

T
N° d'ordre : 1820

gen 2000 1589
50376
1996
376



THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : ELECTRONIQUE

Par Emmanuelle HUSSE

**CONCEPTION, REALISATION ET CARACTERISATION DE
COMPOSANTS PASSIFS MICROONDES SUPRACONDUCTEURS A
HAUTE TEMPERATURE CRITIQUE**

Soutenue le 3 Octobre 1996 devant la Commission d'Examen

Président :	Monsieur E. CONSTANT
Directeur de thèse :	Monsieur J.C. CARRU
Rapporteurs :	Monsieur A. PERRIN Monsieur M. PYEE
Examineurs :	Monsieur M. LANNOO Monsieur A. VANOVERSCHELDE Monsieur J.M. WACRENIER

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord. Je remercie le Professeur E. Constant, directeur de l'Institut, de m'avoir accueillie dans son laboratoire et de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur J.C. Carru, professeur à l'Université du Littoral, à qui j'exprime toute ma reconnaissance. La confiance dont il a fait preuve à mon égard ainsi que ses conseils ont contribué à la réussite de ces travaux.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur A. Perrin, directeur de recherche C.N.R.S. au L.C.S.I.M. de Rennes et à Monsieur M. Pyee, professeur à l'Université de Paris VI, qui me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je suis très reconnaissante envers Monsieur M. Lannoo, directeur de recherche C.N.R.S. à l'I.E.M.N., département I.S.E.N., pour avoir accepté de participer à la commission d'examen.

Les mots sont bien peu de chose pour exprimer toute ma gratitude à Monsieur J.M. Wacrenier, professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, avec lequel j'ai eu la chance de travailler et qui me fait l'honneur de participer au jury de cette thèse.

J'ai eu la chance de rencontrer Monsieur A. Vanoverschelde, professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dans le cadre d'un réseau doctoral. Je le remercie de l'aide et des conseils qu'il m'a apportés lors de nos nombreuses discussions et d'accepter de juger ce travail.

Que tout le personnel de la Centrale de Technologie, grâce à qui la partie technologique de ce travail a été facilitée, reçoive mes remerciements.

Ce travail n'aurait pu aboutir sans le savoir faire pour le montage des circuits de Monsieur D. Vandermoere, ingénieur d'étude C.N.R.S., mais aussi de sa disponibilité, de sa convivialité et de nos très diverses discussions. Je tiens en l'en remercier.

La partie expérimentale de cette étude a fait appel de nombreuses fois aux compétences de Mesdames E. Delos et S. Lepillet et de Monsieur E. Playez, de la Centrale de Caractérisation. Qu'ils reçoivent ici toute ma reconnaissance et sympathie.

Je remercie également Messieurs J.C. Andries, J.C. Jennequin et P. Michon qui ont réalisé les pièces mécaniques utilisées lors de cette étude et Monsieur J.P. Dehorter qui a assuré la reprographie de ce mémoire.

Je tiens à remercier Mesdames M. Miens et K. Cocardon pour leur aide précieuse et leurs idées de génie quant à la mise en forme de mes dessins et transparents.

Je n'aurais garde d'oublier tous les chercheurs, techniciens et administratifs, qui ont contribué à la réalisation de cette étude directement ou indirectement.

Aux membres de mon équipe, Mademoiselle F. Mehri, Messieurs M. Achani, N. Bourzgui, P. Lepercq, Y. Roelens, qui m'ont supportée pendant cette thèse, pour leur soutien moral et leur amitié, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance.

Enfin, je tiens à associer à ces remerciements tous les membres du réseau doctoral en microtechnologies, professeurs et doctorants, du Nord et d'ailleurs, qui m'ont soutenu tout au long de ces trois années : Alfred, Cathy, Dorothee, Eric, Marjorie, Jacques, Jean-François, Pascal, Patrice, Philippe, et les autres.....

Cache-cache

C'avait été une oeuvre de longue haleine.

De dix années, jamais il n'avait quitté la bibliothèque où il travaillait, noircissant feuille après feuille, les empilant, se relisant à quelques mois de distance, voyageant dans un prodigieux univers mathématique qu'il créait lentement.

Vers la moitié de la dixième année, il vit se profiler la silhouette du résultat. L'ultime équation. La parfaite résolution. La preuve mathématique de l'existence de Dieu.

Il lui avait fallu tenir compte de tous les facteurs, bâtir un modèle exact et théorique de l'univers, réunir un million de coordonnées, les nouer en bottes serrées, y mettre le feu et peser les cendres. Mais maintenant, il connaissait l'ultime équation, il l'écrivait, il la démontrait. En son extrême simplicité, elle ne couvrait qu'un millier de pages. Il travailla vingt heures par jour. En trois mois d'un labeur harassant, il acheva ce travail, dernier aboutissement de l'esprit humain.

Il traça la dernière ligne, dessina amoureusement le dernier caractère, tira un trait au bas de la page, se demanda s'il allait mettre le mot « fin » en majuscules.

Alors la voix toute-puissante, écrasante, majestueuse, tonna de toutes parts et de nulle part. Il fit un bond, effrayé.

« C'est bon, disait la voix, tu m'as trouvé. À ton tour de te cacher. Je compte un million d'années. Et n'essaie pas de tricher. »

Gérard Klein

« La loi du talion »

SOMMAIRE



◆ INTRODUCTION	1
◆ Chapitre 1	
PRESENTATION DES SUPRACONDUCTEURS	7
1. QU'EST-CE QUE LA SUPRACONDUCTIVITE	9
1.1. Le phénomène de la supraconductivité	9
1.2. Les différents types de supraconducteurs	10
1.2.1. Les métalliques.....	10
1.2.2. Les organiques.....	10
1.2.3. Les supraconducteurs à base d'oxyde de cuivre	12
2. LES FILMS MINCES SUPRACONDUCTEURS A HAUTE TEMPERATURE CRITIQUE	15
2.1. Dépôt des films	15
2.1.1. Les substrats.....	15
2.1.2. Les différentes méthodes de dépôt	16
2.2. Caractérisation des films.....	16
2.2.1. Caractérisation structurale	17
2.2.2. Propriétés supraconductrices en régime continu et basses fréquences	18
2.2.3. Propriétés supraconductrices en hyperfréquences	19
2.2.3.1. <i>Théorie</i>	19
2.2.3.2. <i>Méthodes de caractérisation</i>	21
3. COMPOSANTS SUPRACONDUCTEURS	25
3.1. Lignes à retard	25
3.2. Antennes.....	27
3.3. Filtres	28
3.4. Coupleurs.....	28
3.5. Oscillateurs	29

◆ Chapitre 2

REALISATION TECHNOLOGIQUE ET CARACTERISATION	35
1. CHOIX DE LA STRUCTURE	37
2. REALISATION TECHNOLOGIQUE.....	39
2.1. Lithographie	39
2.1.1. Généralités	39
2.1.2. Choix de la résine	39
2.1.3. Procédé technologique	40
2.1.3.1. <i>Métallisation</i>	40
2.1.3.2. <i>Gravure</i>	40
2.1.4. Résumé.....	42
2.2. Gravures.....	43
2.2.1. Gravures humides	43
2.2.1.1. <i>Gravure des prototypes en or</i>	43
2.2.1.2. <i>Gravure des circuits supraconducteurs</i>	43
2.2.2. Gravure sèche par usinage ionique	44
2.2.2.1. <i>Présentation de la gravure</i>	44
2.2.2.2. <i>Paramètres d'attaque</i>	47
2.2.2.3. <i>Temps de gravure</i>	49
2.2.2.4. <i>Conclusion</i>	51
3. APPAREILLAGE DE MESURES HYPERFREQUENCES EN BASSES TEMPERATURES	53
3.1. Analyseur de réseaux.....	53
3.1.1. Paramètres de répartition.....	53
3.1.2. Analyseur de réseaux.....	54
3.2. Dispositifs cryogéniques	55
3.2.1. Cryostat.....	55
3.2.2. Cryogénérateur.....	57

4. CELLULES DE MESURES.....	59
4.1. Conception de la cellule.....	59
4.1.1. Dimensions	59
4.1.2. Maniabilité	59
4.1.3. Connectique	60
4.2. Etude des résonances parasites.....	61
4.2.1. Cas de la cellule sans substrat.....	62
4.2.2. Cas de la cellule avec un substrat.....	63
4.3. Caractérisation de la cellule.....	64
4.3.1. Calibrage.....	64
4.3.1.1. <i>Présentation générale</i>	64
4.3.1.2. <i>Choix du calibrage</i>	64
4.3.2. Evolution des pertes de la cellule en température.....	66
◆ Chapitre 3	
COUPLEURS	69
1. COUPLEURS EN ANNEAU.....	71
1.1. Coupleur simple à 10 GHz.....	71
1.1.1. Géométrie du coupleur.....	71
1.1.2. Optimisation	72
1.1.3. Mesures	74
1.2. Coupleur large bande passante à 14 GHz.....	76
1.2.1. Conception du coupleur.....	76
1.2.2. Résultats des mesures	78
2. COUPLEURS A LIGNES COUPLEES	79
2.1. Ligne microruban simple	79
2.1.1. Valeurs caractéristiques	79
2.1.2. Influence de l'épaisseur de la ligne.....	82

2.2. Coupleurs à lignes uniformes.....	84
2.2.1. Valeurs caractéristiques.....	84
2.2.2. Détermination des dimensions	87
2.2.3. Amélioration des performances	88
2.3. Coupleurs à lignes non-uniformes.....	92
2.3.1. Présentation et intérêt de la structure	92
2.3.2. Calcul du couplage.....	93
2.3.3. Dimensions du coupleur	94
2.4. Conclusion.....	98

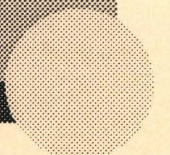
◆ **Chapitre 4**

FILTRES..... 101

1. SYNTHÈSE DES FILTRES	103
1.1. Caractéristiques générales	103
1.2. Fonctions d'approximation.....	104
1.2.1. Fonction de Butterworth.....	104
1.2.2. Fonction de Chebyshev	105
1.3. Conception d'un filtre passe-bande.....	106
1.3.1. Filtre passe-bas	106
1.3.2. Cas des microondes.....	108
1.3.3. Filtre passe-bande	109
1.3.3.1. Détermination de l'ordre du filtre.....	109
1.3.3.2. Géométrie du filtre.....	110
1.3.3.3. Calcul des dimensions.....	110
1.4. Pertes d'insertion dans les filtres	112
2. FILTRES SUR MgO.....	115
2.1. Filtres quatre pôles.....	115
2.1.1. Cahier des charges	115
2.1.2. Détermination des dimensions du filtre.....	115

2.1.3. Simulations et mesures	118
2.1.3.1. <i>Prototype métallique</i>	118
2.1.3.2. <i>Filtre supraconducteur</i>	118
2.2. Filtres six pôles	120
2.2.1. Détermination des dimensions du filtre	121
2.2.2. Simulation et mesures	123
2.2.2.1. <i>Prototype métallique</i>	123
2.2.2.2. <i>Filtre supraconducteur</i>	124
3. FILTRES SUR LaAlO_3	127
3.1. Cahier des charges	127
3.2. Dimensions du filtre.....	127
3.3. Simulations et mesures	128
3.3.1. Prototype métallique	128
3.3.2. Filtres supraconducteurs	130
4. DIPLEXEUR	131
◆ CONCLUSION.....	135
◆ ANNEXES	141
ANNEXE 1. RECAPITULATIF DES REALISATIONS EFFECTUEES	143
ANNEXE 2. ETUDE DES RESONANCES DANS UNE CAVITE RECTANGULAIRE	145
ANNEXE 3. EFFETS DE LA DISPERSION.....	153

INTRODUCTION



INTRODUCTION

La conduction du courant électrique sans perte d'énergie est une des propriétés la plus attractive des supraconducteurs. Matériaux découverts en 1911 par Onnes, leur température de fonctionnement est longtemps restée en dessous de 25 K. Par conséquent, les quelques applications mises au point nécessitaient l'utilisation d'hélium liquide comme système de réfrigération. Elles restaient donc marginales et destinées à des domaines où seule l'utilisation de matériaux supraconducteurs permet d'obtenir des performances spécifiques.

