entre précurseurs mis sous leur forme gazeuse au moyen d'une énergie d'activation. Les précurseurs utilisés dans le cas

de la MOCVD sont des organométalliques vaporisés [75]. Ils sont transportés par un gaz (azote, argon ou hydrogène) dans une chambre de réaction, où est réalisée la décomposition des précurseurs et la recombinaison des atomes pour former le dépôt sur le substrat. Dans les systèmes MOCVD, la vapeur et les gaz sont maintenus à une température précise élevée pour éviter leur condensation, et la pression doit rester stable. Le contrôle minutieux des paramètres de dépôt rend cette méthode assez complexe. De plus, les précurseurs doivent être stables en température et suffisamment volatils pour être évaporés, ce qui n'est pas forcément le cas de tous les matériaux ferroélectriques. Enfin, la technique utilise des flux importants de gaz toxiques et potentiellement explosifs. C'est donc une méthode difficile à mettre en œuvre même si elle permet d'obtenir des films de bonnes qualités en termes de morphologie et de propriétés électriques.

Une autre méthode de dépôt est utilisée : la technique sol-gel [76]. Elle utilise des précurseurs, contenant les éléments du matériau à déposer, dissous dans un solvant approprié. Le mélange est généralement étalé à la tournette sur le substrat, puis chauffé pour évaporer le solvant, ce qui permet d'obtenir un dépôt de matériau de quelques dizaines de nanomètres. Il suffit de recommencer ces opérations pour obtenir un dépôt plus épais. Un recuit final permet de cristalliser le matériau ferroélectrique sous sa forme pérovskite.

Si les propriétés des matériaux ferroélectriques doivent être améliorées, il est également nécessaire de s'intéresser à l'optimisation de la conception des filtres notamment pour diminuer les pertes d'insertion et augmenter l'agilité fréquentielle tout en appliquant de faibles tensions. Pour cela, il est nécessaire de connaître de façon précise les caractéristiques des couches minces ferroélectriques et d'avoir des outils de simulation électromagnétique adaptés.

### **III. ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DES DISPOSITIFS PLANAIRES MICROONDES INTEGRANT DES COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES**

Les premiers travaux ont été effectués en collaboration avec S. Giraud lors de son stage de DEA d'électronique hautes fréquences [77].

#### **III.1. CONTEXTE DE L'ETUDE**

Dans le cadre de notre projet, les dispositifs planaires, comme des lignes et des résonateurs, comportant des couches minces ferroélectriques ont été étudiés. Or, ces dispositifs posent des problèmes de modélisation. Il n'existe pas, à ce jour, d'outil de simulation performant capable de les caractériser et de les optimiser.

En effet, ce type de structure est difficile à simuler car il existe une différence conséquente entre l'épaisseur des couches minces ferroélectriques et l'épaisseur des substrats utilisés (de l'ordre de 1000). De plus, le principe d'agilité fréquentielle de tels circuits repose sur la variation de permittivité du matériau ferroélectrique. Or, les logiciels actuellement développés ne peuvent pas tenir compte de la déformation des éléments cristallins, propriété provoquant l'agilité qui n'est pas uniforme dans toute la couche ferroélectrique.

Concernant les outils de simulation du commerce, le logiciel 2D  $\frac{1}{2}$  Momentum d'Agilent n'est pas efficace car les éléments du maillage d'une couche de faible épaisseur entraînent de trop grandes approximations. Par ailleurs, ce type de logiciel ne permet pas l'analyse de couches inhomogènes. Quant au logiciel 3D HFSS d'Ansoft qui résout les équations de Maxwell avec la méthode des éléments finis, il ne donne pas de résultats satisfaisants car les techniques de résolution matricielles ne supportent pas d'aussi grandes disparités entre les dimensions du système. Il faut absolument simuler avec des maillages extrêmement fins, mais les analyses demandent alors des temps de calcul trop importants.

Il est donc nécessaire de développer un outil d'analyse électromagnétique des structures incluant des films minces ferroélectriques qui puisse être rapide ne nécessitant pas un espace mémoire important, et permettant de tenir compte des couches inhomogènes. La méthode des lignes, développée mathématiquement en 1965 [78] et adaptée à l'électromagnétisme en 1980 [79], a été choisie pour répondre à ces critères. Cette méthode basée sur les différences finies [80] est précise car l'erreur due aux effets de bord est minimisée par la détermination d'un critère de maillage (critère de Schultz [81]), permettant une bonne approximation des champs dans ces zones. Le maillage n'est effectué que dans N-1 dimensions, donc l'espace mémoire



nécessaire est réduit. De plus, le calcul analytique du champ électrique dans la dimension restante conduit à diminuer le temps de calcul. Cette méthode est donc bien adaptée pour les couches minces et inhomogènes.

### III.2. LES DISPOSITIFS PLANAIRES ETUDIES

Les structures planaires étudiées sont constituées de plusieurs couches à section constante suivant l'axe de propagation ( $z$ ) (Figure III-10). L'étude des différentes couches soumises à des champs électromagnétiques périodiques permet donc de les modéliser. Deux types de technologies sont étudiées : microruban (Figure III-10) et coplanaire (Figure III-11).

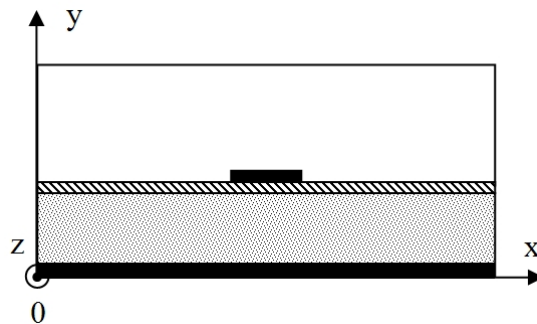


Figure III-10 : Coupe transversale de la structure microruban

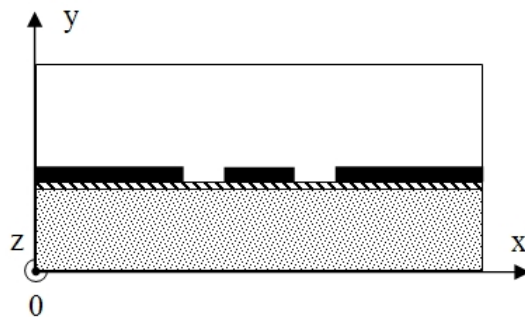


Figure III-11 : Coupe transversale de la structure coplanaire

L'étude est réalisée dans la section transversale ( $xOy$ ) de la structure composée d'un assemblage de couches diélectriques, qui possèdent des permittivités différentes avec des variations suivant l'axe  $x$ . Les métallisations sont placées aux interfaces des couches. Les plans inférieurs et supérieurs sont considérés comme des CCE (Court-Circuit Electrique) afin de pouvoir résoudre le problème électromagnétique. Les limites latérales peuvent être considérées comme des CCM (Court-Circuit Magnétique) ou des CCE pour tenir compte des symétries éventuelles, diminuer le domaine d'étude et ainsi réduire les temps de calcul.

### III.3. FORMULATION

Deux analyses sont nécessaires pour simuler de manière complète le dispositif intégrant une couche mince ferroélectrique. Dans un premier temps, il est nécessaire de connaître la distribution de la permittivité dans la couche ferroélectrique. Une analyse électrostatique détermine la permittivité en chaque point du dispositif sous l'effet d'une tension continue appliquée. Ensuite, une analyse électromagnétique permet de déterminer la constante de propagation de la ligne de transmission en fonction de la fréquence en 2 dimensions (2D) ou les fréquences de résonances de résonateurs en 3 dimensions (3D).

#### III.3.1. Formulation électrostatique

Si la couche est constituée de matériau ferroélectrique, sa permittivité  $\epsilon_r$  dépend de la valeur du champ électrique statique, donc de la répartition du potentiel dans la structure lorsqu'une tension continue est appliquée. La permittivité électrique relative a donc des valeurs différentes latéralement en chaque point :  $\epsilon_r(x)$ . L'analyse électrostatique, par résolution de l'équation de Poisson non linéaire (III-3), permet de trouver alors le potentiel en chaque point de l'espace, et ainsi de déterminer la distribution spatiale de la permittivité.

$$\text{Div}(\epsilon(V) \cdot \vec{E}) = 0 \quad (\text{III-3})$$

Où  $\vec{E}$  représente le champ électrique,  $V$  le potentiel en chaque point et  $\epsilon(x)$  la permittivité du matériau ( $\epsilon(x) = \epsilon_r(x) \cdot \epsilon_0$  avec  $\epsilon_0$  la permittivité électrique du vide).

Ce qui donne :

$$\text{Div}(\epsilon(V) \cdot \overline{\text{grad } V}) = 0 \quad (\text{III-4})$$

Comme la couche ferroélectrique est de très faible dimension, la permittivité  $\epsilon(x)$  de la couche mince ferroélectrique est supposée constante suivant son épaisseur ( $y$ ) et variable dans les directions transversales. Pour les autres matériaux, la permittivité est homogène suivant ( $y$ ).

Soit en 2D :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{1}{\epsilon(V)} \frac{\partial}{\partial x} \left( \epsilon(V) \cdot \frac{\partial V}{\partial x} \right) = 0 \quad (\text{III-5})$$

Ou en 3D :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{1}{\varepsilon(V)} \frac{\partial}{\partial x} \left( \varepsilon(V) \cdot \frac{\partial V}{\partial x} \right) + \frac{1}{\varepsilon(V)} \frac{\partial}{\partial z} \left( \varepsilon(V) \cdot \frac{\partial V}{\partial z} \right) = 0 \quad (\text{III-6})$$

### III.3.2. Formulation électromagnétique

L'étude électromagnétique se base sur la résolution des équations de Maxwell en régime harmonique (III-7) à (III-11) et avec la connaissance de la relation établie lors de l'analyse électrostatique :  $\varepsilon_r(x)$  en fonction du potentiel électrique (V).

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{H} \quad (\text{III-7}) \quad \text{div} (\varepsilon(x) \cdot \vec{E}) = 0 \quad (\text{III-9})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = j\omega\varepsilon(x) \vec{E} \quad (\text{III-8}) \quad \text{div} \vec{H} = 0 \quad (\text{III-10})$$

Où  $\vec{H}$  représente le champ magnétique,  $\omega$  la pulsation,  $\mu_0$  la perméabilité du vide.

Pour résoudre le problème, les potentiels vecteurs magnétique  $\vec{A}$  et électrique  $\vec{F}$  peuvent être utilisés [82].  $\vec{H}$  dérive du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  d'après la relation (III-10). De même,  $\vec{E}$  dérive du potentiel vecteur électrique  $\vec{F}$  d'après la relation (III-9) :

$$\vec{H} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{III-11}) \quad \text{et} \quad \vec{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon(x)} \overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) \quad (\text{III-13})$$

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{rot}} \vec{F} \quad (\text{III-12}) \quad \text{et} \quad \vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{F}) \quad (\text{III-14})$$

Il suffit alors de déterminer les équations régies par les potentiels vecteurs magnétique  $\vec{A}$  et électrique  $\vec{F}$ . Dans le cas du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , il faut exprimer le champ  $\vec{E}$  en fonction de  $\vec{A}$  dans la relation (III-13) en utilisant la (relation III-7) et introduisant le potentiel scalaire électrique  $\Phi$  défini par :

$$\vec{E} + j\omega\mu_0 \vec{A} = -\overrightarrow{\text{grad}} \Phi \quad (\text{III-15})$$

Finalement, en introduisant la jauge de Lorentz ( $\text{div} \vec{A} + j\omega\varepsilon(x)\Phi = 0$ ), l'équation différentielle du potentiel vecteur magnétique est alors déterminée :

$$\Delta \vec{A} + \omega^2 \mu_0 \varepsilon(x) \vec{A} - \frac{1}{\varepsilon(x)} \overrightarrow{\text{grad}} \varepsilon(x) \cdot \text{div} \vec{A} = \vec{0} \quad (\text{III-16})$$

En suivant la même démarche avec le potentiel vecteur électrique  $\vec{F}$ , on obtient :

$$\Delta \vec{F} + \omega^2 \varepsilon(x) \mu_0 \vec{F} = \vec{0} \quad (\text{III-17})$$

Il est nécessaire de résoudre les équations (III-16) et (III-17) pour obtenir la description des champs électromagnétiques dans la structure.

Dans le cas de la structure en deux dimensions (2D) avec une couche inhomogène, la propagation sinusoïdale suivant (z) s'effectue avec deux classes de modes [83] : les modes « Longitudinal Section Electric » (LSE) et « Longitudinal Section Magnetic » (LSM) dont les composantes normales du champ, respectivement électrique et magnétique, sont nulles au niveau de l'interface diélectrique.

$$\vec{A} = \Psi_e(x, y) e^{-\gamma z} \vec{u}_x \quad (\text{mode LSM}) \quad \text{et} \quad \vec{F} = \Psi_h(x, y) e^{-\gamma z} \vec{u}_x \quad (\text{mode LSE}) \quad (\text{III-18})$$

Les équations (III-16) et (III-17) deviennent respectivement :

$$\varepsilon_r(x) \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\varepsilon_r(x)} \frac{\partial \Psi_e(x, y)}{\partial x} \right) + \frac{\partial^2 \Psi_e(x, y)}{\partial y^2} + (\gamma^2 + k_0^2 \varepsilon_r(x)) \Psi_e(x, y) = 0 \quad (\text{III-19})$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_h(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi_h(x, y)}{\partial y^2} + (\gamma^2 + k_0^2 \varepsilon_r(x)) \Psi_h(x, y) = 0 \quad (\text{III-20})$$

Avec  $k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0$ .