En 1987, la découverte de supraconducteurs à 35 K, puis le dépassement du seuil fatidique de 77 K, température de l'azote liquide, a ouvert de nouveaux horizons. Un foisonnement de travaux a alors vu le jour. Actuellement, cet engouement a légèrement diminué, mais l'on peut distinguer trois grandes orientations dans le domaine d'étude des films supraconducteurs en hyperfréquences.

La première concerne la caractérisation électromagnétique des matériaux afin de mettre en évidence les paramètres spécifiques aux supraconducteurs et de les confronter aux différentes théories existantes. L'objectif est d'arriver à bâtir un modèle adapté aux supraconducteurs à haute température critique.

En deuxième lieu, les recherches concernent les applications mettant en oeuvre les propriétés particulières des supraconducteurs. Ainsi, des études sont faites pour réaliser des transistors à base de jonctions Josephson (superposition de couches de matériau supraconducteur et normal) et des transistors alliant matériaux semiconducteurs et supraconducteurs.

La troisième gamme d'applications vise la transposition directe des composants microondes aux supraconducteurs. Les faibles pertes de ces matériaux permettent alors une amélioration du fonctionnement des circuits, qu'ils soient entièrement supraconducteurs ou qu'ils réunissent composants supraconducteurs et semiconducteurs. De nombreux travaux réalisés dans ce domaine ont montré clairement l'intérêt de l'utilisation des supraconducteurs.

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but de démontrer la faisabilité de composants passifs microondes supraconducteurs et l'amélioration des performances obtenues par rapport aux circuits équivalents métalliques. Ce rapport s'articule autour de quatre chapitres.

Après une présentation du phénomène de la supraconductivité et des différents types de matériaux supraconducteurs existants, nous abordons dans le premier chapitre le cas des films minces. En particulier, notre attention se porte sur les substrats, les méthodes de dépôts des films et leurs caractérisations, physique et dynamique. Un aperçu des applications des supraconducteurs en vue de la réalisation de composants destinés aux télécommunications conclue ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous justifions le choix de la structure utilisée pour nos circuits. Puis nous explicitons les différentes étapes de réalisation technologique en insistant plus particulièrement sur la partie gravure. Pour finir, nous présentons le dispositif expérimental de mesures hyperfréquences et cryogéniques.

Nous avons choisi de réaliser deux types de composants passifs dans la bande de fréquence 10 - 20 GHz. L'objet du troisième chapitre est l'étude théorique, la simulation et la présentation des résultats de mesures sur des coupleurs à large bande. La première partie du chapitre traite le cas des coupleurs en anneau. La deuxième partie est consacrée à l'étude des coupleurs à lignes couplées. Nous y détaillons les différentes étapes qui ont abouti à la réalisation d'un logiciel de simulation.

Dans le quatrième chapitre, nous abordons le cas des filtres à bande très étroite. Après un rappel de la théorie des filtres, nous présentons la réalisation de différents filtres à lignes quart d'onde couplées en nous appuyant à chaque fois sur des simulations.

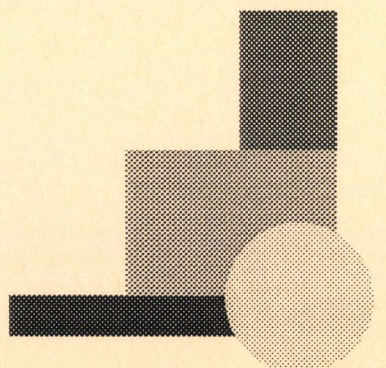
Ce travail se situe dans le cadre d'une activité plus générale sur les supraconducteurs qui englobe différentes équipes de recherche de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord :

- L'équipe "Physique théorique" qui travaille principalement sur la théorie de la supraconductivité et sur l'élaboration de supraconducteurs organiques.
- L'équipe "Electromagnétisme des circuits hyperfréquences" qui met au point des outils de CAO adaptés aux caractères spécifiques des composants supraconducteurs.
- L'équipe "Caractérisation des matériaux" dans laquelle s'est déroulé ce travail, qui a pour objectif de mettre au point des méthodes de caractérisations des films minces supraconducteurs et de développer des composants microondes passifs et actifs utilisant ces films.

La partie sur les coupleurs large bande en anneau s'inscrit dans le cadre d'une Action Spécifique sur Programme du Ministère de l'Education Nationale, de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche "Etudes de circuits passifs microondes à supraconducteurs" réunissant les quatre laboratoires suivants :

- L'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord, Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (Villeneuve d'Ascq).
- L'Institut d'Electronique Fondamental (Orsay)
- Le Laboratoire de Dispositifs Infrarouges et Microondes (Paris)
- Le Laboratoire de Chimie du Solide Inorganique Moléculaire (Rennes)

**PRESENTATION
DES SUPRACONDUCTEURS**



1. QU'EST-CE QUE LA SUPRACONDUCTIVITE

1.1. Le phénomène de la supraconductivité

Un matériau est dit supraconducteur si, en dessous d'une température précise, appelée Température Critique T_c , il vérifie les trois propriétés que nous allons décrire.

La première concerne la résistance du matériau. A la température critique, cette résistance chute et devient nulle en dessous de cette température. Le matériau est alors dans l'état supraconducteur. Pour des valeurs supérieures à la température critique, le matériau supraconducteur est dans l'état normal. Il possède une résistance qui évolue en température comme celle d'un métal. Ce phénomène est illustré à la Figure 1-1.

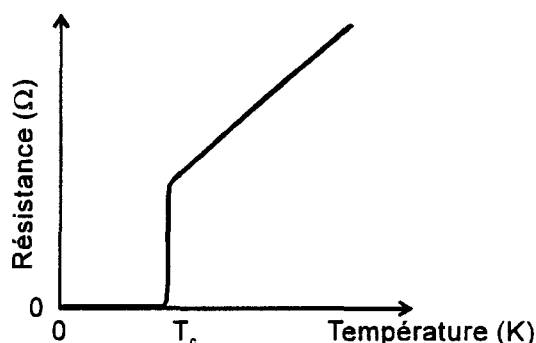


Figure 1-1 : Evolution de la résistance d'un matériau supraconducteur en fonction de la température

La caractéristique la plus connue car la plus spectaculaire des supraconducteurs est leur diamagnétisme parfait. Le champ magnétique, qui pour des températures supérieures à T_c traverse le matériau, est expulsé de celui-ci quand il passe dans l'état supraconducteur (cf. Figure 1-2). Ce phénomène est appelé effet Meissner-Ochsenfeld. C'est de cette deuxième propriété que découle l'expérience de lévitation magnétique.

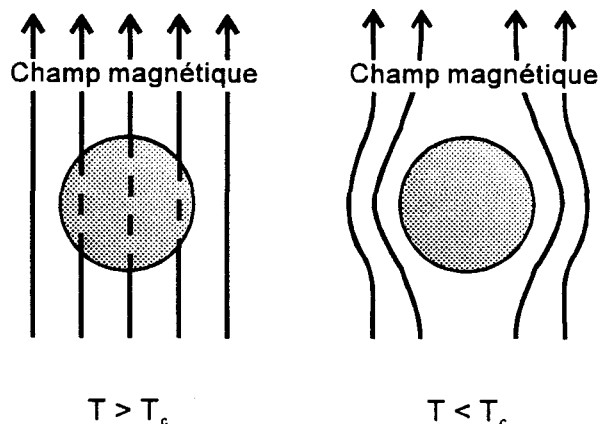


Figure 1-2 : Effet Meissner provoqué par le diamagnétisme parfait des supraconducteurs en dessous de la température critique

La troisième propriété est liée à la chaleur spécifique du matériau. Celle-ci présente une discontinuité à la température critique. Elle évolue ensuite avec une pente plus raide que les métaux (cf. Figure 1-3).

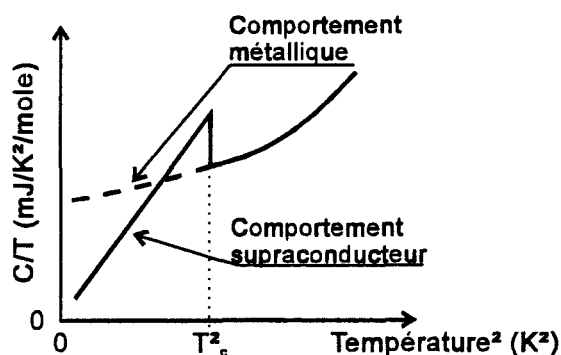


Figure 1-3 : Evolution de la chaleur spécifique d'un matériau supraconducteur

1.2. Les différents types de supraconducteurs

1.2.1. Les métalliques

Tout commence en 1911, quand Kammerlingh Onnes et son assistant Gilles Holst découvrent que la résistivité du mercure devient indétectable en dessous de 4.23 K. Ils viennent de trouver le premier supraconducteur dit à basse température critique.

Jusqu'aux années 80, d'autres métaux, alliages ou composés, supraconducteurs vont ainsi être découverts. Tous ont des températures critiques inférieures à 23 K. Parmi ceux-ci, les plus usités sont le niobium ($T_c = 9$ K), et les alliages de niobium : NbTi ($T_c = 11$ K), NbN ($T_c = 16$ K) et Nb₃Sn ($T_c = 18$ K).

1.2.2. Les organiques

A partir de 1980 est apparue une nouvelle classe de supraconducteurs : les supraconducteurs organiques. Ces matériaux tiennent leur nom du fait qu'ils comprennent tous des atomes de carbone.

Il existe des supraconducteurs organiques monodimensionnels, bidimensionnels et tridimensionnels [1]. Les plus connus sont les composés à base de C₆₀, aussi appelés fullerènes (cf. Figure 1-4). Leur température critique n'est pas très élevée. Le maximum atteint est de 43 K pour un composé tridimensionnel de C₆₀ dopé au rubidium et au thalium.

Signalons que récemment [2] un pseudo-fullerène (Iso Hexa Imino Cryptand) a été synthétisé par M.De Backer et coll. Le dopage avec un alcalin (Rubidium ou Césium) rend ce matériau supraconducteur avec une température critique supérieure à 50 K (température déterminée par susceptibilité alternative).

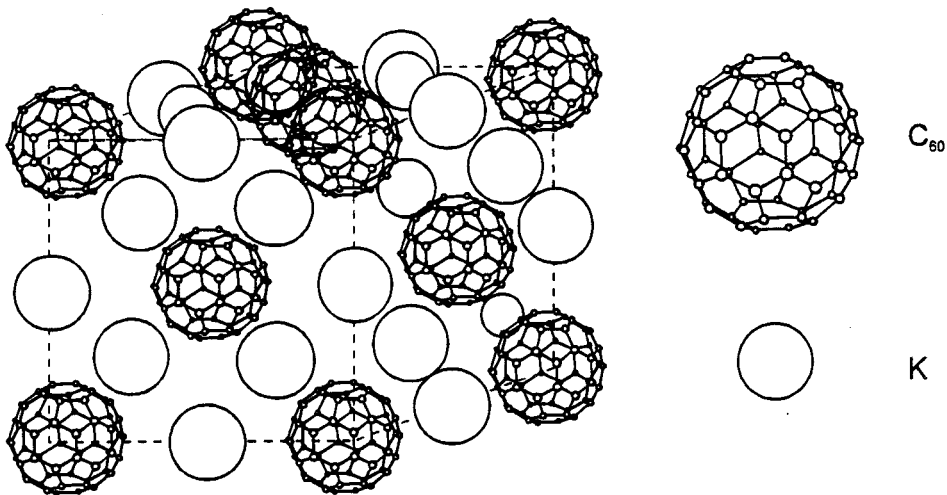


Figure 1-4 : Molécule de K_3C_{60} . Le potassium peut être remplacé par du césium ou du rubidium

Supraconducteur	Température critique (K)	Année de découverte
Hg	4.2	1911
NbSn	18	1955
NbGe	28	1972
LaSrCuO	38	1986
YBaCuO	92	1987
BiSrCaCuO	105	1987
TaBaCaCuO	115	1988
Rb_3C_{60}	30	1991
HgBaCaCuO	135	1992
	160 sous 25 GPa	1993
IHIC	50	1996

Tableau 1-1

1.2.3. Les supraconducteurs à base d'oxyde de cuivre

En 1986, Berdnoz et Müller découvrent un composé, le BaLaCuO, supraconducteur à 35 K, température nettement supérieure au maximum d'alors, 23 K. Très vite la barrière de la température de l'azote liquide, 77 K, est dépassée. En février 1987, la température critique de 92 K est atteinte par l'oxyde de cuivre $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$. Le maximum atteint par ces composés est actuellement tenu par HgBaCaCuO , il est de 135 K à pression atmosphérique et de 160 K sous très forte pression.

La montée de la température critique a semblé faire à nouveau un saut en décembre 1993. En effet, deux équipes françaises, de Paris et de Grenoble, ont annoncé simultanément avoir atteint $-23\text{ }^\circ\text{C}$ pour la première [3], $-3\text{ }^\circ\text{C}$ pour la seconde [4]. Cependant seule la chute de résistivité avait été mise en évidence et la vérification des autres propriétés n'a pas paru concluante. A notre connaissance, ces résultats n'ont pas été reproduits.

Tous ces composés sont caractérisés par la présence de plans de cuivre-oxygène CuO_2 . Par exemple, dans le composé $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ (cf. Figure 1-5) deux plans de CuO_2 sont séparés par un plan d'yttrium. L'ensemble forme une couche qui est considérée comme le siège de la supraconductivité. De part et d'autre des plans CuO_2 sont intercalées des couches formées de chaînes CuO_x ($0 < x < 1$) dont le rôle exact n'est pas encore établi.

Pour ces supraconducteurs à haute température critique, il n'y a pas d'accord actuellement entre les théoriciens pour expliquer l'existence de la supraconductivité. La présence d'électrons appairés (paires de Cooper) dans l'état supraconducteur a été établie théoriquement. Par contre l'origine de leur formation est fortement controversée. Plusieurs modèles théoriques sont en compétition.

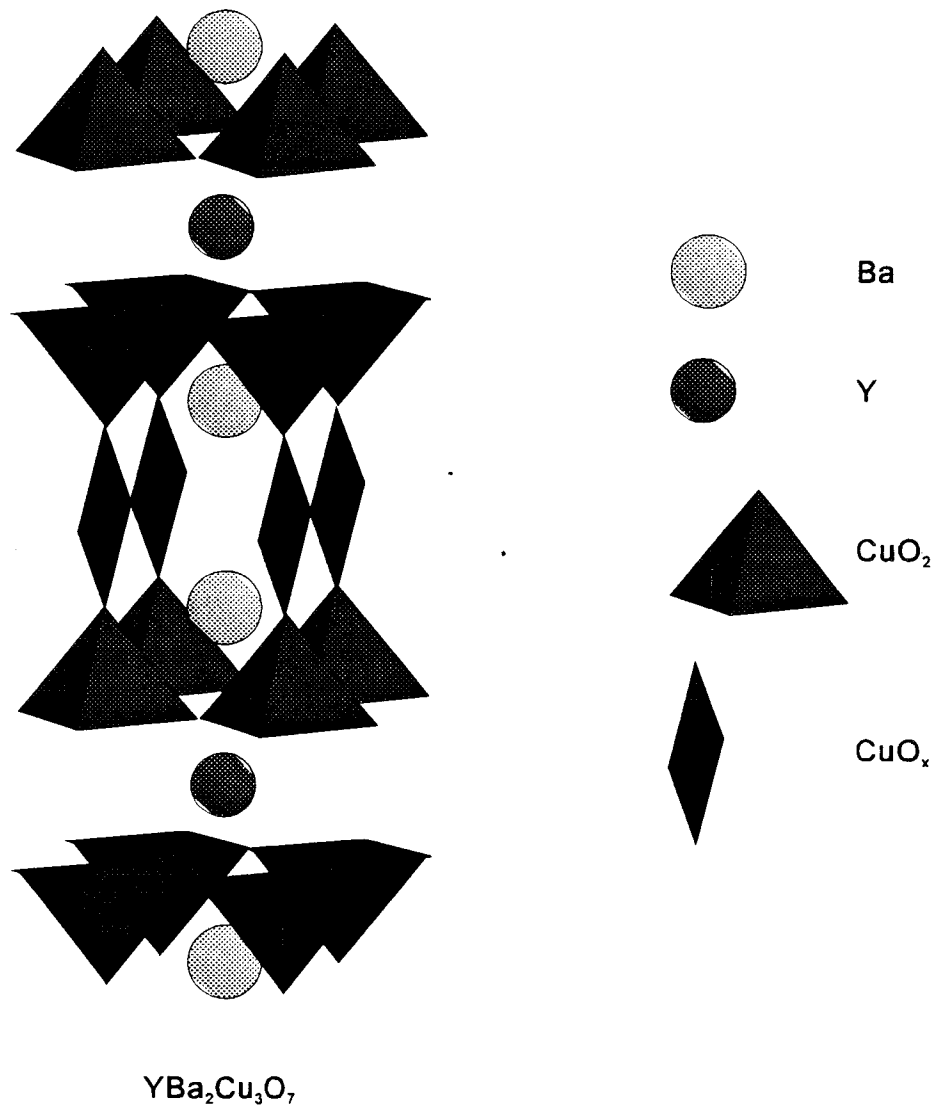


Figure 1-5 : Molécule d' $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

2. LES FILMS MINCES SUPRACONDUCTEURS A HAUTE TEMPERATURE CRITIQUE

2.1. Dépôt des films

2.1.1. Les substrats

Les films supraconducteurs, pour être utilisés en vue de la réalisation de composants et de circuits supraconducteurs, doivent être déposés sur des substrats vérifiant des critères physiques et hyperfréquences.

Le premier critère de sélection est l'aptitude du substrat à favoriser une croissance de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$. Pour cela, il est indispensable que les paramètres de maille du substrat soient les plus proches possibles de ceux du supraconducteur.

En vue d'applications hyperfréquences, le second critère de choix concerne les caractéristiques diélectriques du substrat, à savoir sa constante diélectrique ϵ_r et sa tangente de perte $\tan\delta$. Il est indispensable d'avoir une constante diélectrique raisonnable (inférieure à 30) et surtout un facteur de pertes très faible (inférieur à 10^{-5}).

Le substrat qui correspond le mieux à ces critères est LaAlO_3 . Mais sa constante diélectrique de 24 peut être un handicap dans la simulation de composants, quand la plupart des logiciels ont des modèles fonctionnant pour des constantes inférieures à 18.

Le saphir Al_2O_3 présente de très bonnes propriétés hyperfréquences mais possède une constante diélectrique différente suivant la direction envisagée. De plus, sa réactivité avec $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ nécessite le dépôt de couches tampons.

Enfin, le MgO présente des propriétés satisfaisantes. Sa constante diélectrique, de l'ordre de 10, facilite la simulation de composants. Cependant, il a l'inconvénient d'être hygroscopique, ce qui fait que ses propriétés hyperfréquences se dégradent quand il est soumis à des solutions aqueuses de façon répétée.

	MgO	LaAlO ₃	Al ₂ O ₃	YBa ₂ Cu ₃ O ₇
Maille cristalline	cubique	rhomboédrique	hexagonale	orthorhombique
Paramètres de maille				
a	4.21	3.79	4.76	3.82
b				3.88
c			12.99	11.68
Différence de paramètres de maille (%)	9	2	23	
Constante diélectrique ϵ_r	9.6 à 9.9	24	9.3 et 11.3	
Tangente de perte $\tan\delta$	$10^{-3} - 10^{-5}$	$10^{-3} - 10^{-5}$	10^{-3}	
Coefficient de dilatation thermique α (20 °C-900 °C) ($10^{-6} / ^\circ\text{C}$)	8-12	11-12	5-7.5	11-13

Tableau 2-1 : Principales caractéristiques cristallines et diélectriques des substrats comparées à celles de YBa₂Cu₃O₇

2.1.2. Les différentes méthodes de dépôt

Les trois méthodes de dépôt les plus courantes sont la pulvérisation cathodique, le dépôt chimique en phase vapeur et l'ablation laser. Les échantillons que nous avons utilisés proviennent de différents laboratoires (cf. Annexe 1) et ont tous été déposés par ablation laser [5] [6]. Aussi nous présentons avec un peu plus de détails cette méthode.

L'ablation laser est une méthode de dépôt physique : un faisceau laser de haute énergie est focalisé, dans une enceinte à vide, sur une cible stoechiométrique du matériau à déposer. Des particules de la cible sont éjectées sous cet impact, formant ce que l'on nomme la "plume laser" et viennent se déposer sur un substrat placé en regard. Dans le cas du dépôt de films YBa₂Cu₃O₇ supraconducteurs, la croissance épitaxiale s'effectuera in situ si le substrat est chauffé sous pression d'oxygène.

2.2. Caractérisation des films

Il existe de nombreuses méthodes de caractérisation de films supraconducteurs. Nous nous limitons ici à celles effectuées à l'université de Rennes 1 (Paragraphes 2.2.1. et 2.2.2.) et à l'I.E.M.N. (Paragraphe 2.2.3.).

2.2.1. Caractérisation structurale

Pour avoir de bonnes propriétés de conduction du courant, les cristaux d' $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ doivent être disposés sur le substrat de la façon la plus satisfaisante possible. Ainsi, comme l'indique la Figure 2-1, les cristaux peuvent être orienté $C_{\perp 0}$, $C_{\perp \theta}$, ou encore C_{\parallel} . Le film est dit épitaxié quand tous les grains ont la même orientation. Dans ce cas, les plans CuO_2 sont parallèles au substrat et les grains sont alignés suivant les axes a et b.

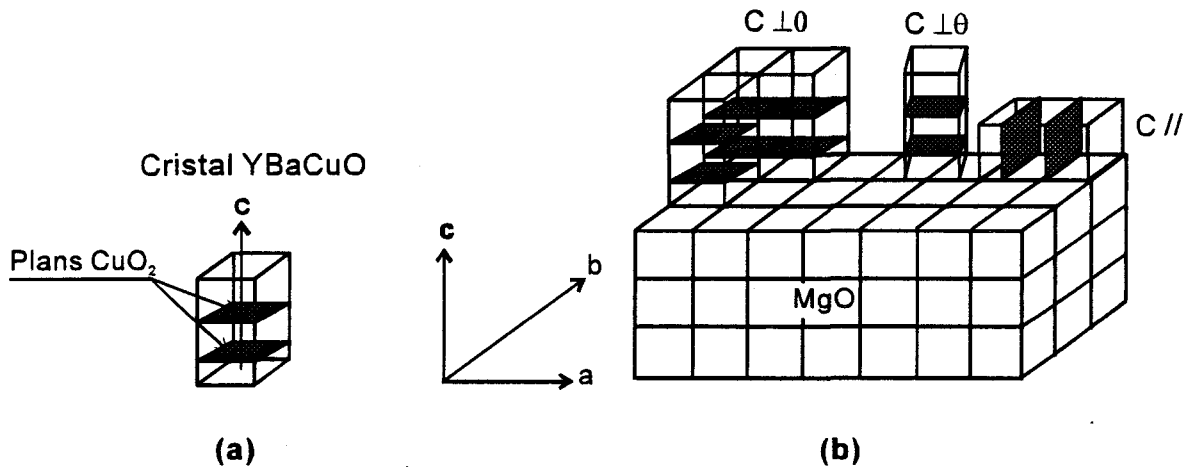


Figure 2-1 : Texture d'une couche $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ déposée sur un substrat diélectrique

Il existe différentes méthodes pour déterminer la qualité structurale du film supraconducteur. Ainsi, le R.H.E.E.D. (Reflection High Energy Electron Diffraction), réalisé in-situ, permet d'observer l'état de surface du substrat avant le dépôt, puis du film mince, à l'échelle atomique. Cette méthode permet aussi de déterminer si le film est épitaxié ou non [5].