Le champ électromagnétique est décrit à partir des modes LSE et LSM dans la couche inhomogène :

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon(x)} \overrightarrow{\text{rot}} \left( \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) - \overrightarrow{\text{rot}} \vec{F} \quad (\text{III-21})$$

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \overrightarrow{\text{rot}} \left( \overrightarrow{\text{rot}} \vec{F} \right) + \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{III-22})$$

Ce qui donne les différentes composantes du champ électrique et magnétique :

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{1}{j\omega\varepsilon_0} \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\partial \Psi_e}{\partial x} \right) + (k_0^2 \Psi_e) \right] & H_x &= \frac{1}{j\omega\mu} \left[ \frac{\partial^2 \Psi_h}{\partial x^2} + (k_0^2 \varepsilon_r \Psi_h) \right] \\ E_y &= \frac{1}{j\omega\varepsilon} \left( \frac{\partial^2 \Psi_e}{\partial x \partial y} \right) + \gamma \Psi_h & H_y &= \frac{1}{j\omega\mu} \left( \frac{\partial^2 \Psi_h}{\partial x \partial y} \right) - \gamma \Psi_e \\ E_z &= -\frac{\gamma}{j\omega\varepsilon} \left( \frac{\partial \Psi_e}{\partial x} \right) + \left( \frac{\partial \Psi_h}{\partial y} \right) & H_z &= -\frac{\gamma}{j\omega\mu} \left( \frac{\partial \Psi_h}{\partial x} \right) - \left( \frac{\partial \Psi_e}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

Dans le cas de la structure en trois dimensions (3D), il est possible d'utiliser le potentiel de Hertz comportant deux composantes du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  [84] car elle permet de calculer une double variation de la permittivité.

$$\vec{A} = A_x \vec{u}_x + A_z \vec{u}_z = A_x(x, y) e^{-\gamma z} \vec{u}_x + A_z(x, y) e^{-\gamma z} \vec{u}_z \quad \text{et} \quad \vec{F} = \vec{0} \quad (\text{III-24})$$

Avec cette formulation, les équations (III-16) et (III-17) deviennent respectivement :

$$\epsilon_r \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) + \frac{\partial^2 A_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_x}{\partial z^2} + k_0^2 \epsilon_r A_x - \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial y} + \epsilon_r \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_z}{\partial z} \right) = 0 \quad (\text{III-25})$$

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} + \epsilon_r \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_z}{\partial z} \right) + k_0^2 \epsilon_r A_z - \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} + \epsilon_r \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) = 0 \quad (\text{III-26})$$

Les composantes des champs électromagnétiques sont donc :

$$\begin{aligned} H_x &= \frac{\partial A_z}{\partial y} & E_x &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) + k_0^2 A_x \right] + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_z}{\partial z} \right) \right] \\ H_y &= -\frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial A_x}{\partial z} & E_y &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0 \epsilon_r} \left( -\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 A_z}{\partial z \partial y} \right) \\ H_z &= -\frac{\partial A_x}{\partial y} & E_z &= \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_x}{\partial x} \right) \right] + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[ \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\partial A_z}{\partial z} \right) + k_0^2 A_z \right] \end{aligned} \quad (\text{III-27})$$

#### III.4. APPLICATION DE LA METHODE DES LIGNES

Pour résoudre, d'une part dans le cas de la formulation électrostatique les équations (II-5) en 2D et (II-6) en 3D et d'autre part dans le cas de la formulation électromagnétique les équations (III-19), (III-20) en 2D et les équations (III-25), (III-26) en 3D, il faut approximer l'opérateur différentiel utilisé dans les systèmes d'équations aux dérivées partielles. En se servant de la méthode des lignes, méthode dite semi analytique, l'opérateur différentiel est partiellement remplacé par des quotients de différences. En effet, il est approximé jusqu'à obtenir un système d'équations différentielles classiques que l'on peut résoudre facilement de manière analytique.

Plusieurs étapes sont nécessaires pour résoudre le problème :

- ✓ Discrétiser de manière non uniforme le domaine d'étude afin d'exprimer les dérivées partielles
- ✓ Transformer le système d'équations aux dérivées partielles décrit sous forme matricielle en un système d'équations différentielles découplées (utilisation de valeurs et vecteurs propres)
- ✓ Appliquer les conditions limites et les conditions aux interfaces de la structure
- ✓ Résoudre le système d'équations.

Pour mieux comprendre ces étapes, étudions le cas de la résolution en formulation statique de l'équation de Poisson non linéaire (III-5) dans une ligne microruban intégrant une couche ferroélectrique (Figure III-12). Pour cela, il faut connaître la relation non linéaire entre  $\epsilon_r$  et le champ électrique  $E$  de la couche ferroélectrique pour résoudre cette équation.

#### III.4.1. Discrétisation de la structure

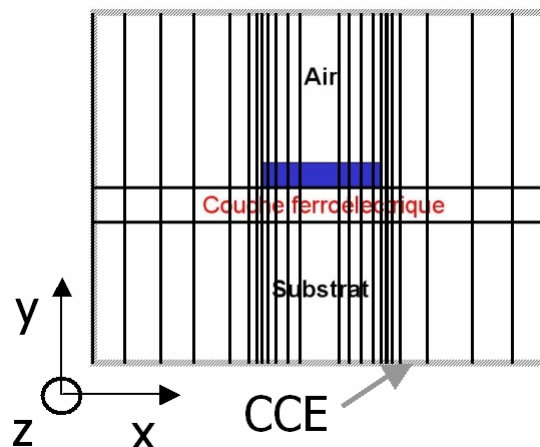


Figure III-12 : Ligne microruban contenant une couche mince ferroélectrique

La structure est discrétisée suivant la direction ( $x$ ) de manière non uniforme pour permettre un maillage plus fin dans les zones où le champ électromagnétique varie le plus, ce qui modifie bien évidemment le comportement de la permittivité. Puis, les potentiels ( $V$ ) sont partiellement discrétisés sur les lignes perpendiculaires aux interfaces. Les dérivées partielles du premier et du second ordre sont calculées en utilisant deux types de lignes décalées entre elles ( $h_i$  et  $e_i$  sont les pas de discrétisation minimum) : les lignes de potentiels  $V_i$  et les lignes des dérivées des potentiels  $\left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_i$  (Figure III-13).

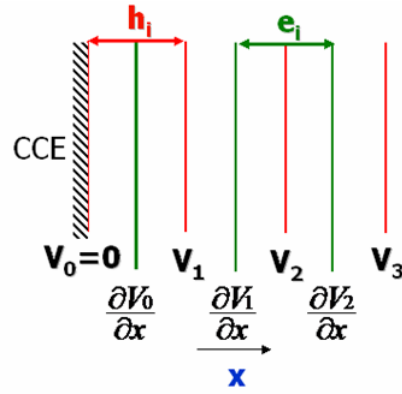


Figure III-13 : Discrétisation de la structure suivant (x) et les différents opérateurs dérivés

Dans le cas où les limites latérales sont des Courts-Circuits Electriques (CCE), le potentiel  $V_0 = 0$  est placé aux extrémités.

Sur le principe des différences finies, l'opérateur dérivé est alors :

$$\left. \frac{\partial V}{\partial x} \right|_i = \frac{V_{i+1} - V_i}{h_i} \quad (\text{III-28})$$

Les opérateurs dérivé et dérivé seconde deviennent sous forme matricielle :

$$\frac{\partial V_i}{\partial x} \rightarrow \frac{1}{h_i} [D][V] \quad (\text{III-29})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial V_i}{\partial x} \right) \rightarrow -\frac{1}{e_i} [D]^T \left( \frac{\partial V_i}{\partial x} \right) = -\frac{1}{e_i} [D]^T \frac{1}{h_i} [D][V] \quad (\text{III-30})$$

Où [D] est l'opérateur différentiel matriciel.

#### ***III.4.2. Transformation du système d'équations découplées en un système d'équations couplées***

Après normalisation, les équations différentielles ordinaires sont découplées en changeant de base par le calcul des valeurs et des vecteurs propres. Le système d'équations différentielles découplées prend la forme :

$$\frac{\partial^2}{\partial y^2} [\widetilde{V}_N] - [\alpha^2][\widetilde{V}_N] = 0 \quad (\text{III-31})$$

Avec  $[\alpha^2]$  la matrice diagonale constituée de valeurs propres et  $\widetilde{V}_N$  le potentiel normalisé transformé.

Les solutions de ce type d'équations sont connues :

$$\left(\widetilde{V}_N\right)_i = A.e^{-\alpha_i y} + B.e^{\alpha_i y} \quad (\text{III-32})$$

### ***III.4.3. Applications des conditions limites et des conditions aux interfaces de la structure***

Pour déterminer les constantes A et B, il suffit alors d'appliquer les conditions aux limites et aux interfaces de chaque couche. Pour cela, les relations mettant en jeu les potentiels et leurs dérivées sont calculées :  $\left[\widetilde{V}_N\right]$  et  $\frac{\partial \left[\widetilde{V}_N\right]}{\partial y}$  (cette dernière permet de trouver l'induction électrique  $\left[\widetilde{D}_{yN}\right]$ ).

Ensuite, il faut déterminer la relation qui existe entre les 2 faces d'une couche pour permettre de trouver les caractéristiques d'une face connaissant celles de l'autre. Des matrices de transfert sont établies.

Finalement, les couches sont superposées, raccordées en appliquant les conditions de continuités (V et D dans notre exemple). Deux cas sont possibles :

- ✓ Continuité aux interfaces diélectriques
- ✓ Continuité aux interfaces métallisées ou partiellement métallisées.

Ces principes peuvent être appliqués pour résoudre les équations électromagnétiques des structures planaires en 2 et 3 dimensions. Il suffit de remplacer les lignes  $V_i$  et  $\left.\frac{\partial V}{\partial x}\right|_i$  par les expressions  $\Psi_h$  et  $\Psi_e$  ou par  $A_x$  et  $A_z$ . Des applications concrètes en technologie microruban et coplanaire sont présentées par la suite.



### III.5. ANALYSE 2D D'UNE LIGNE MICRORUBAN INTEGRANT UNE COUCHE MINCE FERROELECTRIQUE

#### III.5.1. Analyse électrostatique 2D de la ligne microruban

Afin de valider cette nouvelle méthode de calcul, la structure étudiée dans la communication [85] a été simulée (Figure III-14). Les résultats de l'analyse statique réalisée avec la méthode des lignes sont comparés à ceux de l'article, obtenus avec la méthode des éléments finis.

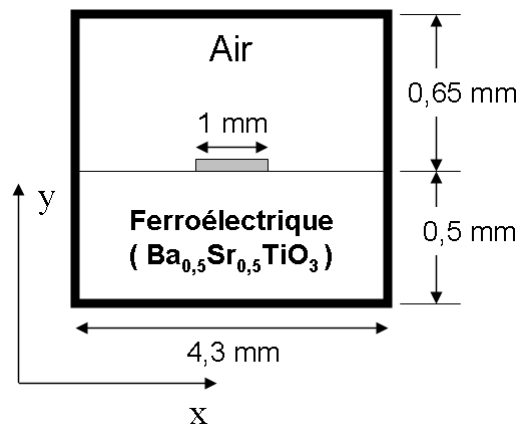


Figure III-14 : Ligne microruban sur un substrat de ferroélectrique massif

Il s'agit d'une ligne microruban blindée déposée sur un substrat de  $\text{Ba}_{0,5}\text{Sr}_{0,5}\text{TiO}_3$  (BST). La variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué du matériau ferroélectrique est supposée linéaire (Figure III-15).

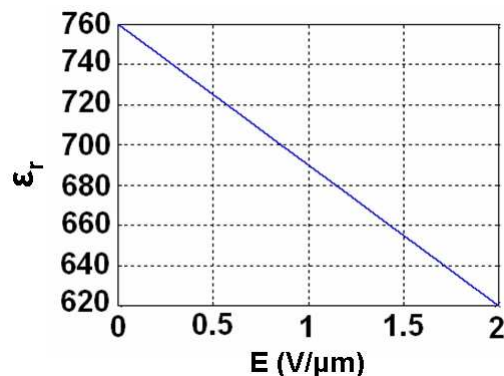


Figure III-15 : Variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué

Le substrat sur lequel est déposé le ruban métallique est divisé en trois couches dont les épaisseurs et les valeurs de permittivité relative peuvent être modifiées (Figure III-16). Pour pouvoir résoudre le problème, les limites inférieures et supérieures de la structure complète (blindage) sont considérées comme des Courts Circuits Electriques (CCE). Les trois couches

constituant le substrat permettent de modifier sa composition et/ou de prendre en compte une éventuelle inhomogénéité de la permittivité de la couche mince ferroélectrique suivant son épaisseur.

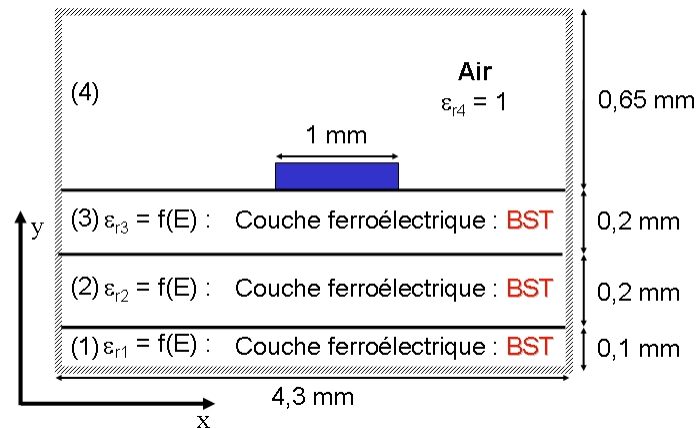


Figure III-16 : Ligne microruban programmée sur substrat de BST

L'analyse électrostatique qui résout l'équation de Poisson non linéaire s'effectue de manière itérative car la permittivité du matériau ferroélectrique dépend du champ électrique appliqué et inversement. La simulation commence donc en imposant aux trois couches la valeur initiale de la permittivité sans champ électrique statique appliqué (soit 760). Le champ électrique ainsi calculé modifie la permittivité relative  $\epsilon_r$  en chaque point. Lorsque ce changement de valeur est pris en compte, il modifie à son tour le champ électrique lors de l'itération suivante. Le calcul est stoppé lorsque l'écart entre les deux valeurs successives de  $\epsilon_r$  atteint le critère de convergence fixé à  $10^{-5}$ .

Les deux méthodes sont comparées lorsque la structure de la figure III-16 est polarisée verticalement par une tension continue de 500 V. Les variations de permittivité relative dans le matériau ferroélectrique de BST obtenues avec la méthode des éléments finis sont présentées sur figure III-17.

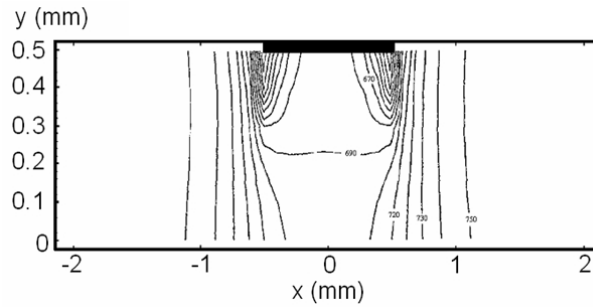


Figure III-17 : Variation de la permittivité sous une tension de 500 V déterminée avec la méthode des éléments finis [85]

Ce résultat peut être comparé avec la simulation effectuée par la méthode des lignes sur la figure III-18.

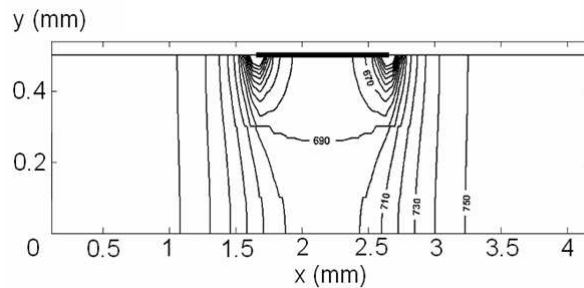


Figure III-18 : Variation de permittivité sous une tension de 500 V déterminée avec la méthode des lignes

Dans les deux cas, les variations les plus fortes de la permittivité se situent sous les bords de la ligne. De plus, les résultats entre les deux méthodes sont relativement proches malgré l'hypothèse émise sur la permittivité constante suivant l'épaisseur de la couche ferroélectrique. La méthode est donc valable.