L'E.C.P. (Electron Channeling Pattern) [7] permet de mettre en évidence les orientations du film dans son plan, d'où une étude de l'épitaxie, et d'évaluer sa qualité structurale.

La diffraction de rayon X en mode θ - 2θ permet de déterminer l'axe cristallographique d'orientation du matériau. Le balayage $\Delta\theta$ autour de la raie pour 2θ fixé (rocking curve) donne une indication sur la désorientation éventuelle de domaines par rapport à la normale au plan du film [8]. Sur la Figure 2-2 nous donnons un exemple de diagramme de diffractions de rayons X, réalisé pour le film L437Y. L'existence des pics $(00n)$ montre que le film est orienté suivant l'axe c. Les courbes de balayage en $\Delta\theta$ montrent un angle de 0.2° pour le MgO et 1.04° pour $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$, ce qui indique la présence de grains dont l'axe c est un peu écarté de la perpendiculaire au substrat (effet de mosaïcité).

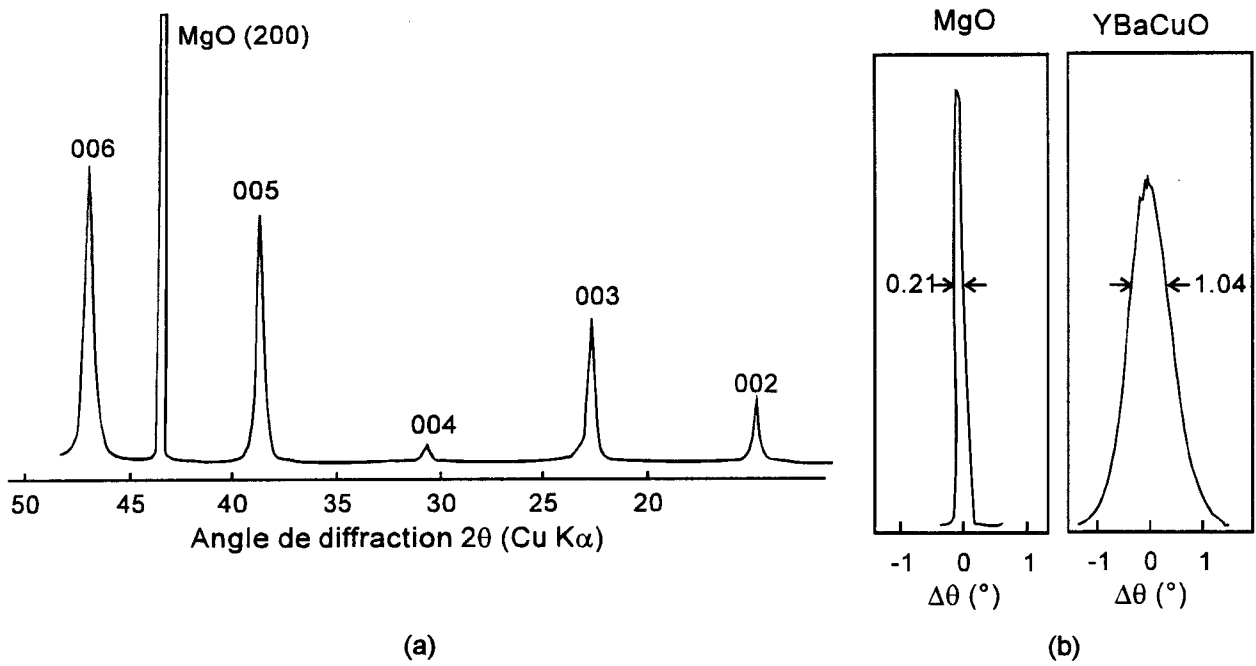


Figure 2-2 : Diagramme de diffraction de rayons X du film L437Y déposé par ablation laser (L.C.S.I.M., Rennes) sur MgO. (a) Diffractogramme standard θ - 2θ . (b) Balayage en θ autour de la raie (200) du MgO et de la raie (005) du film $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

2.2.2. Propriétés supraconductrices en régime continu et basses fréquences

La mesure résistive permet de déterminer la température critique en régime continu et la largeur de la bande de transition. La Figure 2-3 présente la transition du film L437Y utilisé par la suite pour réaliser un composant. Ce film a une température critique de 88 K. Dans la partie où le supraconducteur est dans l'état normal, la résistance évolue suivant un comportement métallique, en effet, elle diminue linéairement en fonction de la température.

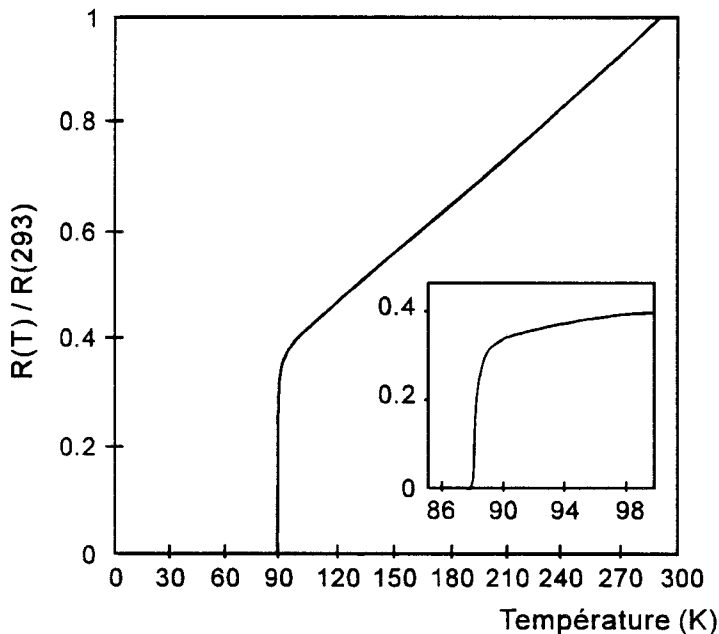


Figure 2-3 : Transition résistive du film L437Y déposé sur MgO

La mesure inductive donne la température critique de l'ensemble de l'échantillon, mais aussi des informations sur son homogénéité et d'éventuels effets de granularité [9]. Nous présentons un exemple de caractérisation inductive obtenue sur le film L685Y (le film précédent n'a pu être testé à cause de sa grande taille).

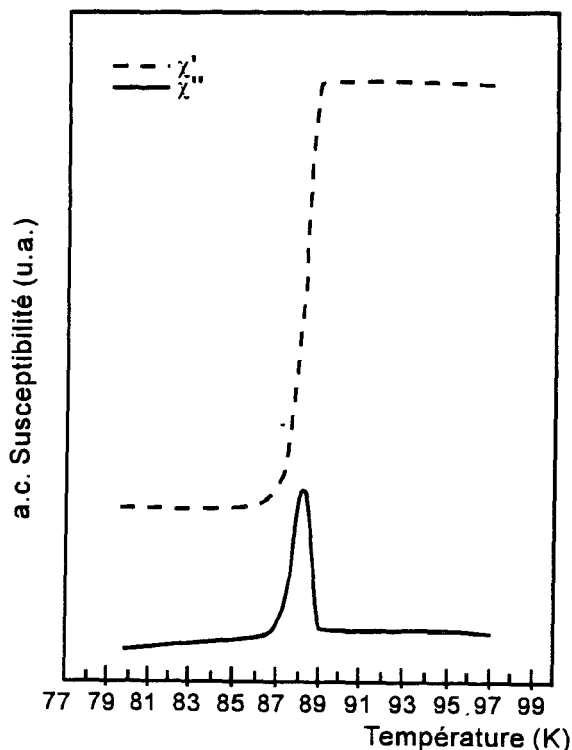


Figure 2-4 : Détection de la transition inductive du film L685Y déposé par ablation laser (L.C.S.I.M., Rennes) sur MgO

2.2.3. Propriétés supraconductrices en hyperfréquences

2.2.3.1. Théorie

Dans la phase supraconductrice, le matériau peut être caractérisé en hyperfréquences, par les trois paramètres suivants.

i. La profondeur de pénétration de London λ_l

Cette profondeur est celle de la pénétration du champ magnétique dans le matériau. Elle dépend fortement de la température et est indépendante de la fréquence. D'après le modèle phénoménologique à deux fluides [10] [34], la profondeur de pénétration est donnée par :

$$\lambda_l(T) = \frac{\lambda_l(0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^\alpha}} \text{ où } \alpha \text{ est compris entre 1.4 et 1.8}$$

Eq. 2-1

ii. La conductivité complexe

D'un point de vue macroscopique, le supraconducteur est assimilé à un matériau composé de deux fluides, l'un constitué d'électrons normaux et l'autre d'électrons supraconducteurs. La conductivité totale liée à l'ensemble de ces électrons est alors un nombre complexe et vaut :

$$\sigma^* = \sigma_1 - i\sigma_2$$

où σ_1 est la conductivité liée aux porteurs normaux

σ_2 est la conductivité liée aux porteurs supraconducteurs

Eq. 2-2

σ^* est fonction de T/T_c .

iii. L'impédance de surface

En régime continu, en dessous de la température critique, les supraconducteurs présentent une résistance considérée comme nulle. En hyperfréquences, cette propriété n'est plus vérifiée. Il existe à la surface du matériau une impédance, appelée impédance de surface Z_s .

Si on considère un conducteur plan semi-infini soumis à une onde électromagnétique arrivant sous incidence normale, l'impédance de surface est définie par le rapport des champs électrique et magnétique tangentiels régnant à sa surface :

$$Z_s = \frac{E_{\text{tan}}}{H_{\text{tan}}}$$

Eq. 2-3

D'après les équations de Maxwell, nous pouvons également écrire, pour un conducteur d'épaisseur infinie :

$$Z_s = \sqrt{\frac{i\omega\mu_0}{\sigma^*}} = R_s + iX_s$$

où ω est la pulsation de vibration de l'onde

μ_0 est la perméabilité du vide

σ^* est la conductivité du conducteur

R_s et X_s sont respectivement la résistance et la réactance de surface du conducteur massif

Eq. 2-4

Pour un film supraconducteur dont l'épaisseur e est inférieure ou voisine de λ_l :

$$Z_{s\Box} = \sqrt{\frac{i\omega\mu_0}{\sigma^*}} \coth(\sqrt{i\omega\mu_0\sigma^*}e) = R_{s\Box} + iX_{s\Box}$$

où ω est la pulsation de vibration de l'onde

μ_0 est perméabilité du vide

σ^* est la conductivité du conducteur

e épaisseur du conducteur

$R_{s\Box}$ est la résistance carrée de surface, c'est à dire la résistance de surface d'un film mince d'épaisseur de l'ordre de grandeur de la profondeur de pénétration

$X_{s\Box}$ est la réactance carrée de surface

Eq. 2-5

Il a été montré récemment par X.Castel et coll. [11] que la résistance de surface R_s peut être estimée à partir de la susceptibilité alternative. Cette méthode montre que la valeur de la résistance de surface n'est pas liée à la température critique, des échantillons ayant une température critique très élevée peuvent avoir une résistance de surface élevée. Par contre, elle montre une forte corrélation entre la qualité épitaxiale du film et la résistance de surface.

2.2.3.2. Méthodes de caractérisation

Afin de déterminer les paramètres décrits ci-dessus, différentes méthodes de caractérisation existent. Nous décrivons rapidement dans ce qui suit les méthodes qui ont été développées au laboratoire [12].

i. Méthode en transmission

Cette méthode a été étudiée par F.Mehri [13]. Elle permet d'accéder à la conductivité complexe d'une couche mince supraconductrice et de connaître la résistance R_s , la réactance X_s et la profondeur de pénétration λ_l du film mince supraconducteur.

Un échantillon est placé entre les brides de deux guides d'ondes rectangulaires fonctionnant dans la bande de fréquence 18 - 26.5 GHz (cf. Figure 2-5). En tenant compte des réflexions multiples de l'onde dues aux interfaces ainsi que des propriétés de chaque milieu, on déduit la valeur de la conductivité complexe σ^* à partir du rapport des puissances des ondes incidente et transmise, mesuré en module et en phase.

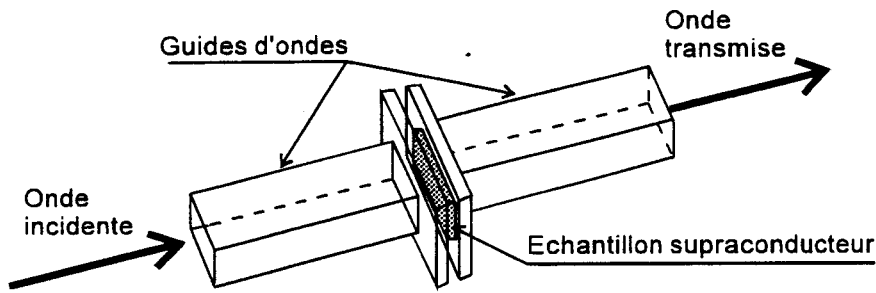


Figure 2-5 : Transmission de puissance à travers un film mince supraconducteur

La Figure 2-6 met en évidence l'évolution des parties réelles et imaginaires de la conductivité. La partie imaginaire σ_2 est caractéristique de l'état supraconducteur. En effet, elle est nulle de 293 K à 92 K et augmente très rapidement pour arriver à 2.5×10^7 S/m à 85 K.

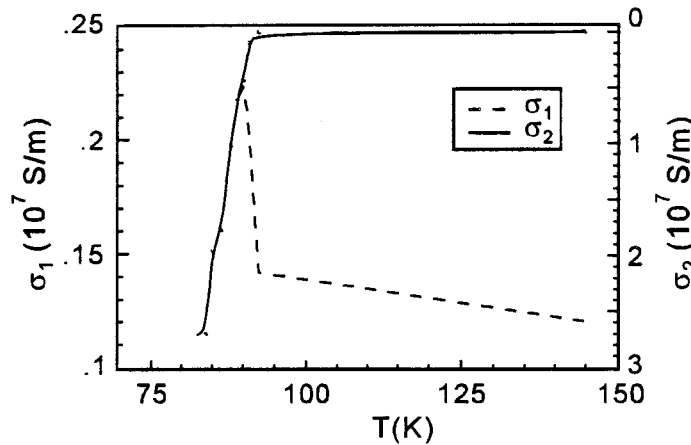


Figure 2-6 : Evolution de la conductivité complexe en fonction de la température à 22 GHz pour le film D156 (déposé par ablation laser par D.Chambonnet à Alcatel, Marcoussis)

De la conductivité, on peut déterminer les autres paramètres électriques du film, notamment la résistance de surface R_s et la longueur de pénétration λ_l (cf. Figure 2-7 et Figure 2-8).

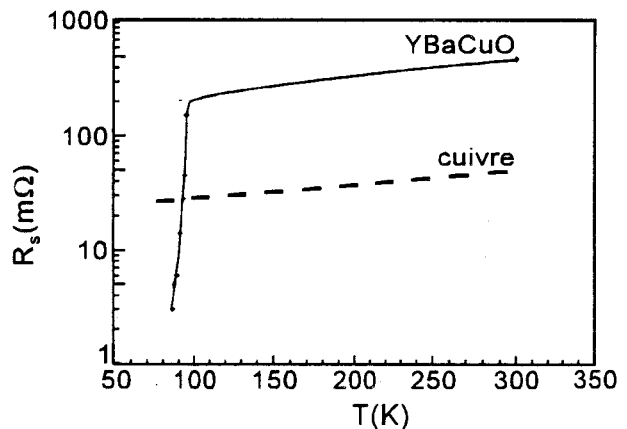
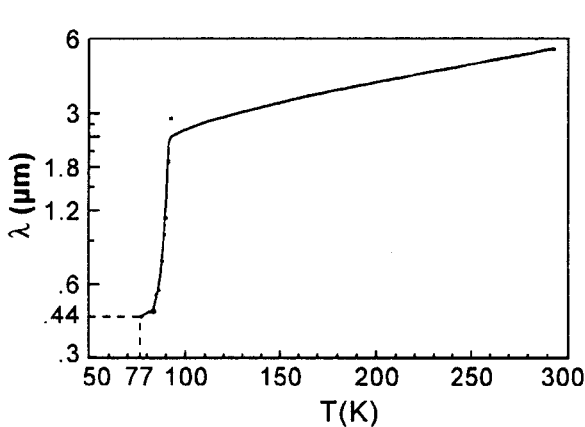


Figure 2-7 et Figure 2-8 : Longueur de pénétration de London λ_l et résistance de surface R_s calculées à 22 GHz à partir de la conductivité complexe pour un film $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$

L'intérêt de cette méthode est qu'elle est non-destructive et qu'elle permet une caractérisation des propriétés électromagnétiques sans l'aide de modèle théorique. Cependant, cette méthode est très délicate à mettre en oeuvre car elle demande une très grande minutie dans la mise en place de l'échantillon et la durée des mesures est très longue car il faut effectuer un calibrage en basses températures.

ii. Méthode en cavité résonante

Cette méthode non destructive, mise en oeuvre par P.Lepercq [14], utilise une cavité en cuivre dans laquelle est placé l'échantillon supraconducteur (cf. Figure 2-9).

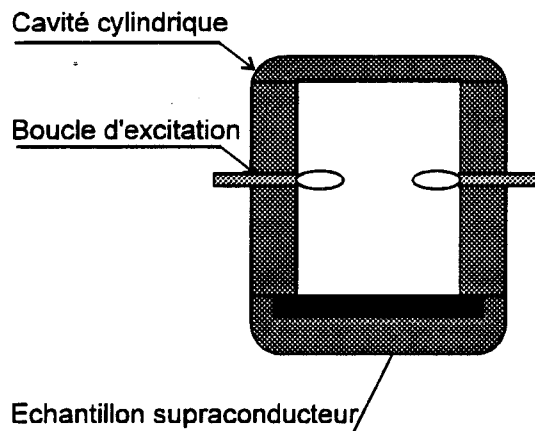


Figure 2-9 : Cavité résonante

L'onde hyperfréquence, transmise par l'intermédiaire des boucles d'excitation, engendre la présence dans la cavité de modes de résonance connus. La mesure de la transmission autour de la fréquence de résonance donne accès à la bande passante à 3 dB, et par suite au coefficient de qualité chargé Q_1 . Le coefficient de qualité à vide Q_0 est obtenu à partir de Q_1 par :

$$Q_0 = \frac{Q_1}{1 - |S_{21}|^2}$$

où S_{21} est le coefficient de transmission, rapport des puissances de l'onde incidente sur l'onde transmise

Eq. 2-6

A partir de Q_0 , il est possible d'obtenir, de manière analytique, la résistance carrée de surface du film mince. La Figure 2-10 présente l'évolution en température de la résistance carrée de surface carrée du film précédent et du cuivre massif.

La précision de cette méthode est moyenne, en revanche, elle ne demande aucune préparation préalable de l'échantillon.

Nous pouvons constater que la résistance du film supraconducteur est inférieure à celle du cuivre pendant la transition supraconductrice et devient trois fois plus faible au moins dans la phase supraconductrice.

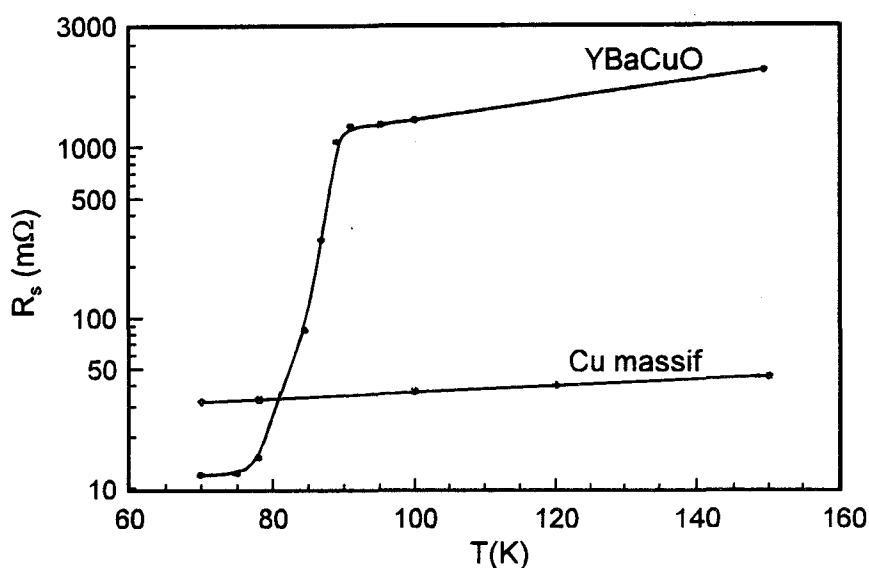


Figure 2-10 : Résistance carrée de surface du film D156 comparée à celle d'un échantillon de cuivre massif. Mesures réalisées en fonction de la température à 35 GHz.

iii. Méthode du résonateur microruban

Cette méthode, étudiée par D.Chauvel [15], nécessite la gravure du film supraconducteur. Elle est donc, contrairement aux deux méthodes précédentes, destructive.

Les résonateurs microrubans se présentent sous des géométries diverses, droit et en anneau par exemple (cf. Figure 2-11). Sur la face non gravée du substrat, doit être déposé un plan de masse formé d'un conducteur le meilleur possible, de préférence un supraconducteur.

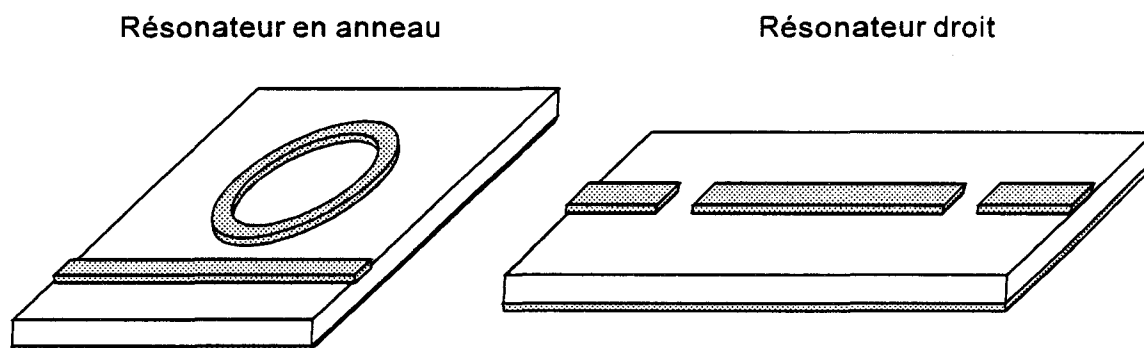


Figure 2-11 : Exemple de géométrie de résonateurs microrubans

La méthode permet d'aboutir avec certaines hypothèses à la résistance de surface du film, et elle nécessite l'utilisation d'un modèle théorique pour déterminer la profondeur de pénétration. Les coefficients de qualité des résonateurs supraconducteurs sont souvent limités par les pertes diélectriques et par le rayonnement des lignes conductrices. Le couplage du résonateur à la ligne d'excitation doit être choisi suffisamment faible pour être négligeable.