Elle permet donc, en premier lieu, de déterminer la distribution de la permittivité 2D dans une structure intégrant des matériaux ferroélectriques, avec des temps de calcul acceptables par rapport aux autres méthodes existantes. Cette variation de permittivité montre la complexité qui peut être rencontrée pour optimiser des dispositifs planaires microondes. Il n'est donc pas possible de considérer une valeur homogène de la permittivité dans les couches ferroélectriques.

Une ligne microruban de largeur 500  $\mu\text{m}$  intégrant une couche mince ferroélectrique déposée sur un substrat a ensuite été simulée (Figure III-19).

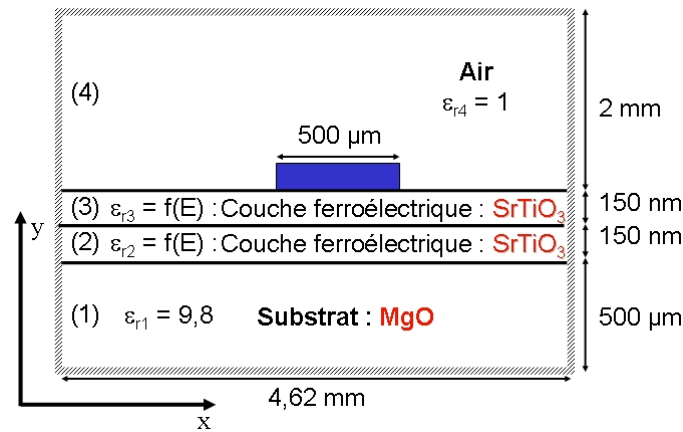


Figure III-19 : Coupe transversale de la ligne microruban blindée intégrant des couches minces ferroélectriques (2) et (3)

Des couches minces ferroélectriques identiques (2) et (3) de  $\text{SrTiO}_3$  sont déposées sur un substrat de  $\text{MgO}$  d'épaisseur  $500 \mu\text{m}$  (1). La permittivité du substrat est de 9,8. L'épaisseur du ferroélectrique est de  $300 \text{ nm}$  et la hauteur du blindage au-dessus du substrat est de  $2 \text{ mm}$ . Cette région (4) est considérée remplie d'air. Le logiciel considère une épaisseur de métallisation nulle. La dépendance de la permittivité ( $\epsilon_r$ ) en fonction du champ électrique statique est définie dans [86]. Pour intégrer cette dépendance dans le logiciel de calcul, la courbe est approximée par une fonction polynomiale d'ordre 9 (III-33) (Figure III-20) :

$$\epsilon_r = 1245E^9 - 10577E^8 + 38264E^7 - 76733E^6 + 92879E^5 - 69057E^4 + 30385E^3 - 6744E^2 + 35E + 464 \quad (\text{III-33})$$

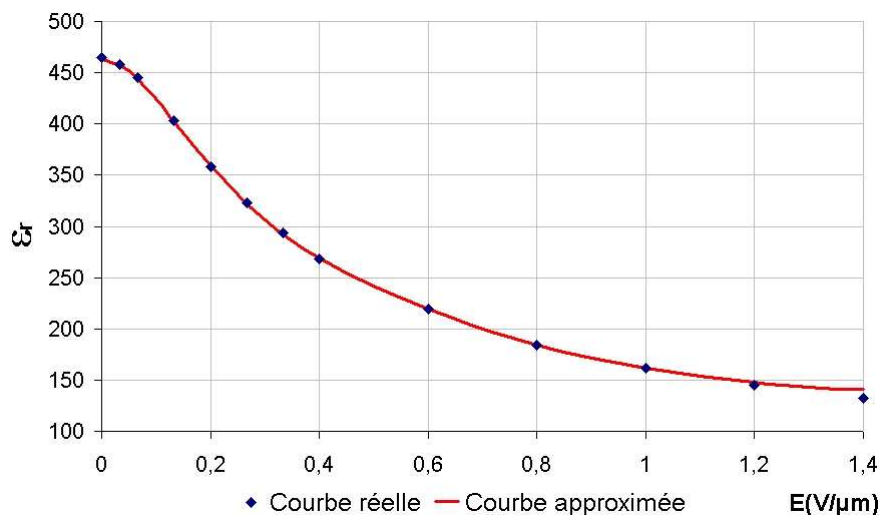


Figure III-20 : Permittivité du  $\text{SrTiO}_3$  en fonction du champ électrique  $E$  et son approximation polynomiale

Une tension de 150 V est appliquée entre la ligne microruban et le plan de masse placé sous le substrat. Lorsqu'une tension continue est appliquée sur la ligne, le champ électrique statique se répartit dans toute la structure et modifie alors la permittivité des couches ferroélectriques. La distribution de la permittivité dans les couches (2) et (3) est présentée sur la figure III-21.

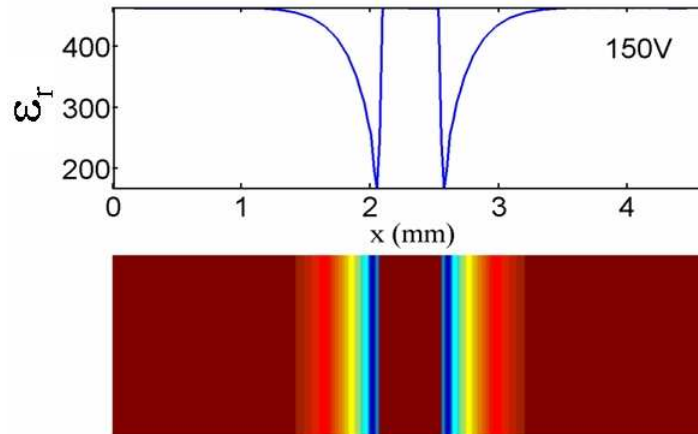


Figure III-21 : Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 150 V

Les valeurs de la permittivité sont les mêmes dans les couches (2) et (3) ce qui valide l'hypothèse de l'indépendance de la permittivité suivant l'épaisseur. La variation maximale de permittivité est obtenue sous les bords de la ligne microruban. La permittivité varie de 460 à moins de 200. La tension appliquée sous la ligne a peu d'incidence. En effet, la différence importante entre les permittivités du substrat et du matériau ferroélectrique conduit à une composante normale du champ électrique très faible sous la ligne, dans la couche ferroélectrique. La répartition du champ électrique est représentée sur la figure III-22.

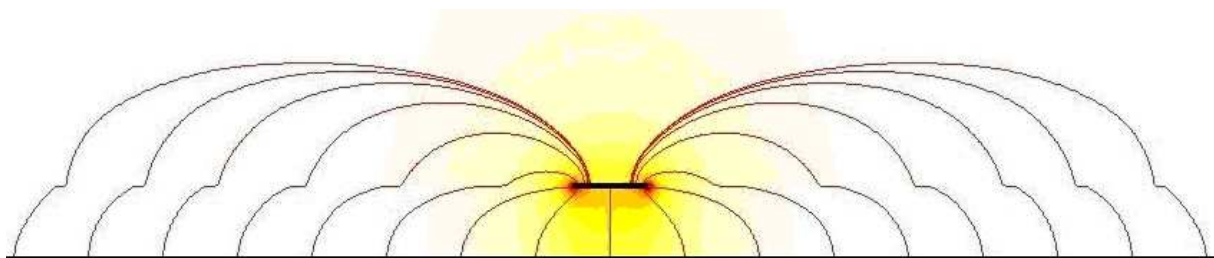


Figure III-22 : Répartition du champ électrique dans la structure avec la tension continue appliquée

Cette représentation montre bien les discontinuités du champ électrique au niveau de la couche ferroélectrique. Vu la différence de permittivité à l'interface, seule la composante tangentielle est prépondérante.

Il faut noter que tous ces résultats dépendent directement de la relation  $\epsilon_r = f(E)$ . Plus la variation de cette courbe est importante, plus la couche ferroélectrique est sensible à la tension qu'on lui applique. Ce ne sont que des résultats hypothétiques puisque cette dernière propriété du matériau est peu connue.

### III.5.2. Analyse électromagnétique 2D de la ligne microruban

A partir de la relation  $\epsilon(x)$  en fonction du potentiel  $V$  établie dans l'analyse électrostatique, la résolution des équations électromagnétique en 2D permet de déterminer la constante de propagation. Il est alors possible de calculer la permittivité effective de la ligne microruban ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) en fonction de la fréquence. Pour valider le modèle électromagnétique, une ligne microruban blindée, déposée sur un substrat classique non ferroélectrique, a été simulée et comparée aux résultats de la permittivité effective indiquée par le programme « empirique » « Linecalc » inclus dans le logiciel ADS d'Agilent. Les résultats des simulations convergent dans ce cas simple, ce qui valide notre modèle.

La ligne microruban de la figure III-19 a donc ensuite été simulée avec des valeurs de tension appliquée allant de 0 à 100 V (Figure III-23).

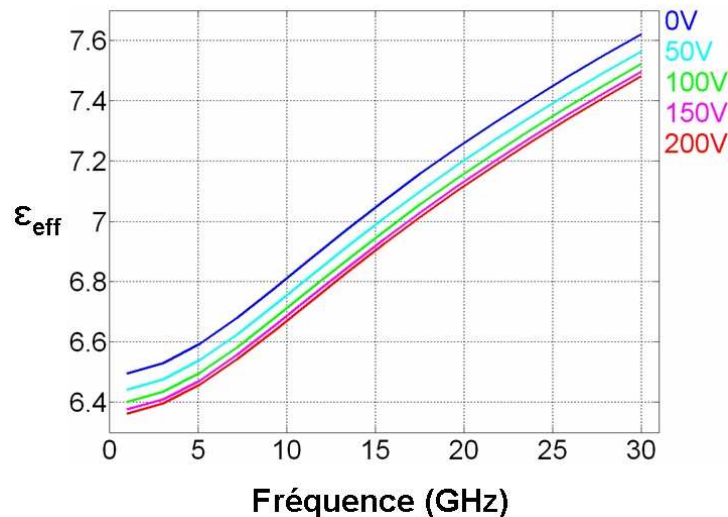


Figure III-23 : Variation de la permittivité effective de la structure microruban en fonction de la tension appliquée et de la fréquence

L'augmentation de la tension appliquée au dispositif diminue la valeur de la permittivité effective, ce qui aura pour effet d'augmenter la fréquence de résonance d'un résonateur

linéique demi-onde en  $\frac{\lambda}{2}$  constitué de cette ligne (Figure III-24). Par extrapolation, il est possible de déterminer ces variations des fréquences de résonance Soit L la longueur du résonateur et  $\Delta f$  l'agilité fréquentielle.

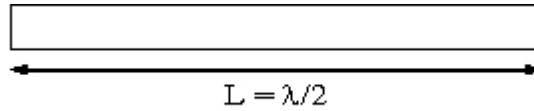


Figure III-24 : Résonateur microruban en  $\frac{\lambda}{2}$

$$\text{Si } L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III-34})$$

$$\text{Alors } f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III-35})$$

Or la longueur du résonateur reste physiquement toujours la même quelque soient les variations de ( $\epsilon_{eff}$ ) et donc de la fréquence ( $f$ ). L'agilité ( $\Delta f$ ) du résonateur peut être approximée par la relation (III-36).

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_V - f_0}{f_0} \approx \frac{\sqrt{\epsilon_{eff\_0}} - \sqrt{\epsilon_{eff\_V}}}{\sqrt{\epsilon_{eff\_V}}} \quad (\text{III-36})$$

Avec  $f_0$  : fréquence de résonance du résonateur sans tension appliquée

$f_V$  : fréquence de résonance du résonateur avec la tension appliquée (V)

$\epsilon_{eff\_0}$  : permittivité effective sans tension appliquée

$\epsilon_{eff\_V}$  : permittivité effective avec la tension appliquée (V).

L'agilité fréquentielle du résonateur microruban extrapolée est représentée sur la figure III-25 de 0 à 35 GHz pour différentes tensions comprises entre 50 à 200 V.

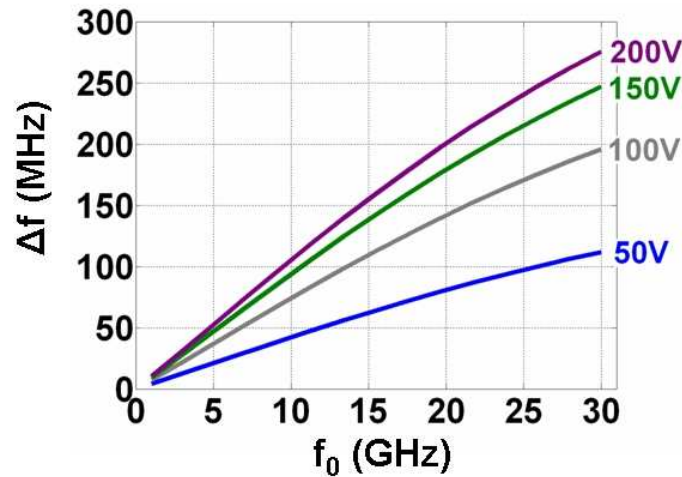


Figure III-25 : Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 50 V et 200 V

A 15 GHz, une agilité fréquentielle de 60 MHz est observée avec une tension de 50 V (soit 0,4 %). Pour une tension de 200 V, l'agilité passe à 155 MHz soit 1,03 %. Plus la tension appliquée est élevée, plus la fréquence de résonance de la ligne peut être décalée vers le haut, ce qui semble logique. L'outil développé pour caractériser une structure microruban 2D à partir de la méthode des lignes semble adapté. Cependant, d'après les résultats, il serait bien d'étudier une structure plane capable d'offrir les mêmes résultats d'agilité mais avec des tensions d'alimentation plus faibles. C'est pourquoi, l'étude suivante est consacrée à la structure coplanaire. D'après les études faites au chapitre I, cette technologie devrait présenter de meilleures performances.



### III.6. ANALYSE 2D D'UNE LIGNE COPLANAIRE INTEGRANT UNE COUCHE MINCE FERROELECTRIQUE

#### III.6.1. Analyse électrostatique 2D de la ligne coplanaire

La ligne coplanaire schématisée sur la figure III-26 a été étudiée avec la même méthode.

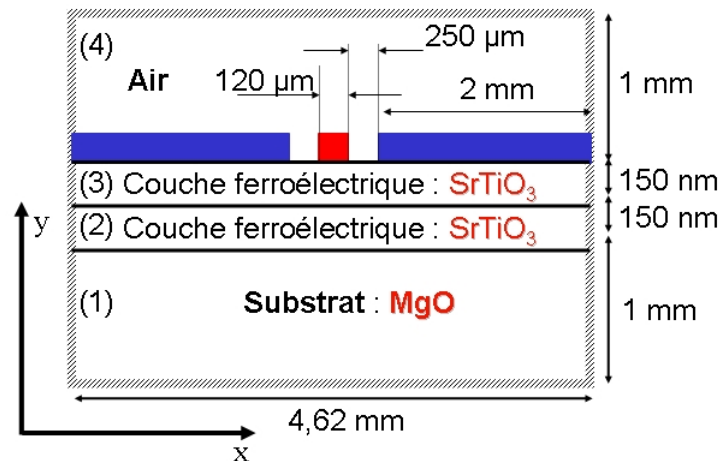


Figure III-26 : Coupe transversale de la ligne coplanaire intégrant des couches ferroélectriques (2) et (3)

Les propriétés des couches ferroélectriques et du substrat sont les mêmes que dans le cas de la ligne microruban. Une tension de 100 V est appliquée entre le plan de masse et la ligne. Les contours extérieurs de la structure sont considérés comme des CCE pour pouvoir résoudre le problème. La répartition du champ électrique est présentée sur la figure III-27 pour une polarisation horizontale de 10 V.

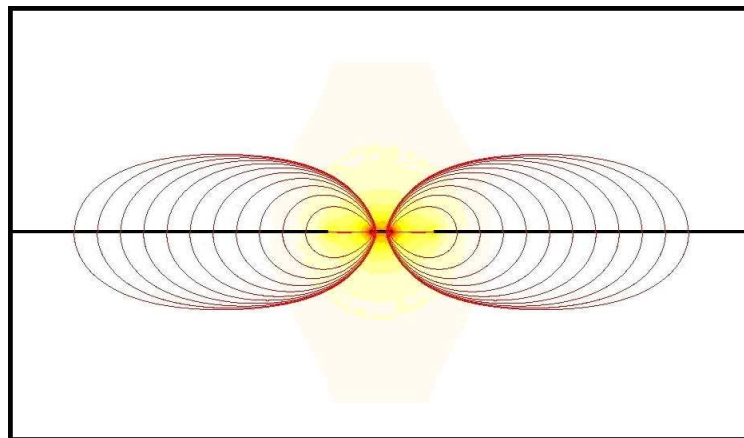


Figure III-27 : Répartition du champ électrique dans la structure coplanaire avec une tension continue appliquée de 10 V

Les lignes de champ électrique sont semblables à celles d'une ligne coplanaire classique. Les distributions de permittivité déterminées à l'aide de l'analyse électrostatique dans les couches ferroélectriques (2) et (3) avec des polarisations de 50 V et 100 V sont présentées respectivement sur les figures III-27 et III-28.

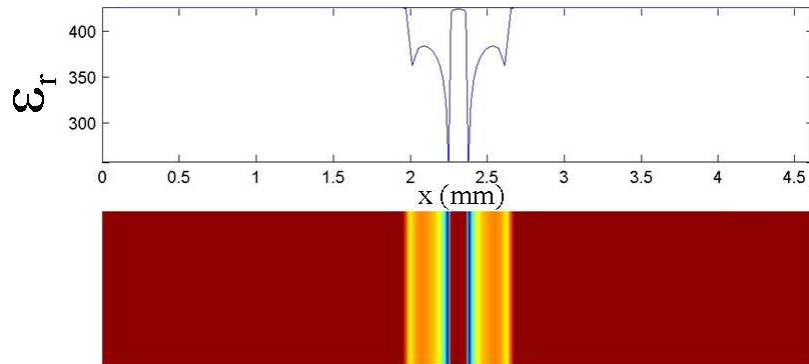


Figure III-28 : Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 50 V

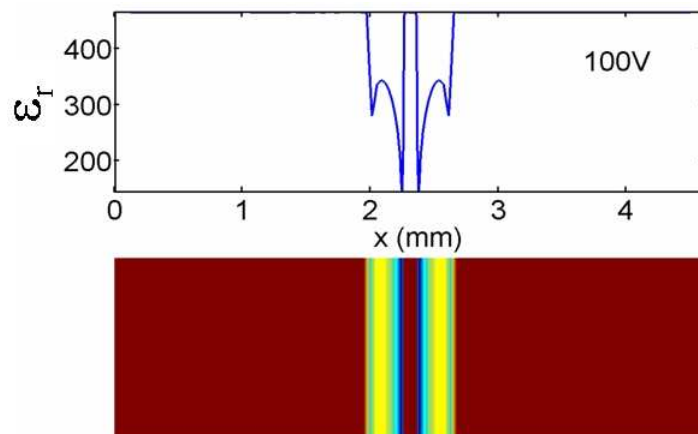


Figure III-29 : Variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 100 V

Comme dans le cas de la ligne microruban, les variations maximales de la permittivité dans la couche ferroélectrique se situent sous les bords des lignes.

### III.6.2. Analyse électromagnétique 2D de la ligne coplanaire

De la même manière, l'analyse électromagnétique permet de déterminer la permittivité effective en fonction de la fréquence. Elle a été tracée pour des polarisations de la ligne comprise entre 0 et 50 V (Figure III-30).

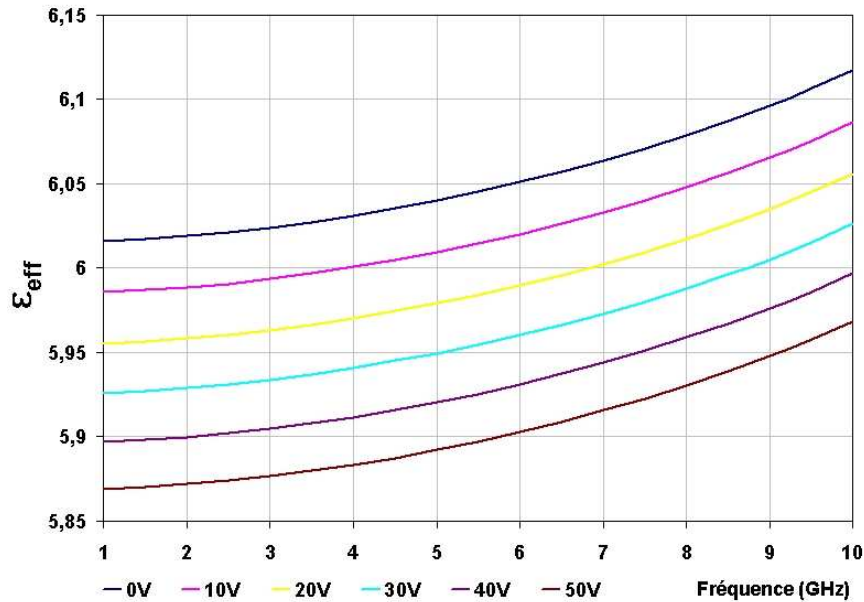


Figure III-30 : Variation de la permittivité effective de la structure coplanaire en fonction de la tension appliquée et de la fréquence

L'augmentation de la tension appliquée au dispositif diminue une fois encore la valeur de la permittivité effective. L'agilité en fréquence est alors calculée pour des fréquences comprises entre 0 et 10 GHz (Figure III-31).

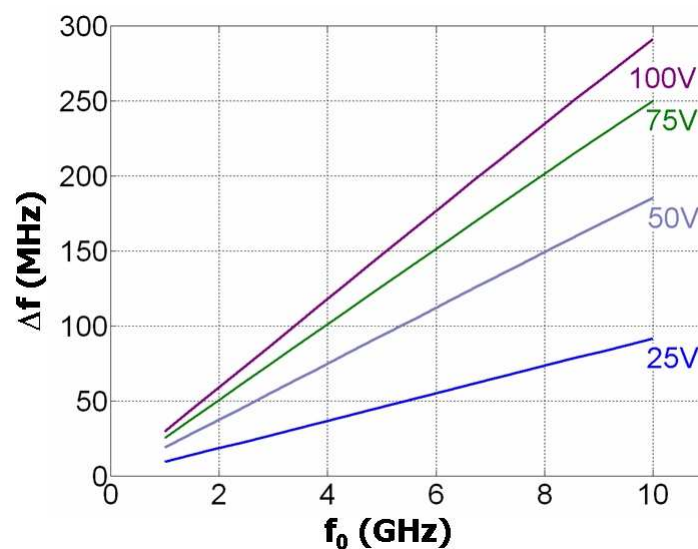


Figure III-31 : Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 25 V et 100 V

Cette représentation montre que la structure coplanaire est plus agile en fréquence que la structure microruban, ce qui confirme notre hypothèse. Par exemple, à 10 GHz, la variation fréquentielle de la ligne coplanaire est quatre fois supérieure à celle de la ligne microruban pour des tensions appliquées de 50 V ou 100 V. Il est donc préférable de concevoir des dispositifs planaires microondes reconfigurables en technologie coplanaire.

### III.7. ANALYSE 3D D'UNE LIGNE MICRORUBAN INTEGRANT UNE COUCHE MINCE FERROELECTRIQUE

L'analyse 3D repose sur la résolution des équations de Maxwell des équations (III-25) et (II-26) qui considère la configuration (III-24). Elle permet de déterminer rigoureusement les fréquences de résonance d'un résonateur. La structure décrite sur la figure III-19 a été reprise dans le cas de l'analyse en trois dimensions (Figure III-32).

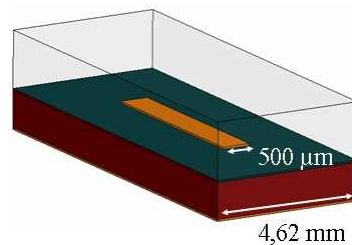


Figure III-32 : Résonateur microruban intégrant une couche mince ferroélectrique

La distribution spatiale de la permittivité dans la couche ferroélectrique est présentée sur la figure III-33. Une polarisation de 200 V a été appliquée sur le résonateur microruban.

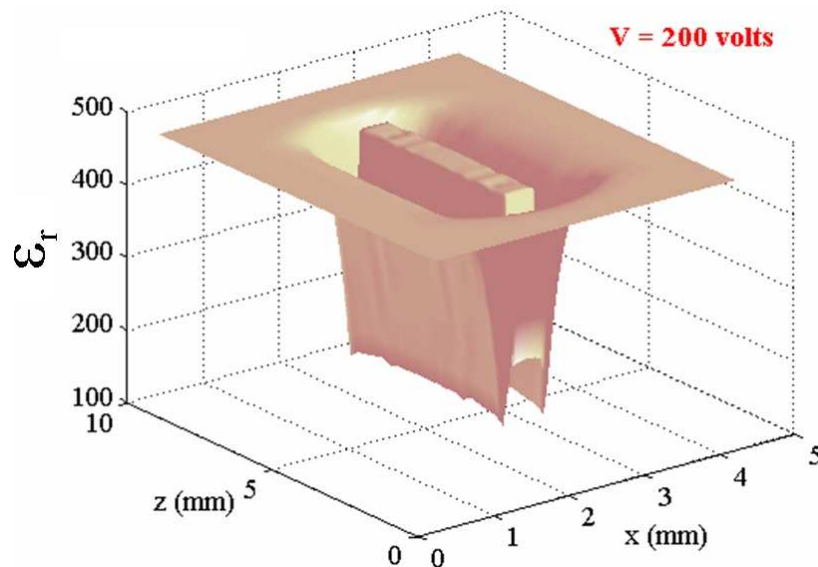


Figure III-33 : Variation spatiale de la permittivité dans la couche ferroélectrique pour une tension appliquée de 200 V

Comme pour le cas en deux dimensions, les variations maximales de la permittivité sont situées sous les bords du résonateur. L'agilité fréquentielle en 3D de ce résonateur a été calculée pour des polarisations comprises entre 50 V et 200 V entre 5 GHz et 30 GHz. Elle est comparée à l'extrapolation 2D (Figure III-34).

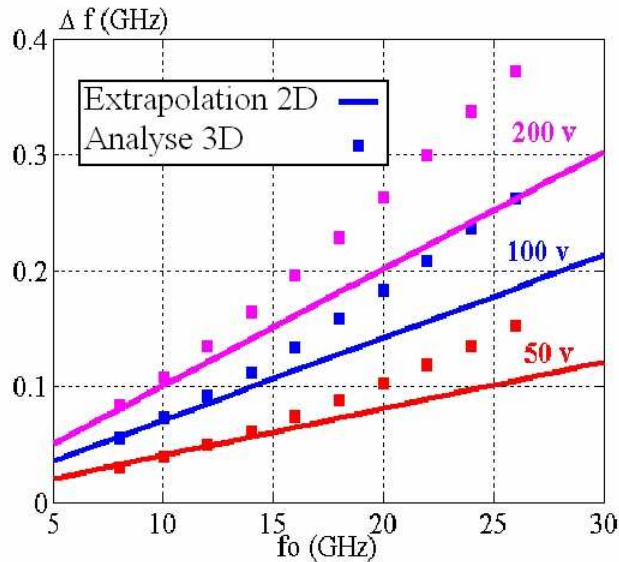


Figure III-34 : Variation de la fréquence du résonateur pour des tensions comprises entre 50 V et 200 V

Il existe une différence entre le modèle 2D et 3D aux hautes fréquences. Ceci provient du rayonnement des bords du résonateur, non pris en compte dans la structure extrapolée en deux dimensions. Sinon, les résultats de simulation sont similaires aux faibles fréquences.

L'outil de simulation électromagnétique de structures planaires microondes intégrant des couches minces ferroélectriques fonctionne. Cependant, les résultats sont liés aux propriétés des matériaux utilisés. Ces simulations avaient pour objectif de démontrer la possibilité d'étudier de telles structures. Maintenant, il est nécessaire de caractériser précisément les matériaux ferroélectriques utilisés afin d'intégrer dans le calculateur les variations de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué.

## IV. CARACTERISATION DYNAMIQUE DE COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES

### IV.1. NECESSITE D'UN NOUVEL OUTIL DE CARACTERISATION

L'application d'un champ électrique statique sur une couche mince ferroélectrique modifie la permittivité du matériau. Les méthodes actuelles, de caractérisation de ces couches ne sont pas valables lorsqu'elles sont soumises à une polarisation. J. F. Seaux a mis au point une technique de caractérisation de couches minces ferroélectriques non métallisées [87] mais qui n'est pas adaptée à l'étude des dispositifs polarisés agiles en fréquence. Il faut donc développer une méthode de caractérisation dynamique de ces couches minces, basée sur une retrosimulation à l'aide du logiciel 3D pour obtenir les différentes valeurs de permittivités relatives de la couche ferroélectrique en fonction du champ électrique E appliqué. Les propriétés de la couche pourraient alors être introduits dans le logiciel pour optimiser des dispositifs accordables contenant le même matériau dans les mêmes conditions.

### IV.2. PRINCIPE DE LA CARACTERISATION DYNAMIQUE

Le principe de la caractérisation dynamique est schématisé sur la figure III-35.