3. COMPOSANTS SUPRACONDUCTEURS

Jusqu'à ces dernières années, les seules applications industrielles supraconductrices présentes sur le marché étaient toutes basées sur des aimants ou des jonctions à base de supraconducteur à basse température. Ces applications se situent dans le domaine médical par l'utilisation de l'imagerie par résonance magnétique nucléaire, militaires pour la réalisation de radar très sensibles, ou encore pour le fonctionnement des accélérateurs de particules.

Le développement intensif actuel des moyens de télécommunications sans fils provoque une recrudescence de la part d'industriels* [16], [17] de la recherche sur les composants microondes supraconducteurs nécessaires à la réalisation de systèmes de réception/émission, dans les stations de base et dans les systèmes embarqués sur les satellites. En effet, ces systèmes nécessitent l'utilisation d'antennes, pour recevoir et émettre le signal, de lignes à retard, pour effectuer la transmission du signal pendant son traitement, de bancs de filtres, pour séparer les fréquences comprises dans la bande reçue par l'antenne ou les réassembler pour les émettre. Des coupleurs peuvent être utilisés pour assembler les filtres. Des oscillateurs à très faibles bruits permettent de restituer le signal avec la meilleure pureté possible.

Pour avoir des performances très élevées, les composants réalisés en matériau classique sont très encombrants. L'utilisation de supraconducteur permet de réduire la taille, et souvent de passer de composants en trois dimensions à des composants planaires. Le gain de place justifie alors le coût du système, surtout si celui-ci a pour but d'être embarqué sur des satellites. De plus, la nécessité de refroidir l'ensemble du système permet l'amélioration du fonctionnement des composants non supraconducteurs.

3.1. Lignes à retard

Les lignes à retard sont de simples lignes de transmission, mais ce sont des éléments indispensables pour une grande variété de circuits et de sous-systèmes. Leur rôle est d'apporter un retard précis à un signal sans par ailleurs modifier celui-ci.

* Du-Pont, Conductus, Illinois Superconductor, Superconductor Technologies, Superconductor Core Technologies, ISC wireless products

Les lignes planaires métalliques présentent des pertes importantes dès lors que la longueur souhaitée est grande. C'est pourquoi les câbles coaxiaux sont habituellement utilisés pour réaliser les lignes à retard. Les lignes supraconductrices présentent des pertes moins importantes que celles réalisées avec du cuivre (cf. Figure 3-1) et offrent donc une solution intéressante pour la réalisation des circuits, car leur encombrement est bien plus faible que les câbles.

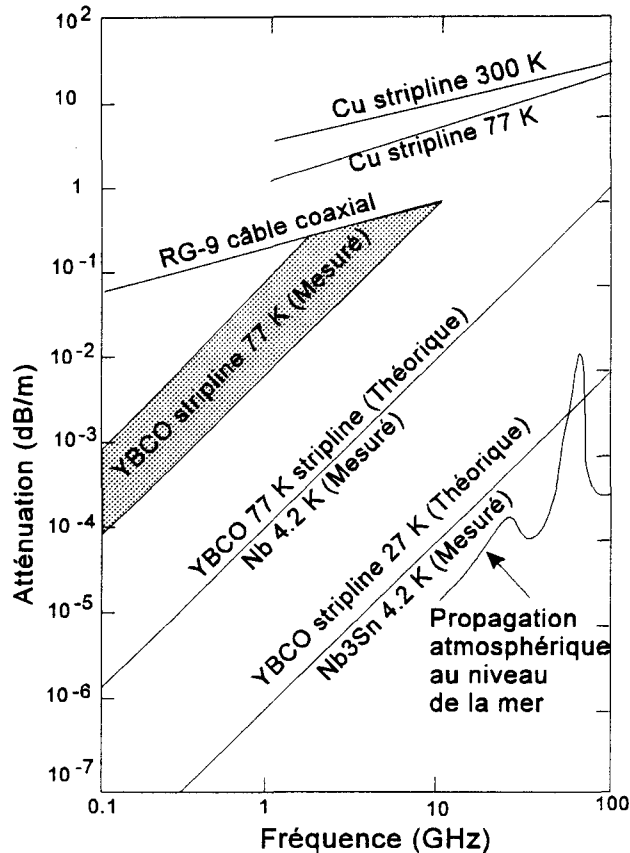


Figure 3-1 : Pertes par mètres en fonction de la fréquence pour différents moyens de transmission. Les valeurs théoriques des lignes stripline YBaCuO sont basées sur le modèle à deux fluides [18].

Les lignes supraconductrices permettent aussi d'obtenir des retards plus importants. Ainsi, une ligne d'un mètre de long présente un retard de 40 ns et des pertes de 0.4 dB/ns à 77 K et 6 GHz [19]. Le retard peut encore être augmenté en utilisant des films supraconducteurs très minces, ce qui a pour effet d'augmenter fortement l'inductance cinétique, donc de retarder l'onde électromagnétique jusqu'à plusieurs centaines de nanosecondes.

La principale difficulté de la réalisation de telles lignes est la nécessité d'avoir des lignes minces ayant très peu de défauts. Pour augmenter le temps de retard le substrat doit pour sa part posséder une constante diélectrique élevée.

3.2. Antennes

Parmi les paramètres définissant les antennes, un des plus important est l'efficacité d'émission. Cette efficacité est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance d'entrée.

Les antennes supraconductrices réalisées en technologies microstrip permettent d'obtenir l'amélioration de l'efficacité d'émission. Pour le cuivre cette efficacité est de l'ordre de 1 à 6 %, et passe à 35 à 65 % dans le cas des supraconducteurs [20] (Figure 3-2).

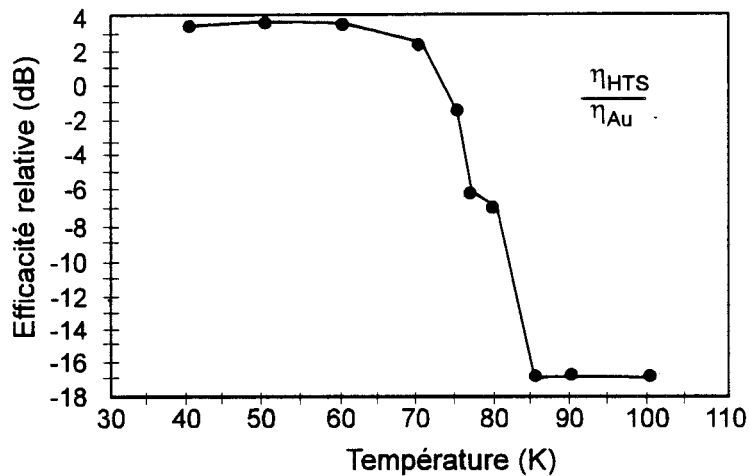


Figure 3-2 : Efficacité d'une antenne supraconductrice à 30 GHz par rapport à son homologue en or, en fonction de la température [21]

Les supraconducteurs permettent aussi une diminution sensible de la taille de l'antenne qui peut aller jusqu'à un facteur 10 à 2.4 GHz [20]. Les faibles pertes dans les lignes d'alimentation et l'absence de dispersion permet l'augmentation du gain [22]. Cette augmentation est confirmée dans la réalisation de réseaux d'antennes (Figure 3-3).

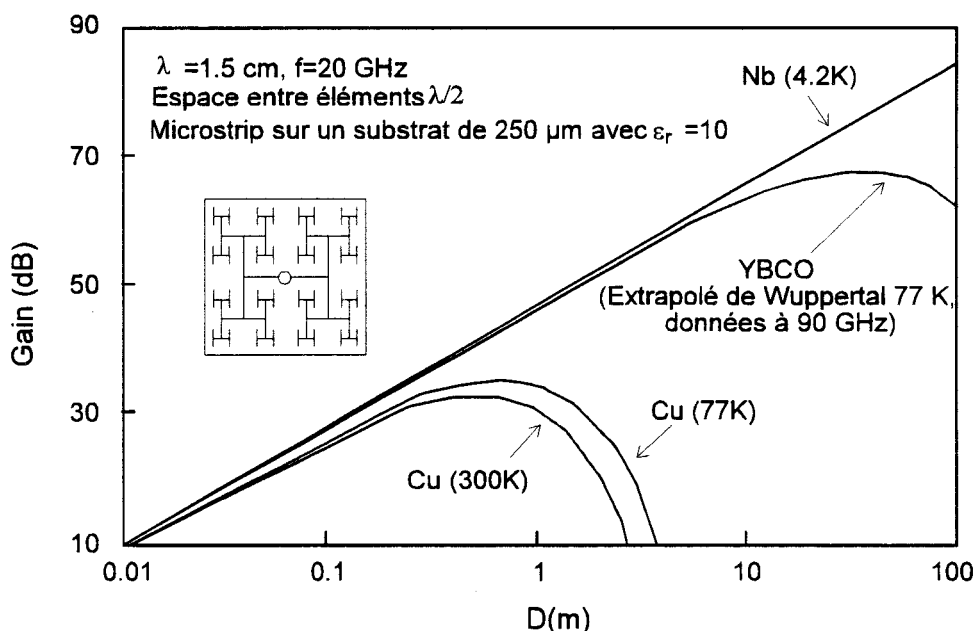


Figure 3-3 : Effet de la distribution des pertes sur le gain de l'antenne à 20 GHz [23]

3.3. Filtres

L'obligation dans les systèmes de télécommunication d'avoir des filtres passe-bande de bande passante très étroite, de 0.5 % à 1 %, oblige l'utilisation de technologie tridimensionnelle telle que les filtres en cavité. En effet, pour des bandes passantes aussi faible, les pertes de filtres métalliques réalisés en technologie planaire sont très élevées. Ceci provoque un encombrement important des circuits. Par exemple, un filtre six pôles qui en microruban occupe un volume de 0.45 cm³, réalisé à l'aide de cavité occupe 33 cm³. L'utilisation des supraconducteurs à hautes températures critiques, grâce à la faible résistance de surface et donc des faibles pertes en hyperfréquences, permet la réalisation de filtres en technologie microruban [24].

L'étude sur l'évolution des pertes d'insertion en fonction de la bande passante (Figure 3-4) montre l'intérêt des filtres supraconducteurs par rapport aux filtres métalliques. Ainsi pour une bande passante de 1 %, les pertes des filtres supraconducteurs sont inférieures à 1 dB et supérieures à 10 dB pour le filtre de même géométrie en or.

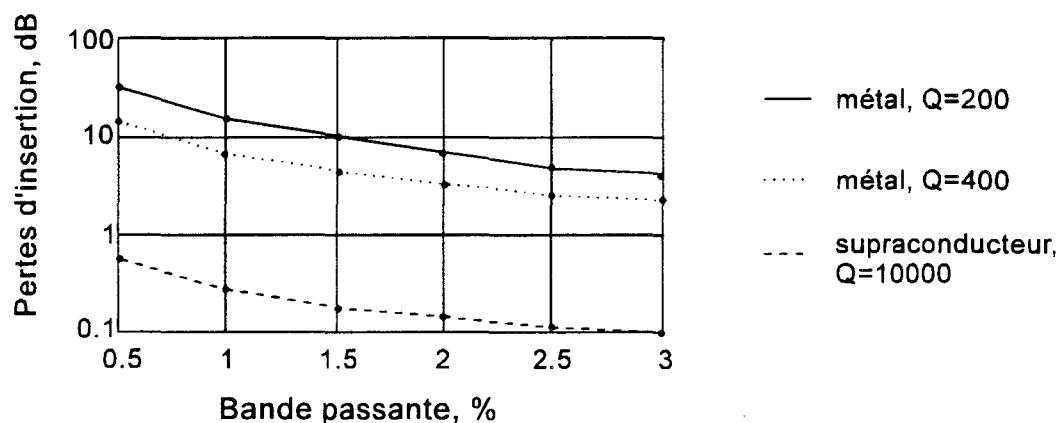


Figure 3-4 : Pertes d'insertion minimum à la fréquence centrale, pour un filtre passe-bande de type Chebyshev d'ondulation 0.05 dB et d'ordre 5 [25]

Actuellement, en plus de la difficulté de conception et de réalisation propre au filtre supraconducteur, que nous détaillons dans la suite de ce travail, il faut encore réussir à disposer de films suffisamment grands pour pouvoir intégrer un nombre important de filtres et dans les systèmes de télécommunication. Cet impératif est difficile à réaliser car la qualité des films supraconducteurs diminue quand leur surface augmente.