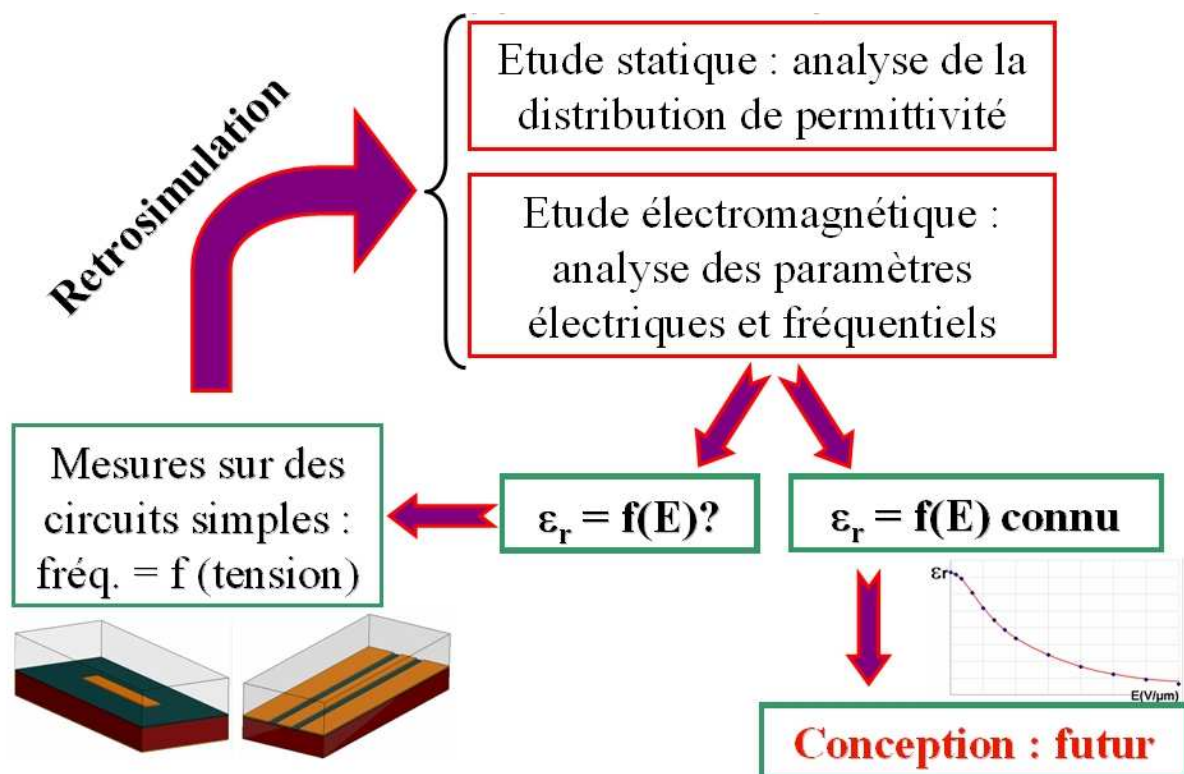


Figure III-35 : Principe de la caractérisation dynamique de couches minces ferroélectriques

L'outil d'analyse électrostatique et électromagnétique a été développé en considérant connue la dépendance de la permittivité de la couche ferroélectrique en fonction du champ électrique appliqué. Pour déterminer cette évolution et ainsi caractériser la couche mince lorsqu'elle est soumise à un potentiel, des résonateurs simples intégrant une couche mince ferroélectrique en technologie microruban ou coplanaire et fonctionnant aux fréquences microondes désirées seront conçus. La mesure de leur fréquence de résonance en fonction de la tension électrique appliquée couplé à l'outil développé en trois dimensions devrait permettre d'avoir accès à la permittivité en fonction du champ électrique (E), point par point. La courbe sera approchée à l'aide de segments. Les différentes étapes pour tracer cette caractéristique sont détaillées dans le paragraphe suivant.

Dans un premier temps, les fréquences de résonance ( $f_0$ ) du résonateur doivent être mesurées en fonction de la tension appliquée (Figure III-36).

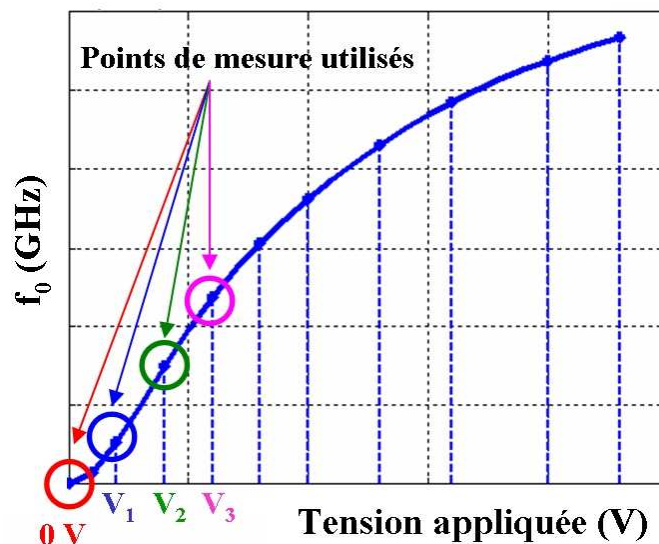


Figure III-36 : Fréquence de résonance du résonateur intégrant une couche mince ferroélectrique en fonction de la tension appliquée

Pour établir le premier point de la courbe  $\epsilon_r = f(E)$ , il faut partir de la fréquence de résonance du circuit lorsque aucune tension n'est appliquée (0 V). Il suffit alors de modifier la valeur de la permittivité relative de la couche ferroélectrique jusqu'à ce que la valeur de la fréquence de résonance simulée soit égale à celle mesurée. Le premier point est obtenu (Figure III-37).



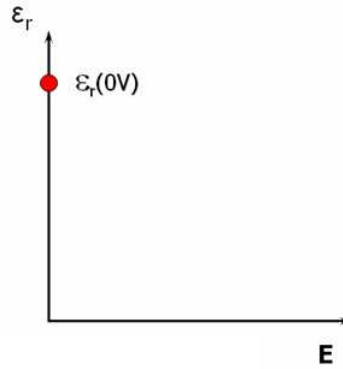


Figure III-37 : Caractéristique  $\epsilon_r$  en fonction de E de la couche ferroélectrique : premier point établi

Pour tracer la courbe, il est nécessaire de trouver l'équation de la droite passant par le premier point déjà déterminé et le deuxième point de mesure lorsque  $V = V_1$  correspondant à une deuxième fréquence de résonance plus élevée. Lorsque la tension  $V_1$  est appliquée, le champ électrique varie dans la structure. La simulation permet de déterminer la valeur maximale du champ électrique ( $E_{1 \max}$ ) qui définira l'abscisse du second point. Il suffit alors de déterminer la permittivité correspondante à ce champ ( $E_{1 \max}$ ) (ordonnée sur le graphique) pour pouvoir tracer le premier segment. Pour cela, la permittivité est introduite dans le logiciel sous la forme d'une équation de droite passant par le premier point  $\epsilon_r(0)$  et par le second  $\epsilon_r(E_{1 \max})$  (Figure III-38) :

$$\epsilon_r(E) = \epsilon_r(0) - A_0 \cdot E \quad (\text{III-37})$$

Avec  $A_0$  le coefficient directeur de la droite fixé arbitrairement et E le champ électrique.

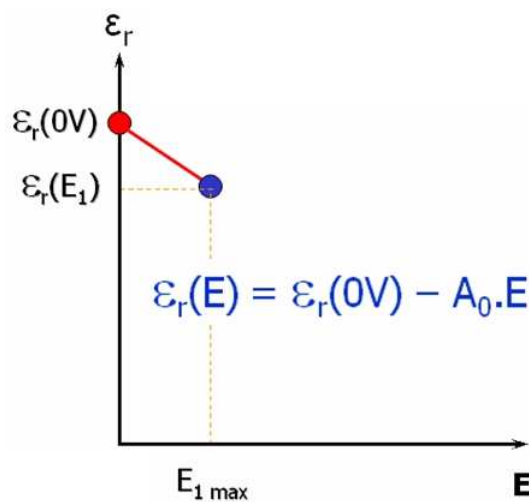


Figure III-38 : Caractéristique  $\epsilon_r$  en fonction de E de la couche ferroélectrique : second point à établir



$\varepsilon_r(0)$  étant connue, il reste seulement à faire varier la valeur du coefficient  $A_0$  et ensuite comparer la valeur de la fréquence de résonance obtenue en simulation à l'aide de l'équation (III-37) avec celle relevée expérimentalement. Si la fréquence simulée pour  $V = V_1$  est supérieure à la fréquence mesurée,  $\varepsilon_r(E)$  doit augmenter et  $A_0$  doit donc diminuer (et réciproquement). Par ajustements successifs, le coefficient  $A_0$  est déterminé. Connaissant la valeur du champ électrique maximum  $E_{1 \max}$  (correspondant à  $V_1$ ) et  $A_0$ ,  $\varepsilon_r(E_{1 \max})$  peut être calculé. Le second point est alors établi.

De la même manière, les autres points peuvent être déterminés. Il suffit simplement de modifier l'équation de la droite passant par les deux points suivants à chaque étape. L'équation de la seconde droite liant le second et le troisième point est donc :

$$\varepsilon_r(E) = \varepsilon_r(E_{1 \max}) - A_1(E - E_1) \quad (\text{III-38})$$

Et ainsi de suite (Figure III-39).

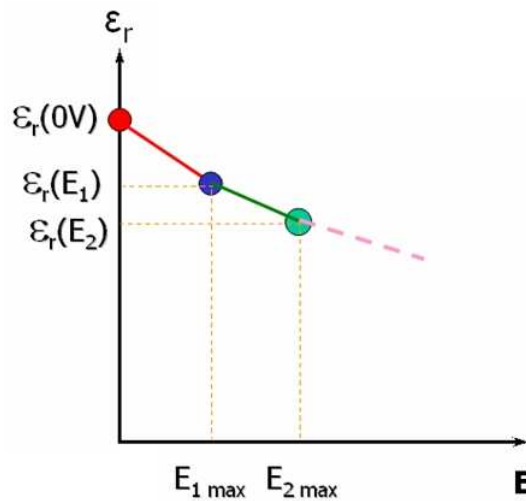


Figure III-39 : Caractéristique  $\varepsilon_r$  en fonction de  $E$  de la couche ferroélectrique

### IV.3. CARACTERISATION DYNAMIQUE D'UNE COUCHE MINCE DE KTN

Afin de valider cette méthode, un résonateur microruban intégrant une couche mince ferroélectrique de  $\text{KTa}_{0.5}\text{Nb}_{0.5}\text{O}_3$  sur un substrat de saphir R a été réalisé. Le KTN possède une structure cristalline de type pérovskite. Comme pour les autres matériaux ferroélectriques tels que le  $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ , sa température de Curie peut être ajustée avec la valeur de composition  $x$ .

La couche mince de KTN a été déposée avec la technique de l'ablation laser au laboratoire LCSIM de Rennes. Son épaisseur est de 500 nm. Le substrat de saphir de surface  $1 \text{ cm}^2$  a une épaisseur de 500  $\mu\text{m}$ . Le résonateur sous forme d'un patch carré de 6 mm de côté (Figure III-40) a été gravé par voie humide au laboratoire LEST de Brest.

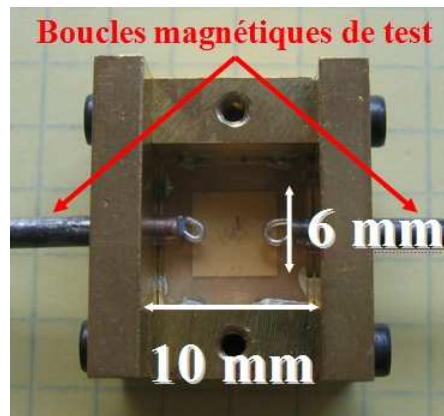


Figure III-40 : Résonateur patch microruban blindé

La structure résonante blindée a été mesurée à l'aide de boucles magnétiques connectées à un analyseur vectoriel de réseaux. Les mesures ont été effectuées en découplant fortement le résonateur. La fréquence de résonance est de 7,685 GHz sans tension appliquée.

Les variations en fréquence mesurées du résonateur microruban sont présentées sur la figure III-41. La courbe associe aussi la valeur du facteur de qualité ( $Q_0$ ) à vide en fonction de la tension appliquée.

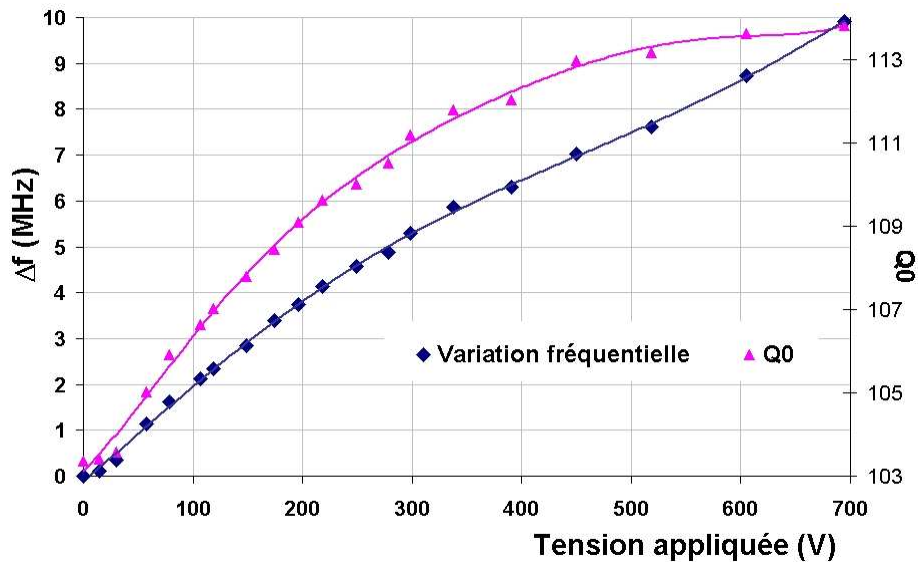


Figure III-41 : Variation fréquentielle et facteur de qualité à vide du résonateur microruban en fonction de la tension appliquée

La fréquence de résonance varie de 10 MHz (soit 0,13 %) pour la valeur maximale de tension (700 V). Le facteur de qualité à vide varie de 103 à 114.

Ce dispositif testé en polarisation verticale a permis de caractériser la couche ferroélectrique de  $\text{KTa}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$  avec la méthode développée précédemment. Notons que cette méthode utilisée est valable car la valeur de la permittivité du KTN ne varie pas en fonction de la fréquence sur la gamme de fréquences considérée. La dépendance de la permittivité relative de la couche ferroélectrique en fonction du champ électrique appliqué est tracée sur la figure III-42.

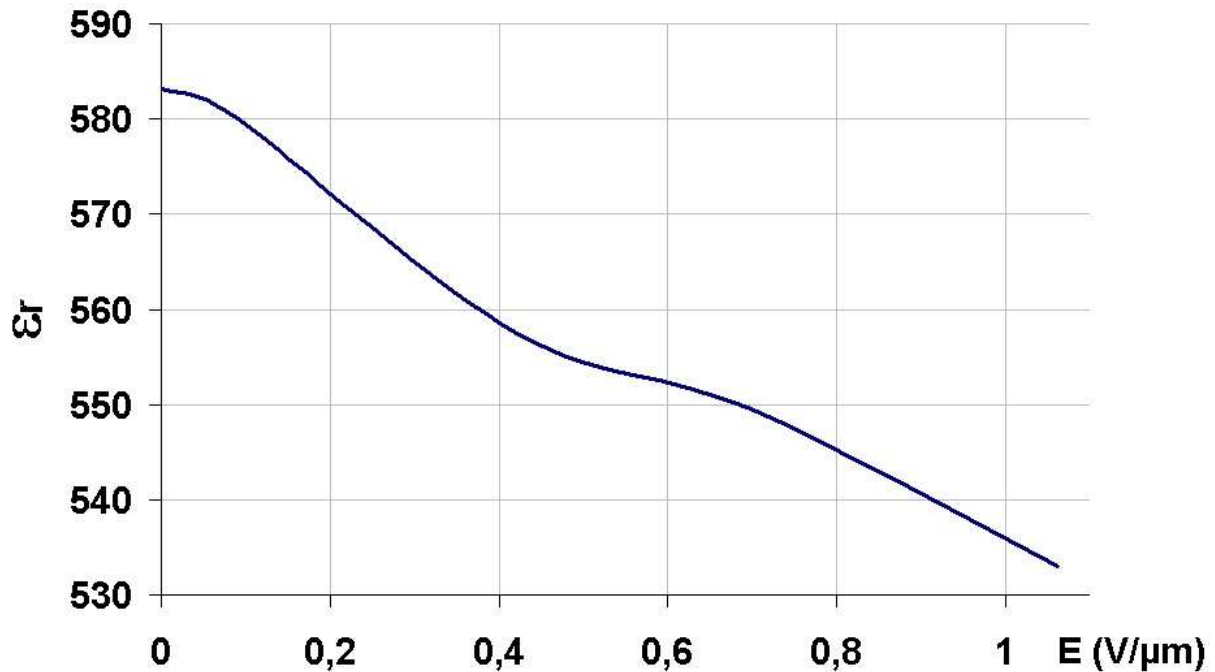


Figure III-42 : Permittivité relative de la couche mince de KTN en fonction du champ électrique appliqué

La permittivité diminue quand le champ électrique augmente. Ceci n'est qu'un premier résultat de caractérisation qui permet de prouver la validité du modèle.

#### IV.4. DISCUSSIONS

Pour toutes les simulations effectuées dans ce chapitre, nous avons considéré que les variations de permittivité des couches minces ferroélectriques étaient sensibles à la valeur du module du champ électrique statique appliqué et que la direction du champ n'avait pas d'importance.

Cette hypothèse n'est pas obligatoirement vraie car seule la composante normale du champ électrique statique aurait une influence sur les variations de permittivité si l'on considère les procédés de dépôt des couches (couches épitaxiées). Cette interrogation ne remet pas en cause le travail théorique réalisé sur la caractérisation. Seuls les premiers résultats de caractérisation obtenus sont à prendre avec précaution.

Pour lever cette incertitude, des mesures expérimentales doivent être réalisées. Elles ont débuté mais elles ne permettent pas encore de conclure définitivement.

## V. CONCLUSION

Les matériaux ferroélectriques peuvent être utilisés sous forme de couches minces dans des structures planaires fonctionnant dans le domaine des fréquences microondes. Cependant, leurs modélisations et leurs caractérisations posent des problèmes lorsque les circuits sont soumis à une polarisation. C'est pourquoi, ces travaux ont voulu démontrer la possibilité de créer un outil de simulation adapté à ces dispositifs. La méthode des lignes permet d'observer la non uniformité de la permittivité d'une couche ferroélectrique et de calculer les modifications de permittivités effectives et de fréquences de résonance occasionnées respectivement sur des lignes ou des résonateurs en technologie microruban ou coplanaire, tout cela avec des temps de calcul convenables. Cependant, pour chaque nouvelle forme de résonateur, le maillage doit être recréé.

Cette méthode peut également être employée pour caractériser des couches minces ferroélectriques soumises à une polarisation. Un premier résultat a été exposé.

En perspective, ce logiciel peut être amélioré, notamment au niveau de la précision du maillage, du temps de calcul et des formes disponibles. Le compromis entre le facteur de qualité à vide et l'agilité est envisageable. Il peut être aussi étendu, grâce à la connaissance du facteur de qualité à vide d'un résonateur, à la caractérisation de la tangente de pertes d'une couche ferroélectrique lorsque elle soumise à une tension continue. Il peut alors servir à optimiser des dispositifs microondes dans le domaine du filtrage ou de l'oscillation.



# **Conclusion générale**





# Conclusion générale

Les travaux de recherche développés dans ce manuscrit concernent d'une part, la duplication, le réglage fréquentiel et le test de filtres planaires supraconducteurs d'une chaîne de réception-émission de satellite de communications à 4 GHz, et d'autre part le développement d'outils d'analyse et de caractérisation électromagnétiques de dispositifs agiles en fréquence, intégrant des couches minces ferroélectriques.

Dans un premier temps, une étude sur des filtres planaires microondes a démontré la nécessité de revoir la méthode de conception pour optimiser leurs performances, et ainsi atteindre les gabarits exigés pour pouvoir envisager une production industrielle. Les principales causes des décalages fréquentiels ont été rigoureusement recensées. Certains paramètres comme la précision de la gravure ionique introduisent des erreurs non contrôlables. Par contre, d'autres paramètres physiques comme la contraction du supraconducteur à 77 K ou l'épaisseur du substrat peuvent être pris en compte au niveau de la conception pour réduire ces décalages fréquentiels.

En utilisant des outils d'analyse, de synthèse et d'optimisation électromagnétique adaptés, mais en tenant compte aussi des paramètres physiques contrôlables et notamment en augmentant les dimensions initiales des dispositifs par le facteur de contraction (1,002592), il a été possible de dupliquer et d'ajuster les filtres supraconducteurs à trois fréquences différentes avec des écarts fréquentiels inférieurs à  $\pm 5$  MHz ( $< 0,12$  %).

Ce décalage et les niveaux de coefficients de réflexion élevés dans la bande passante sont inévitables car dus à des facteurs non contrôlables. Ces phénomènes ont été confirmés par une analyse de sensibilité basée sur la méthode de Monte-Carlo en considérant l'imprécision de gravure des lignes supraconductrices et la tolérance sur l'épaisseur du substrat.

Pour atteindre des performances strictement conformes au gabarit fixé, il est donc nécessaire d'envisager une méthode de réglage fin après fabrication. La solution classique pour résoudre ce problème est l'utilisation de vis d'accord mécaniques en saphir ou recouvertes de supraconducteur, placées correctement sur le boîtier pour pouvoir régler les fréquences de résonance des résonateurs et les différents couplages. L'avantage de ces approches mécaniques est la réversibilité des accords. Par contre, les éléments de réglage

peuvent affecter les fréquences de résonance d'autres résonateurs et les autres couplages. Ils induisent surtout des pertes supplémentaires dans le circuit et augmentent de façon générale la taille des boîtiers, limitant ainsi l'intégration mécanique. Le réglage des réponses devant être réalisé à froid est par ailleurs délicat.

Nous avons évalué succinctement, un système de réglage par ablation laser permettant de modifier le layout du filtre. Cette méthode doit permettre d'ajuster le filtre planaire supraconducteur refroidi à sa température de fonctionnement et connecté à l'analyseur de réseaux vectoriel. Ainsi, les réponses du dispositif doivent être mesurées à chaque étape du processus de réglage et utilisées pour avoir des informations pour les opérations suivantes. Ce procédé doit bien évidemment être couplé à des méthodes de synthèse et d'optimisation de filtres. Les premiers résultats théoriques obtenus sont encourageants. Une étude expérimentale est actuellement en cours sur un résonateur linéique en croix pour valider les résultats de simulation, notamment la possibilité d'obtenir un décalage de la fréquence de résonance vers les basses et vers les hautes fréquences sans dégrader le facteur de qualité à vide.

Pour conclure sur la possibilité de régler complètement un filtre planaire supraconducteur par ablation laser, il faut également prévoir d'étudier la possibilité de modifier le couplage inter-résonateurs ainsi que le couplage entre les systèmes d'excitation et le premier, et dernier résonateur.

Il pourrait également être intéressant de modifier la forme des résonateurs et la topologie du filtre d'une part, pour limiter les influences des imprécisions de gravure et de la non uniformité de l'épaisseur du substrat, et d'autre part pour faciliter le réglage post fabrication.

Par ailleurs, nous nous sommes intéressés à l'utilisation des matériaux ferroélectriques dans les circuits planaires qui permet d'obtenir, malgré de fortes pertes, une agilité importante commandée électriquement de manière externe et de faibles temps de réponse. Pour pouvoir concevoir et optimiser de tels dispositifs microndes, nous avons développé des outils d'analyse numérique en 2D et 3D. L'utilisation de la méthode des lignes permet d'obtenir des résultats similaires à ceux issus d'outils 3D basés sur la méthode des éléments finis, avec cependant des temps de calcul réduits grâce à la résolution analytique suivant l'épaisseur des couches minces.

Cet outil a été appliqué à la caractérisation dynamique de couches minces ferroélectriques car il est nécessaire de connaître les propriétés électriques du matériau dans les conditions d'utilisation du dispositif final. En effet, les techniques de microélectronique employées pour

la conception de circuits peuvent avoir des effets sur les propriétés de la couche ferroélectrique. Dans ce cas, une caractérisation du substrat nu n'est pas suffisante et de plus elle ne permet pas de déterminer le potentiel de commandabilité de la couche. Un premier résultat de caractérisation a été présenté concernant une couche de KTN. Il faut maintenant améliorer la précision du maillage et s'attacher à donner la possibilité de modifier les structures : changement des formes. De plus, il est nécessaire d'optimiser les calculs pour diminuer les temps de simulation. Des fonctions complémentaires peuvent être intégrées comme le calcul des facteurs de qualité à vide de résonateurs sous l'effet d'un champ électrique statique, ou des tangentes de pertes d'une couche ferroélectrique. L'extraction des paramètres  $S$  d'un résonateur en oscillations forcées peut aussi être envisagée. Expérimentalement, des caractérisations de différentes couches ferroélectriques sont à effectuer pour démontrer ou révoquer l'influence du seul champ électrique normal sur l'agilité du circuit.

Tous ces apports permettraient d'optimiser des dispositifs planaires microondes agiles en fréquence, de manière précise et avec des temps de calcul faibles. En effet, la topologie du dispositif résonant joue un rôle important sur l'agilité en fréquence et sur les caractéristiques électriques, notamment le facteur de qualité. Grâce à cet outil, nous pourrions alors optimiser le dessin du circuit afin de déterminer le bon compromis entre agilité, pertes et tension appliquée suivant l'application visée.



# **Annexe**



# Annexe

## Schéma récapitulatif du déroulement de la conception d'un filtre :

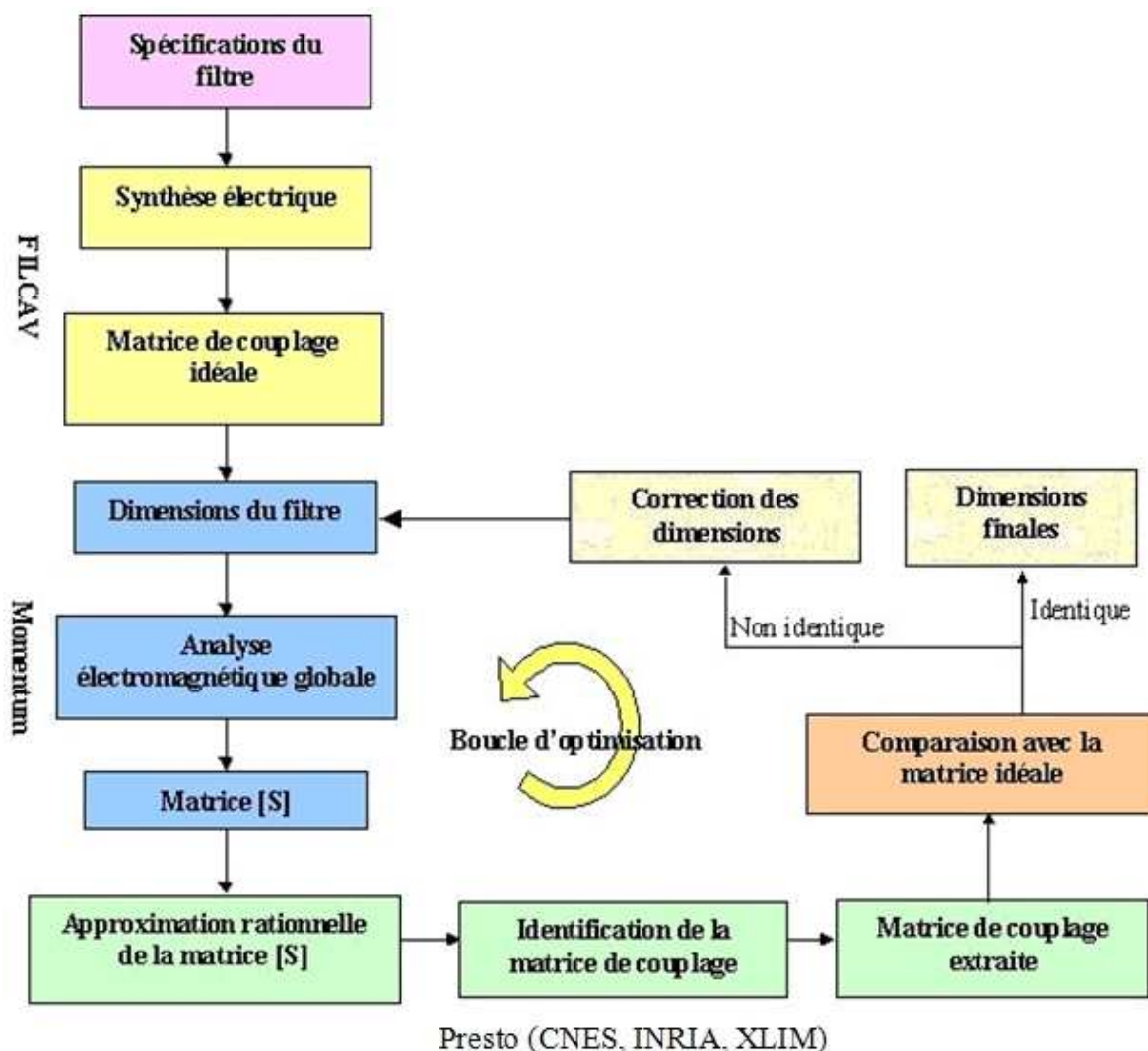


Figure A-1 : Principe de l'optimisation d'un filtre passe bande

A partir de la synthèse électrique du filtre avec le logiciel FILCAV (développé au CNES : Centre National d'Etudes Spatiales) déterminant la matrice idéale du filtre, la première étape de l'étude consiste à déterminer les valeurs théoriques des coefficients de couplages des résonateurs  $k_{i,j}$  (caractérisant les couplages entre les résonateurs  $i$  et  $j$ ) et des facteurs de qualités extérieurs  $Q_{e,e,s}$  de la structure globale (caractérisant les couplages entre les résonateurs respectivement d'entrée et de sortie et les lignes d'excitation).

$$Q_{e,e,s} = \frac{f_0}{\Delta f \cdot R_{e,s}} \quad (\text{A-1}) \quad \text{et} \quad k_{i,j} = \frac{M_{ij} \cdot \Delta f}{f_0} \quad (\text{A-2})$$

Avec  $f_0$  la fréquence centrale du filtre

$\Delta f$  la largeur de la bande passante

$R_{e,s}$  la résistance d'entrée ou de sortie

$M_{i,j}$  la mutuelle inductance de couplage entre les résonateurs  $i$  et  $j$ .