3.4. Coupleurs

Les coupleurs sont indispensables dans la réalisation de sous-systèmes. Pour une bonne intégration avec les composants supraconducteurs, il est souhaitable que ceux-ci soient eux-mêmes supraconducteurs.

Afin de fonctionner de façon optimale, les coupleurs doivent pouvoir avoir une fréquence de travail directement liée à celle des autres composants du circuit. Si cette fréquence est variable, ou si elles sont plusieurs, il faut alors, soit un coupleur à très large bande, soit un coupleur dont la fréquence est ajustable.

La solution d'ajuster la fréquence de travail peut se faire en déposant une couche de ferroélectrique sur ou sous le film supraconducteur. La valeur de la constante diélectrique varie en fonction du courant continu qui le parcourt, ce qui permet de changer la fréquence [26]. Cette étude est en cours au Laboratoire de Dispositifs Infrarouge et Microondes. On peut aussi accorder la fréquence à l'aide d'un champ magnétique [27].

Le fait d'augmenter la taille de la bande de fonctionnement du coupleur va augmenter la taille du coupleur lui-même et donc provoquer une augmentation des pertes. L'utilisation des supraconducteurs permet de pallier cet inconvénient. S.Uysal [28] propose une solution utilisant un coupleur à lignes couplées et B.Mayer un coupleur en anneau [29]. Ce sont ces deux types de coupleurs que nous avons essayé de développer.

3.5. Oscillateurs

La réalisation de résonateurs supraconducteurs ayant un coefficient de qualité très élevé permet la conception d'oscillateurs présentant un bruit de phase très faible.

Ces oscillateurs sont actuellement réalisés en technologie hybride. En effet des composants passifs supraconducteurs sont utilisés pour les circuits d'adaptation, de couplage et pour les résonateurs. Le circuit actif est formé de composants semiconducteurs. Cette technologie permet de bénéficier des avantages des supraconducteurs : faibles pertes pour les lignes de transmission, coefficients de qualité très élevés pour les résonateurs ce qui permet une bonne stabilisation de l'oscillateur. L'utilisation des composants III/V, plus particulièrement les transistors HEMT, en froid, réduit le bruit [30].

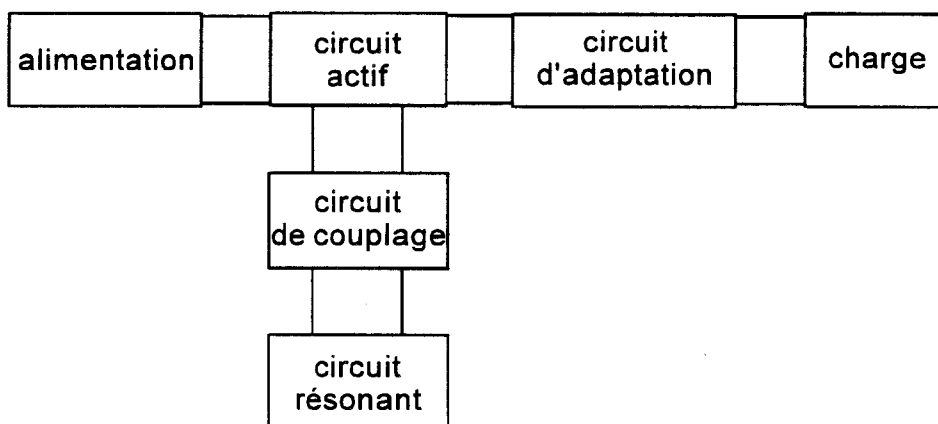


Figure 3-5 : Schéma de principe de fonctionnement d'un oscillateur

Le premier oscillateur hybride a été réalisé par A.Valenzuela en 1992 [31]. Il alliait des lignes supraconductrices coplanaires et un MESFET GaAs et oscillait à 6.5 GHz. Au laboratoire, D.Chauvel et P.Lepercq ont réalisé un oscillateur hybride 12 GHz [14], [15], [32] (cf. Figure 3-6).

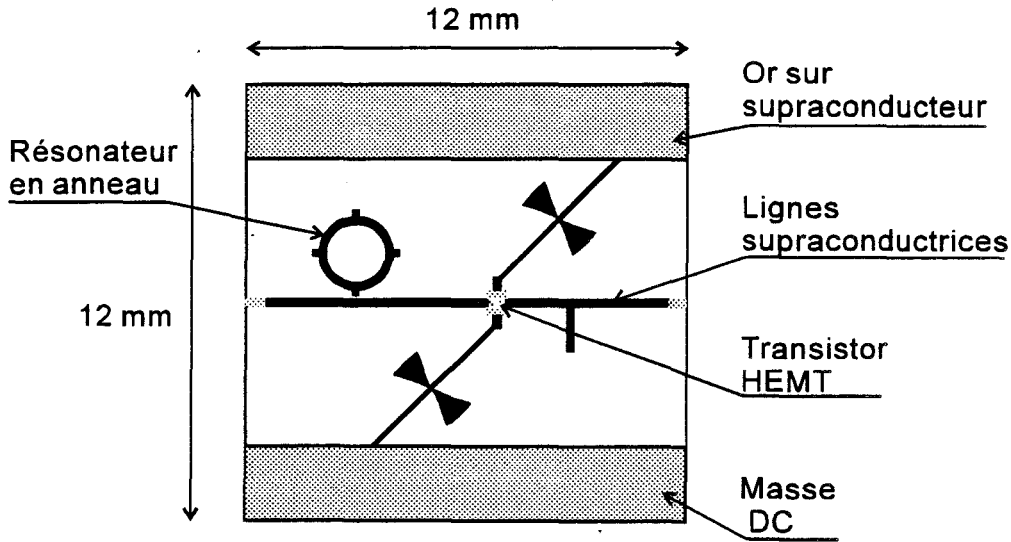


Figure 3-6 : Schéma d'un oscillateur hybride fonctionnant à 12 GHz [32]

On note aussi la réalisation commerciale [33] d'un oscillateur à 36 GHz utilisant un résonateur diélectrique à plans supraconducteurs, un coupleur et un filtre passe-bande supraconducteurs et des amplificateurs, ce qui permet de réaliser une boucle de contre réaction parallèle (cf. Figure 3-7).

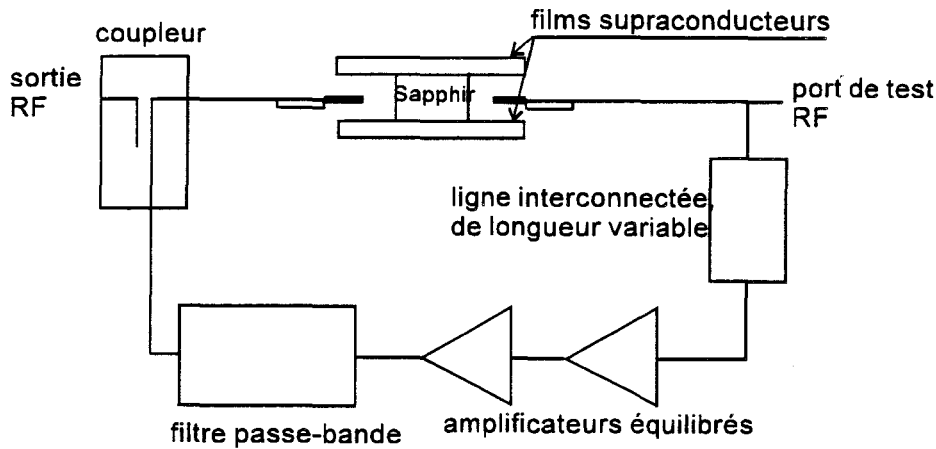


Figure 3-7 : Diagramme d'un oscillateur à 36.5 GHz [33]

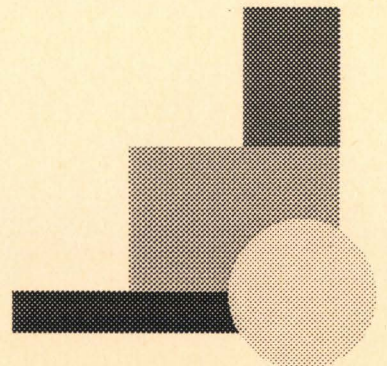
- [1] "Organic superconductors"
D.Jérôme
Solid State Communications, vol 92, N° 1-2, p 89-100, 1994
- [2] M.Lannoo, communication personnelle
- [3] M.Laguës and al
Science, 17 Décembre 1993
- [4] J.L.Tholence and al
Physic Letters A, vol 184, p 215, 1994
- [5] "Elaboration et caractérisation de films minces supraconducteurs à haute température critique $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ en relation avec les critères d'application de domaine hyperfréquence"
C.Le payen-Thivet
Thèse de doctorat, Université de Rennes I, Septembre 1994
- [6] "High frequency properties of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ films : from fundamentals to applications"
I.François
Thèse de doctorat, Université Catholique de Louvain, Belgique, Janvier 1996
- [7] "Application of Electron Channeling Patterns to the structural characterization of epitaxially grown high T_c superconducting thin-films"
A.Perrin, M. Guilloux-Viry, C.Thivet, J.C.Jegaden, M.Sergent and J.Le Lannic
JEOL News, vol 30, n° 2, 1992
- [8] "Croissance épitaxiale et caractérisations de films minces supraconducteurs à haute température critique déposés in-situ par pulvérisation cathodique ou ablation laser"
M.Guilloux-Viry
Thèse de doctorat, Université de Rennes I, Janvier 1991
- [9] "An easy and non-destructive induction method to characterize superconducting materials with planar geometry"
O.Peña
Meas. Sci. Technol., vol 2, p 470-474, 1991
- [10] "On superconductivity"
C.J.Gorter and H.Casimir
Physica I, p 306, 1934

- [11] "Correlation between microwave surface resistance, ac susceptibility and in-plane ordering in $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ thin films epitaxially grown on (100) MgO substrates"
X.Castel, M.Guilloux-Viry, A.Perrin, C.Le Paven-Thivet, J.Debuigne
Physica C, vol 255, p 281-292, 1995
- [12] "Microwave measurements on $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ thin films and realisation of microwave superconducting devices"
P.Lepercq, J.C.Carru, F.Mehri, Y.Crosnier, N.Bourzgui, I.François, J.De Boeck and G.Borghs
Journal de Physique IV, vol 6, p 391-396, Avril 1996
- [13] "Etude d'une méthode de mesure de la conductivité complexe en microondes de films minces supraconducteurs à haute température critique"
F.Mehri
Thèse de doctorat, Université de Lille I, Septembre 1994
- [14] "Supraconducteurs à haute température critique : caractérisation en microondes et réalisation d'un oscillateur quasi-intégré à 12 GHz"
P.Lepercq
Thèse de doctorat, Université de Lille I, Mars 1996
- [15] "Mise en oeuvre de techniques de mesures cryogéniques pour la caractérisation hyperfréquences de circuits supraconducteurs à haute T_c . Application aux résonateurs planaires et conception d'oscillateurs à transistors HEMT refroidis"
D.Chauvel
Thèse de doctorat, Université de Lille I, Novembre 1993
- [16] "HTS suppliers take aim at commercial markets"
Microwave and RF, p 33-37, Février 1996
- [17] Mobile radio technology, Intertec Editor, Overland Park, USA, Septembre 1995
- [18] "High- T_c superconductive delay line structures and signal conditioning networks"
W.G. Lyons, and al
IEEE Trans. on Mag., vol 27, n° 2, Mars 1991
- [19] G.C.Liang, R.G.Withers, B.F.Cole, S.M.Garrison, M.E.Johansson, W.S.Ruby, W.G.Lyons
Trans. App. Superconductivity, vol 3, p 3037-3042, 1993