L'étape suivante consiste à dimensionner les résonateurs de la forme désirée, les distances inter-résonateurs ainsi que les distances entre les résonateurs d'entrée ou de sortie et les lignes d'accès à l'aide d'une simulation électromagnétique (Momentum d'Agilent). Des abaques représentant  $Q_e$  et  $k_{i,j}$  en fonction des dimensions appropriées sont calculés à partir de réponses  $|S|$ .

Finalement, une optimisation des dimensions de la structure globale est nécessaire pour obtenir la réponse souhaitée du filtre. Cette étape utilise le logiciel Presto développé par l'INRIA (Institut Nationale de Recherche en Informatique et en Automatique) en collaboration avec CNES et XLIM. Cette méthode d'optimisation est basée sur l'identification des matrices de couplage. Presto permet d'extraire la matrice de couplage à partir des paramètres  $[S]$  du filtre issus du calcul électromagnétique. Une comparaison entre la matrice de couplage idéale et celle issue de l'analyse électromagnétique du filtre est établie pour déterminer les paramètres géométriques à modifier.

Les termes présents sur la diagonale de la matrice de couplage identifiée sont liés aux fréquences de résonance  $f_i$  de chacun des résonateurs par la relation :

$$f_i = f_0 \sqrt{\frac{\frac{f_0}{\Delta f} + \frac{M_{ii}}{2}}{\frac{f_0}{\Delta f} - \frac{M_{ii}}{2}}} \quad (\text{A-3})$$

Si  $M_{ii} = 0$  alors  $f_i = f_0$  (fréquence centrale du filtre).

Pour  $M_{ii} > 0$ ,  $f_i > f_0$  : il faut augmenter la longueur du résonateur linéique pour avoir  $f_i = f_0$ .

Pour  $M_{ii} < 0$ ,  $f_i < f_0$  : il faut diminuer la longueur du résonateur linéique pour avoir  $f_i = f_0$ .



De la même manière, les couplages inter-résonateurs sont modifiés en jouant sur les distances séparant deux résonateurs.



# **Glossaire**



# Glossaire

ADS : Advanced Design System

BAW : Bulk Acoustic Wave

CCE : Court Circuit Electrique

CCM : Court Circuit Magnétique

CCVD : Combustion Chemical Vapor Deposition

CNES : Centre National d'Etudes Spatiales

CVD : Chemical Vapor Deposition

DEA : Diplôme d'Etudes Approfondies

FDTD : Finite Difference Time Domain

HFSS : High Frequency Structure Simulator

HTC : Haute Température Critique

IMUX : Input Multiplexer

INRIA : Institut Nationale de Recherche en Informatique et en Automatique

LCSIM : Laboratoire public de Chimie du Solide et Inorganique Moléculaire

LEST : Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications

LMDS : Local Multipoint Distribution Service

LNA : Low Noise Amplifier

LSE : Longitudinal Section Electric

LSM : Longitudinal Section Magnetic

LTCC : Low Temperature Ceramic Cofired

MEF : Méthode des Elements Finis

MEMS : Micro Electro Mechanical System

MIM : Métal-Isolant-Métal

MINACOM : Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et Microondes

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit

MOCVD : Metal Organic Chemical Vapor Deposition

MSD : Magnetron Sputter Deposition

OMUX : Output Multiplexer

PLD : Pulsed Laser Deposition

PVD : Physical Vapor Deposition

SAW : Surface Acoustic Wave

SHTC : Supraconducteur à Haute Température Critique

TEM : Transverse Electro Magnetic

UHF : Ultra High Frequency

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

UV : Ultra Violet

2D : 2 Dimensions

3D : 3 Dimensions

# **Bibliographie**





## Bibliographie

- [1] **U. ROSENBERG, N. HÄGELE**  
« Advanced multimode cavity filter design using source / load resonance circuit cross coupling »  
*IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters*, volume 2, numéro 12, décembre 1992, pages 508-510.
- [2] **U. ROSENBERG, W. HAGELE**  
« Consideration of parasitic bypass couplings in overmoded cavity filter designs »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 42, numéro 7, juillet 1994, pages 130-1306.
- [3] **F. ALESSANDRI, M. COMPARINI, F. VITULLI**  
« Low-loss filters in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses trough as smart modal filter »  
*IEEE MTT-S Digest*, volume 3, 20-25 mai 2001, pages 1615-1617.
- [4] **MING YU, D. SMITH, M. ISMAIL**  
« Half-wave dielectric rod resonator filter »  
*IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, volume 2, 6-11 juin 2004, pages 619-622.
- [5] **V. KONDRATYEV, M. LAHTI, T. JAAKOLA**  
« On the design of LTCC filter for millimeter-Waves»  
*IEEE MTT-S Digest*, volume 3, 8-13 juin 2003, pages 1771-1773.
- [6] **L. RIGAUDEAU, P FERRAND, D BAILLARGEAT, S. BILA, S. VERDEYME, M. LATHI, T. JAAKOLA**  
« LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for Q-band applications»  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 54, numéro 6, juin 2006, pages 2620-2627.
- [7] **E. PICARD**  
« Filtres planaires en technologies innovantes pour des applications multimédia »  
*Thèse Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique*, Limoges, 2004.
- [8] **Y-C CHIANG, C-K.C TZUANG, S. SU**  
« Design of a three-dimensional gap-coupled suspended substrate stripline bandpass filter »  
*IEEE PROCEEDINGS-H*, volume 139, n°4, août 1992 pages 376-384.

- [9] **S. COURREGES, V. MADRANGEAS, D. CROS, P.D. BOIVIN**  
 « Conception d'un filtre planaire utilisant la technologie du substrat suspendu »  
*14èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2005, mai 2005, Nantes.*
- [10] **C-YU CHI, G.M. REBEIZ**  
 « A low-loss 20 GHz micromachined bandpass filter »  
*IEEE MTT-S Digest, pages 1531-1534, 1995.*
- [11] **M. CHATRAS**  
 « Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales »  
*Thèse Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Limoges, 2003.*
- [12] **C. BOUSSAVIE, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, A. CATHERINOT**  
 « Microwave breakdown in output multiplexers filters »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 8-13 juin 2003, pages 1771-1773.*
- [13] **M. GUGLIELMI, R.C. MOLINA, A. ALVAREZ MELCON**  
 « Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws »  
*IEEE Microwave and guided wave letters, volume 2, numéro 1, novembre 1992, pages 457-458.*
- [14] **K-L. WU**  
 « An optimal circular-waveguide dual-mode filter without tuning screws »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 47, numéro 4, mars 1999, pages 271-276.*
- [15] **N. YONEDA, M. MIYAZAKI**  
 « Analysis and design of grooved circular waveguide dual-mode filters »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 20-25 mai 2001, pages 1791-1794.*
- [16] **W. HAUTH, D. SCHMITT, M. GUGLIELMI**  
 « Accurate modelling of narrow-band filters for satellite communications »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 11-16 juin 2000, pages 1767-1770.*
- [17] **D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**  
 « Fast and accurate C.A.D of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 2, 2-7 juin 2002, pages 979-982.*

- [18] **P. LENOIR**  
 « Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes »  
*Thèse Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Limoges, 2005.*
- [19] **M. REPPPEL, H. CHALOUPKA**  
 « Novel approach for narrowband superconducting filters »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 4, 1999, pages 1563-1566.*
- [20] **J.S HONG, E.P McERLEAN, B. KARYAMAPUDI**  
 « High-order superconducting filter with group delay equalization »  
*IEEE MTT-S Digest, 12-17 juin 2005.*
- [21] **J. ZHOU, M. J. LANCASTER, F. HUANG, N. RODDIS, D. GLYNN**  
 « HTS narrow band filters at UHF band for radio astronomy applications »  
*IEEE Transactions on applied superconductivity, volume 15, numéro 2, juin 2005, pages 1004-1007.*
- [22] **J-S. HONG, E. P. McERLEAN**  
 « Narrow-band HTS filter on sapphire substrate »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 53, numéro 6, juin 2004, pages 1976-1981.*
- [23] **J-S. HONG, E. P. McERLEAN, B. M. KARYAMAPUDI**  
 « A high-temperature superconducting filter for future mobile telecommunication systems »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 53, numéro 6, juin 2005, pages 1976-1981.*
- [24] **J-S. HONG, M. J. LANCASTER, D. JEDAMZIK, R. B. GREED, J-C. MAGE**  
 « On the performance of HTS microstrip quasi-elliptic function filters for mobile communications application »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 48, numéro 7, juillet 2000, pages 1240-1246.*
- [25] **J-S. HONG, 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, volume 47, numéro 9, septembre 1999, pages 1656-1663.*
- [26] **CORONA-CHAVEZ, M. J. LANCASTER, HIENG TIONG SU**  
 « HTS quasi-elliptic filter using capacitive-loaded cross-shape resonators with low sensitivity to substrate thickness »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 55, numéro 1, janvier 2007, pages 117-120.*

- [27] **H. R. YI, S. K. REMILLARD, A. ABDELMONEM**  
 « A novel ultra-compact resonator for superconducting thin-film filters »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 51, numéro 12, décembre 2003, pages 2290-2296.
- [28] **M. BARRA, C. COLLADO, J. MATEU, J. M. O'CALLAGHAN**  
 « Miniaturization of superconducting filters using Hilbert fractal curves »  
*IEEE Transactions on applied superconductivity*, volume 15, numéro 3, septembre 2005, pages 3841-3846.
- [29] **J. ZHOU, M. J. LANCASTER, F. HUANG**  
 « HTS coplanar meander-line resonator filters with a suppressed slot-line mode »  
*IEEE Transactions on applied superconductivity*, volume 14, numéro 1, mars 2004, pages 28-32.
- [30] **N. J. PARKER, S. W. GOODYEAR, D. J. P. ELLIS, R. G. HUMPHREYS**  
 « Tuning superconducting microwave filters by laser trimming »  
*IEEE MTT-S Digest*, volume 3, juin 2002, pages 1971-1974.
- [31] **G. TSUZUKI, M. P. HERNANDEZ, B. A. WILLEMSSEN**  
 « Tuning fork filter for hand scribe tuning »  
*IEEE MTT-S Digest*, 12-17 juin 2005, pages 1471-1474.
- [32] **G. TSUZUKI, M. SUZUKI, N. SAKAKIBARA**  
 « Superconducting filter for IMT-2000 Band »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 48, numéro 12, décembre 2000, pages 2519-2525.
- [33] **W. D. YAN, R. R. MANSOUR**  
 « Tunable dielectric resonator bandpass filter with embedded MEMS tuning elements »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 55, numéro 1, janvier 2007, pages 154-160.
- [34] **F. SAMMOURA, L. LIN**  
 « A plastic W-band MEMS tunable filter »  
*IEEE MTT-S Digest*, juin 2006, pages 136-139.
- [35] **K. ENTESARI, G. M. REBEIZ**  
 « A 12-18 GHz three-pole RF MEMS tunable filter »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 53, numéro 8, août 2005, pages 2566-2571.

- [36] **K. ENTESARI, G. M. REBEIZ**  
 « A differential 4 bit 6.5-10 GHz RF MEMS tunable filter »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 53, numéro 3, mars 2005, pages 1103-1110.
- [37] **A. B. YU, A. Q. LIU, Q. X. ZHANG**  
 « Wide tuning range MEMS band-pass filter with inductance change »  
*Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005, Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS 2005. The 13th International Conference on volume 2, 5-9 juin 2005, pages 2061-2064.*
- [38] **P. BLONDY, D. MERCIER, A. POTHIER, J.C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**  
 « RF MEMS tunable and switchable filters for multi-standard front-ends »  
*IEEE MTT-S Digest, Workshop on MEMS, BAW and micromachined filter technology, 2004.*
- [39] **E. M. PROPHET, J. MUSOLF, B. F. ZUCK, S. JIMENEZ, K. E. KIHLMSTROM, B. WILLEMSSEN**  
 « Highly-selective electronically-tunable cryogenic filters using monolithic, discretely-switchable MEMS capacitor arrays »  
*IEEE Transactions on applied superconductivity*, volume 15, numéro 2, juin 2005, pages 956-959.
- [40] **G. TSUZUKI, M. HERNANDEZ, E. M. PROPHET, S. JIMENEZ, B. A. WILLEMSSEN**  
 « Ultra-selective constant-bandwidth electromechanically tunable HTS filters »  
*IEEE MTT-S Digest, juin 2006, pages 693-696.*
- [41] **W. D. YAN, H. LU, R. MANSOUR, J-B LEE**  
 « RF filter tuning using embedded MEMS actuators »  
*Microwave Conference Proceedings, 2005, APMC 2005. Vasia-Pacific conference proceedings, volume 1, 4-7 décembre 2005.*
- [42] **E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J. C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET**  
 « Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter using MEMS cantilevers »  
*IEEE MTT-S Digest, juin 2003, pages 523-526.*
- [43] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON, J.C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT**  
 « Implementation of a tunable coplanar filter »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 8-13 juin 2003, pages 1755-1758.*

- [44] **J. NATH, W. M. FATHALBAB, P. G. LAM, D. GHOSH, S. AYGÜN, K. G. GARD, J-P. MARIA, A. I. KINGON, M. B. STEER**  
 « Discrete Barium Strontium Titanate (BST) thin-film interdigital varactors on alumina: design, fabrication, characterization, and applications »  
*IEEE MTT-S Digest, San Francisco, juin 2006, pages 552-555.*
- [45] **J. PAPAPOLYMEROU, C. LUGO, Z. ZHAO, X. WANG, A. HUNT**  
 « A miniature low-loss slow-wave tunable ferroelectric bandpass filter from 11-14 GHz »  
*IEEE MTT-S Digest, San Francisco, juin 2006, pages 556-559.*
- [46] **J. NATH, D. GHOSH, J-P. MARIA, A. I. KINGON, W. M. FATHALBAB, P. D. FRANZON, M. B. STEER**  
 « An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 53, numéro 9, septembre 2005, pages 2707-2712.*
- [47] **I. VENDIK, O. VENDIK, V. PLESKACHEV, M. NIKOL'SKI**  
 « Tunable microwave filters using ferroelectric materials »  
*IEEE Transactions on applied superconductivity, volume 13, numéro 2, juin 2003, pages 716-719.*
- [48] **C. LUGO, G. WANG, J. PAPAPOLYMEROU, Z. ZHAO, X. WANG, A. T. HUNT**  
 « Frequency and bandwidth agile millimeter-wave filter using ferroelectric capacitors and MEMS cantilevers »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 55, numéro 2, février 2007, pages 376-382.*
- [49] **A. TOMBAK, F.T. AYGUAVIVES, J.P. MARIA, G.T. STAUF, A.I. KINGON, A. MORTAZAWI**  
 « Tunable RF filters using thin film Barium Strontium Titanate based capacitors »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 20-25 mai 2001, pages 1453-1456.*
- [50] **G. SUBRAMANYAM, F. W. VAN KEULS, F. A. MIRANDA**  
 « A K-band-frequency agile microstrip bandpass filter using a thin-film HTS/ferroelectric/dielectric multilayer configuration »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 48, numéro 4, avril 2000, pages 525-530.*

- [51] **G. SUBRAMANYAM, N. MOH SIWA, A. AL ZAMAN, F. A. MIRANDA, F. W. VAN KEULS, R. ROMANONOFKY, J. WARNER**  
 « Ferroelectric thin film based electrically tunable Ku-Band coplanar waveguide components »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 1, 2001, pages 471-474.*
- [52] **S. MORAUD**  
 « Etude et conception de nouvelles technologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications »  
*Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, juillet 1998.*
- [53] **JEAN-FRANÇOIS SEAUX**  
 « Conception, optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial »  
*Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, 2005.*
- [54] **C. LASCAUX**  
 « Analyse, conception et réalisation de dispositifs microondes planaires supraconducteurs en bande Ka : applications aux systèmes de communication par satellites »  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 12 juillet 2002.*
- [55] **O.G. VENDIK, I.B. VENDIK, D.V. KHOLODNIK**  
 « Applications of high-temperature superconductors in microwave integrated circuits »  
*IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, volume 46, numéro 10, octobre 1994, pages 1951-1957.*
- [56] **W. A. LITTLE**  
 « Recent Advances in Low Cost Cryogenic Coolers for Electronics »  
*IEEE SEMI-THERM Symposium, 2000, pages 110-111.*
- [57] **J.F. SEAUX, S. COURREGES, S. BILA, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. ZANCHI**  
 « Novel superconductive self equalized planar filter configuration for C-band input multiplexer »  
*RFMiCAE, Special Issue on RF and Microwave Filters, Modeling and Design, volume 17, numéro 1, janvier 2007, pages 29-33.*
- [58] **S. BILA, D.BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, F. SEYFERT, J. GRIMM, L. BARATCHART, C. ZANCHI, J. SOMBRIN**  
 « Direct electromagnetic optimization of microwave filters »  
*IEEE Microwave Magazine, mars 2001, pages 46-51.*

- [59] **C. THIBON**  
 « Mesures de filtres microondes utilisant des films minces SHTC en bande C »  
*Stage de DEA d'électronique hautes fréquences et optoélectronique à Limoges, 2005.*
- [60] **W. MERCOUROFF**  
 « Aspects modernes de la physique des solides »  
*MASSON et Cie, 1969, page 99.*
- [61] **P. ROBERT**  
 « Matériaux de l'électrotechnique »  
*Traité d'électricité EPFL, 1979, page 270.*
- [62] **V. LAUR, A. ROUSSEAU, G. TANNE, P. LAURENT, M. GUILLOUX-VIRY, V. BOUQUET, A. PERRIN, F. HURET**  
 « Dispositifs accordables en microondes : une application possible des films minces ferroélectriques »  
*Journées Couches Minces Ferroélectriques 2005, 8-9 septembre 2005, Nantes.*
- [63] **A.V. TUMARKIN, S. V. RAZUMOV, A.G. GAGARIN, A. B. KOZYREV**  
 « Optimal microwave properties of thin BSTO films for high frequency applications »  
*European Microwave Week, octobre 2003, pages 1315-1317.*
- [64] **S. DELPRAT, M. OUADDARI, F. VIDAL, M. CHAKER, K. WU**  
 « Voltage and frequency dependant properties of BST-0,5 thin-films on alumina substrate »  
*IEEE Microwave and Wireless components letters, volume 13, numéro 6, juin 2006, pages 211-213.*
- [65] **TOMBAK, J. P. MARIA, F. T. AYGUAVIVES, Z. JIN, G. STAUF**  
 « Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors »  
*IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, volume 51, numéro 2, février 2003, pages 462-467.*
- [66] **G. SUBRAMANYAM, F. VAN KEULS, F. A. MIRANDA**  
 « A K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin-film conductor/ferroelectric/dielectric multilayer configuration »  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters, volume 8, numéro 2, février 1998, pages 78-80.*



- [67] **G. SUBRAMANYAM, N. MOSHINA, A. AL ZAMAN, F. MIRANDA, F. VAN KEULS, R. ROMANOFSKY, J. WARNER**  
 « Ferroelectric thin-film based electrically tunable Ku-band coplanar waveguide components »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 1, mai 2001, pages 471-474.*
- [68] **D. KIM, Y. CHOI, M. G. ALLEN, J. S. KENNEY, D. KIESLING**  
 « A wide-band reflection-type phase shifter at S-band using BST coated substrate »  
*IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, volume 50, numéro 12, décembre 2002, pages 2568-2909.*
- [69] **Y. K. YOON, D. KIM, M. G. ALLEN, J. S. KENNEY**  
 « A reduced intermodulation distortion tunable ferroelectric capacitor-architecture and demonstration »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 51, décembre 2003, pages 2568-2576.*
- [70] **S. GEVORGIAN AND E. L. KOLLBERG**  
 « Do we really Need Ferroelectrics in Paraelectric Phase Only in Electrically Controlled Microwave Devices? »  
*IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, volume 49, numéro 11, novembre 2001, pages 2117-2124.*
- [71] **A. KOZYREV, A. IVANOV, G. KOEPF, C. MUELLER, D. GALT, T. RIVKIN**  
 « Ferroelectric films: nonlinear properties and applications in microwave devices »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 2, 7-12 juin 1998, pages 985-988.*
- [72] **V. PLESKACHEV, I. VENDIK**  
 « Figure of merit of tunable ferroelectric planar filters »  
*European Microwave Conference, octobre 2003, pages 191–194.*
- [73] **D. B. CHRISSEY, G. K. HUBLER**  
 « Pulsed laser deposition of thin films »  
*Willey interse, 1992.*
- [74] **A. RICHARDT ET A.M. DURAND**  
 « La pratique du vide et des dépôts de couches minces »  
*Paris, In Fine, 1995.*
- [75] **C. E. MOROSANU**  
 « Thin films by chemical vapour deposition »  
*Oxford, Elsevier, 1990.*

- [76] **J. W. LEE, C.W. WON, B.S. CHUN, H.Y. SOHN**  
 « Dip coating of alumina films by the sol-gel method »  
*J. Mater. Res.* 8, 1993.
- [77] **S. GIRAUD**  
 « Analyse électromagnétique de dispositifs planaires utilisant des couches minces ferroélectriques »  
*Stage de DEA d'électronique hautes fréquences et optoélectronique à Limoges, 2004.*
- [78] **O. A. LISKOVETS**  
 « The method of lines »  
*Review, Differ. Uravneniya, volume. 1, 1965, pages 1662-1678.*
- [79] **U. SCHULTZ ET R. PREGLA**  
 « A new technique for the analysis of the dispersion characteristics of planar waveguides »  
*AEÜ, Band 34, Heft 4, 1980, pages 169-173.*
- [80] **M. JORDAN**  
 « Contribution à la caractérisation théorique et expérimentale de circuits planaires millimétriques »  
*Thèse de doctorat à l'université de Limoges, 15 décembre 1995, pages 54.*
- [81] **U. SCHULTZ**  
 « On the edge condition with the method of lines in planar waveguides »  
*AEÜ, Band 34, Heft 4, 1980, pages 176-178.*
- [82] **P. VALADE**  
 « Développement et mise en oeuvre d'outils de CAO électromagnétique pour la conception de dispositifs microondes et optiques »  
*Thèse de doctorat à l'université de Limoges, juin 2000, chapitre 1.*
- [83] **R. E. COLLIN**  
 « Field theory of guided waves »  
*Mc Graw Hill Book, New York, 1960, pages 224-257.*
- [84] **R. PREGLA**  
 «The method of lines for the unified analysis of microstrip and dielectric waveguides»  
*Electromagnetics 15, 1995, pages 441-456.*
- [85] **Y. C. SUNG, S. CHOI AND S. NAM**  
 « Finite element analysis of microstrip line on ferroelectric (Ba-Sr)TiO<sub>3</sub> substrate »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, 1995, pages 1261-1264.*

- [86] **M. J. LANCASTER, J. POWELL AND A. PORCH**  
« Thin-film ferroelectric microwave devices »  
*IOP Superconductor science and technology, volume 11, 1998, pages 1323-1334.*
- [87] **J.F. SEAUX, D. CROS, V. MADRANGEAS, T. DELAGE, C. CHAMPEAUX AND A. CATHERINOT**  
« Characterization of thin ferroelectric films for tunable microwave devices. Result analysis according to the PLD deposit conditions »  
*IEEE MTT-S Digest, volume 3, juin 2004, pages 1915-1918.*

## Bibliographie personnelle

### Publications dans des revues internationales à comité de lecture :

- [88] **J.F. SEAUX, S. COURRÈGES, S. BILA, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. ZANCHI**  
« Novel superconductive self equalized planar filter configuration for C-band input multiplexer »  
*RF and Microwave computer-aided engineering, volume 17, numéro 1, pages 29-33.*
- [89] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« 2D and 3D analysis of ferroelectric thin-film planar microwave devices using Method of Line »  
*Ferroelectrics, Taylor & Francis, à paraître le 22 août 2007.*

### Communications internationales avec proceedings et à comité de lecture :

- [90] **J.F. SEAUX, S. COURRÈGES, S. BILA, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. ZANCHI**  
« A eight pole self equalised quasi-elliptic superconductor planar filter for satellite applications »  
*European Microwave Week 2005 (EuMW), Paris, 3-7 octobre 2005.*
- [91] **S. GIRAUD, S. COURRÈGES, D. CROS, V. MADRANGEAS**  
« Characterization of ferroelectric thin-film planar microwave devices using the Method of Line (MoL) »  
*European Microwave Week 2005 (EuMW), Paris, 3-7 octobre 2005.*
- [92] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« 3D analysis of ferroelectric thin-film planar microwave devices using Method of Line : application to the dynamic characterization of ferroelectric layers »  
*IEEE MTT-S, International Microwave Symposium, San Francisco, California, 11-16 juin 2006.*
- [93] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« Dynamic characterization of ferroelectric layers using method of line »  
*ECAPD'8, 8<sup>th</sup> European conference on applications of polar dielectrics, Metz, 5-8 septembre 2006.*

## Communications Nationales :

- [94] **S. COURREGES, V. MADRANGEAS, D. CROS, P.D. BOIVIN**  
« Conception d'un filtre planaire utilisant la technologie du substrat suspendu »  
*Actes des 14<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes (JNM 2005), Nantes, 11-13 mai 2005.*
- [95] **J.F. SEAUX, S. COURREGES, S. BILA, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. ZANCHI**  
« Conception de filtres de démultiplexeur d'entrée à 4 GHz en technologie planaire supraconductrice »  
*Actes des 14<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM 2005), Nantes, 11-13 mai 2005.*
- [96] **C. THIBON, S. COURREGES, H. JALLAGEAS, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. LAPORTE, C. ZANCHI**  
« Filtres planaires de multiplexeur d'entrée à 4 GHz intégrant des supraconducteurs à haute température critique fonctionnant à 77K pour des applications spatiales »  
*Atelier électronique cryogénique organisé par le CCT (Centre de Compétence Technique du CNES) composants électroniques et microsystèmes et le CCT optique et optoélectronique, Toulouse, 15 juin 2006.*
- [97] **S. GIRAUD, S. COURREGES, D. CROS, V. MADRANGEAS**  
« Analyse électromagnétique de dispositifs planaires utilisant des couches minces ferroélectriques à l'aide de la méthode des lignes »  
*Journées Couches Minces Ferroélectriques 2004, 18-19 novembre 2004, Besançon.*
- [98] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« Caractérisation électromagnétique 3D de dispositifs planaires intégrant des couches minces ferroélectriques »  
*Journées Couches Minces Ferroélectriques 2005, 8-9 septembre 2005, Nantes.*
- [99] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« Caractérisation dynamique de couches minces ferroélectriques en fonction d'un champ électrique statique appliqué à l'aide de la méthode des lignes 3D »  
*9<sup>èmes</sup> Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), 29-31 mars 2006, Saint-Étienne.*
- [100] **S. COURRÈGES, S. GIRAUD, D. CROS, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG**  
« Modélisation électromagnétique 3D de dispositifs passifs microondes planaires intégrant des couches minces ferroélectriques par la méthode des lignes »  
*NUMELEC'06 Lille, les 29-30 novembre et 1<sup>er</sup> décembre 2006, Lille.*

- [101] **S. COURREGES, C. THIBON, H. JALLAGEAS, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN, C. LAPORTE**  
« Nouvelle méthode de conception de filtres planaires supraconducteurs : application à un filtre passe bande quasi-elliptique 8 pôles »  
*XV<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, les 23-25 mai 2007, Toulouse.*

**Workshop international :**

- [102] **S. COURREGES, C. THIBON, J.F. SEAUX, S. BILA, V. MADRANGEAS, H. JALLAGEAS, M. MAIGNAN, C. ZANCHI, C. LAPORTE**  
« An eight pole self equalized superconducting planar filter for C-band communication satellite input multiplexers »  
*International workshop on microwave filters, 16-18 octobre 2007, Toulouse.*



# Résumé

Ce mémoire concerne dans un premier temps la conception de filtres passe bande supraconducteurs d'entrée de multiplexeur, à bandes étroites et très sélectifs, pouvant être utilisés dans les satellites de communications. Des méthodes de réglage sont développées pour respecter le cahier des charges imposé, en essayant de limiter les pertes occasionnées par les méthodes classiques. La prise en compte des paramètres physiques responsables et contrôlables des décalages fréquentiels permet d'ajuster les fréquences centrales des filtres supraconducteurs. Une méthode complémentaire de réglage fin est aussi proposée.

Ensuite, une analyse statique et électromagnétique 2D/3D, basée sur la méthode des lignes, de dispositifs planaires agiles en fréquence intégrant des couches minces ferroélectriques, tels que des lignes ou des résonateurs, est développée. Cet outil permet aussi la caractérisation dynamique des couches minces ferroélectriques : détermination de la permittivité en fonction du champ électrique.

# Abstract

First of all, this manuscript deals with the input multiplexer channel superconductor band pass filters, with high selectivity, high Q and narrow bandwidth, for satellite applications. Tuning methods are developed with respect to the stringent specifications and limit the losses caused by the usual methods. The central frequencies of the superconductor filters are adjusted by taking into account the responsible and controllable physical parameters. An extra method is suggested to obtain a little frequency tuning after this first step and respect rigorously the specifications.

Secondly, a 2D/3D static and electromagnetic analysis, based on the method of lines, of microwave planar tunable devices including ferroelectric thin-film is presented. This software can characterize the ferroelectric layers: determination of the permittivity versus the applied electric field.