- [20] "Miniaturized high-temperature superconductor microstrip patch antenna"
H.Chaloupka and al
IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol 39, n° 9, Septembre 1991
- [21] "Performance of a four-Element Ka-band high-temperature superconducting microstrip antenna"
M.A.Richard and al
IEEE Microwave and guided wave letters, vol 2, n° 4, Avril 1992
- [22] "Elaboration and characterization of a high temperature superconducting microstrip antenna operation at 38 GHz"
X.Castel, J.M.Floch, M.Guilloux-Viry, K.Mahdjoubi, C.Terret, A.Perrin
1996 International symposium on antennas and propagation, Chiba, Japan, 24-27
Septembre 1996
- [23] "Application of high temperature superconductors for the development of high-frequency phased-array antennas"
J.S.Herd, D.T.Hayes
MIOP 93, Messehalle, 25-27 Mai 1993
- [24] "Niches and traps for applications of high Tc superconductors in the microwave field"
J.C.Mage, B.Marcilhac, M.Mercandalli, Y.Lemaître, B.Dessertenne, D.Mansart
Applied superconductivity, p 737-742, Edinburgh, 3-6 Juillet 1995
- [25] "High temperature superconducting 8-45 GHz bandpass filter for deep space network"
G.L.Matthaei, G.L.Hey-Shipton
IEEE MTT-S Digest, p 1273, 1993
- [26] "HTS / Ferroelectric thin-films"
F.Abbas, L.E.Davis, J.C.Gallop
Applied Superconductivity, p 1211-1214, Edinburgh, 3-6 Juillet 1995
- [27] "Etude en microonde de résonateurs et de filtres supraconducteurs à haute température critique accordables à l'aide d'un champ magnétique"
A.Trotel
Thèse de doctorat, Université de Paris VI, Janvier 1995
- [28] "Non-uniform transmission line codirectional couplers for hybrid mimic and superconductive applications"
S.Uysal, C.W.Turner, J.Watkins
IEEE MTT, vol 42, n° 3, Mars 1994

- [29] "Branchline-couplers with improved design flexibility and broad bandwidth"
B.Mayer, R.Knochel
IEEE MTT-S Digest, p 391-394, 1990
- [30] "A 10 GHz YBaCuO/GaAs hybrid oscillator proximity coupled to a circular microstrip patch antenna"
N.J.Rohrer and al
IEEE Transaction on applied superconductivity, vol 3, n° 1, Mars 1993
- [31] "A coplanar transmission line high-Tc superconductive oscillator at 6.5 GHz on a single substrate"
R.Klieber, R.Ramisch, A.Valenzuela, R.Weigel, P.Russer
IEEE Microwave and guided wave letters, vol 2, n° 1, Janvier 1992
- [32] "A 12 GHz high-temperature superconducting semiconductor oscillator"
D.Chauvel, Y.Crosnier, J.C.Carru, D.Chambonnet, C.Belouet
Microwave and optical technology letters, vol 9, n° 5, Août 1995
- [33] "An ultra-low-noise millimeter wave oscillator using a sapphire disk resonator and high-temperature superconductor ground planes"
George V.Negrete
Microwave and optical technology letters, vol 6, n° 13, Octobre 1993
- [34] "Pulse propagation in superconducting coplanar striplines"
O.R.Baiocchi, K.S.Kong, T.Itoh
IEEE Trans on MTT, vol 40, n° 3, Mars 1992

**REALISATION TECHNOLOGIQUE
ET CARACTERISATION**



1. CHOIX DE LA STRUCTURE

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, les supraconducteurs à haute température critique sont déposés en film mince. Cette particularité nous impose de choisir une structure planaire dans la réalisation des composants. De plus, l'implantation de composants actifs nécessaires à la réalisation de certains circuits hybrides semiconducteurs / supraconducteurs est assez aisée sur ce type de structure. Par contre, cette structure a une faible tenue en puissance.

Les structures planaires les plus courantes sont les lignes microrubans, les lignes microfentes et les lignes coplanaires (cf. Figure 1-1).

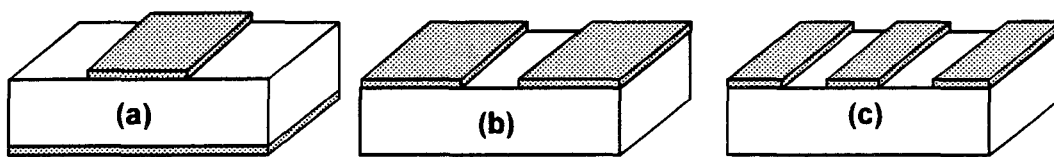


Figure 1-1 : Principales structures planaires de circuits. (a) Ligne microruban, (b) ligne microfente, (c) ligne coplanaire

Les lignes coplanaires présentent l'avantage de ne nécessiter la présence de conducteur que sur une seule face. En effet, comme le montre le schéma (c) de la Figure 1-1, la ligne centrale constitue une part du circuit, les deux lignes latérales servent de plan de masse. L'inconvénient de ce type de structure est qu'elle ne facilite pas la réalisation de circuits complexes car tous les plans de masse doivent être reliés entre-eux. Ainsi, si nous envisageons la réalisation de filtres à lignes quart d'onde couplées, chaque ligne devra être entourée de lignes pour le plan de masse, ces lignes étant reliées entre-elles. Nous aboutissons alors à un circuit d'une complexité difficile à gérer.

Pour les lignes microfentes, comme pour les lignes coplanaires, le conducteur n'est présent que sur une face. Ce type de structure est utilisé pour obtenir des impédances de ligne élevées. Cette structure, proposée par Cohn en 1968, est difficile à mettre en oeuvre et encore peu utilisée.

Au contraire des deux structures précédentes, les circuits microrubans ont leur plan de masse sur la face inférieure du substrat. Ainsi, cette structure permet la réalisation de circuits complexes, tels que la cascade de lignes couplées. C'est pourquoi nous avons opté pour cette solution pour la réalisation de nos circuits, et surtout des filtres.

L'inconvénient de cette structure est qu'elle nécessite le dépôt d'un plan de masse sur la seconde face du substrat. Les dépôts double-faces supraconducteurs sont très difficiles à réaliser. Par conséquent, la plupart du temps, le plan de masse sera métallique. Une autre solution est de superposer deux substrats déposés sur une face, les deux faces supraconductrices dans le même sens (cf. Figure 1-2). La face prise en "sandwich" entre les deux substrats sera alors utilisée comme plan de masse, sous réserve d'être en contact avec la cellule de mesure.

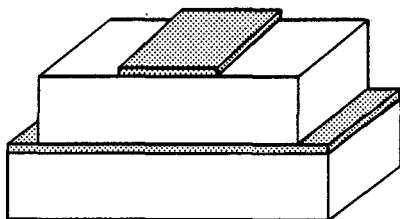


Figure 1-2 : Superposition de deux substrats déposés avec un film mince déposé sur une face, afin d'obtenir un circuit et son plan de masse

2. REALISATION TECHNOLOGIQUE

La réalisation de nos composants supraconducteurs passe par différentes étapes technologiques : dépôt des films minces supraconducteurs, lithographie, métallisation, gravure. Nous avons présenté au premier chapitre les méthodes de dépôt qui sont réalisées par nos partenaires. Dans ce qui suit, nous allons décrire les choix que nous avons effectués et plus particulièrement les méthodes de gravure des films minces.

2.1. Lithographie

Nous avons utilisé les méthodes de lithographie optique classique, telles qu'elles se pratiquent au laboratoire.

2.1.1. Généralités

Après un nettoyage du substrat à l'acétone et à l'alcool, nous effectuons un enrésinage à la tournette, en utilisant des paramètres, vitesses, accélération et temps de tournage, qui dépendent de la résine et de l'épaisseur souhaitée.

Ensuite, si nous envisageons d'effectuer par la suite une métallisation, nous séchons la résine à 60 ° pendant 20 mn, puis nous faisons tremper 10 mn le substrat enrésiné dans du chlorobenzène. La résine est alors séchée, que ce soit pour une métallisation ou une gravure, 30 mn à 80 °.

Viens l'étape d'insolation aux ultraviolets à travers un masque de Chrome sur verre et la révélation dans le développeur adapté à la résine. L'échantillon est alors prêt pour les étapes technologiques suivantes, à savoir métallisation ou gravure.

2.1.2. Choix de la résine

Le choix de la résine est conditionné par les paramètres suivants : épaisseur souhaitée, températures de séchage et type de gravure effectuée.

Pour les gravures chimiques, la résine S140027 de Shipley est suffisante. En effet, elle permet d'obtenir une épaisseur de 2 μm pour des films supraconducteurs d'épaisseur variant de 3000 à 4000 Å. Dans le cas de la gravure ionique, une épaisseur plus importante de résine est souhaitable, nous utiliserons donc la S14037 qui permet d'avoir 3,5 à 4 μm de résine. Ces deux résines ont des températures de séchage inférieures à 100 °C, ainsi les risques de dégradation du film supraconducteur par perte d'oxygène sont minimisés.

2.1.3. Procédé technologique

2.1.3.1. Métallisation

La réalisation du composant supraconducteur commence par l'étape de métallisation. En effet, afin de pouvoir souder et réaliser les connexions indispensables à la mise en place du circuit dans le dispositif de mesure, nous avons besoin de métalliser les accès.

Dans un premier temps, nous déposons sur le film supraconducteur une couche de résine et la faisons sécher (étape (1) de la Figure 2-1).

Ensuite, nous effectuons le masquage et la révélation pour obtenir la surface présentée en (2). Ce masquage est appelé positif, c'est à dire que le film supraconducteur reste couvert de résine sauf aux endroits où l'on souhaite avoir de la métallisation pour les contacts.

Nous faisons alors déposer en centrale de technologie par évaporation une couche d'accrochage de 1000 Å de Titane, puis une couche de 4000 Å d'Or (3).

Il nous reste enfin à plonger l'ensemble dans un bain d'acétone, qui à la propriété d'enlever la résine, et donc la couche métallique qui la recouvre (4).

Cette méthode porte le nom de lift-off. Elle permet de limiter les dégradations que peut subir le film supraconducteur. En effet, grâce à la protection de la couche de résine, le film ne risque pas d'être rayé ou de subir d'autres dégâts pendant l'étape de métallisation.

La métallisation, réalisée ex-situ, ne peut donc prétendre aboutir à des contacts de qualité comparable aux contacts obtenus par métallisation in-situ. Malgré cela, l'expérience a montré que ces contacts permettent d'obtenir des mesures fiables et reproductibles. La rareté des films supraconducteurs n'a cependant pas offert la possibilité d'effectuer une étude quantitative des résistances de contact.

2.1.3.2. Gravure

Après avoir enrésiné l'échantillon (5), nous effectuons un masquage négatif (6). Cette fois, seuls les motifs que nous souhaitons garder sont recouverts de résine.

Ensuite nous effectuons la gravure du film supraconducteur par l'une des méthodes que nous présentons dans les parties suivantes.

Nous obtenons finalement un circuit ayant l'allure de celui présenté en (7).

Le masquage négatif permet d'obtenir la meilleure définition possible des motifs et de limiter le nombre de bains chimiques. Par conséquent, le film supraconducteur est moins dégradé et le substrat, plus particulièrement le MgO, moins exposé aux solutions aqueuses.

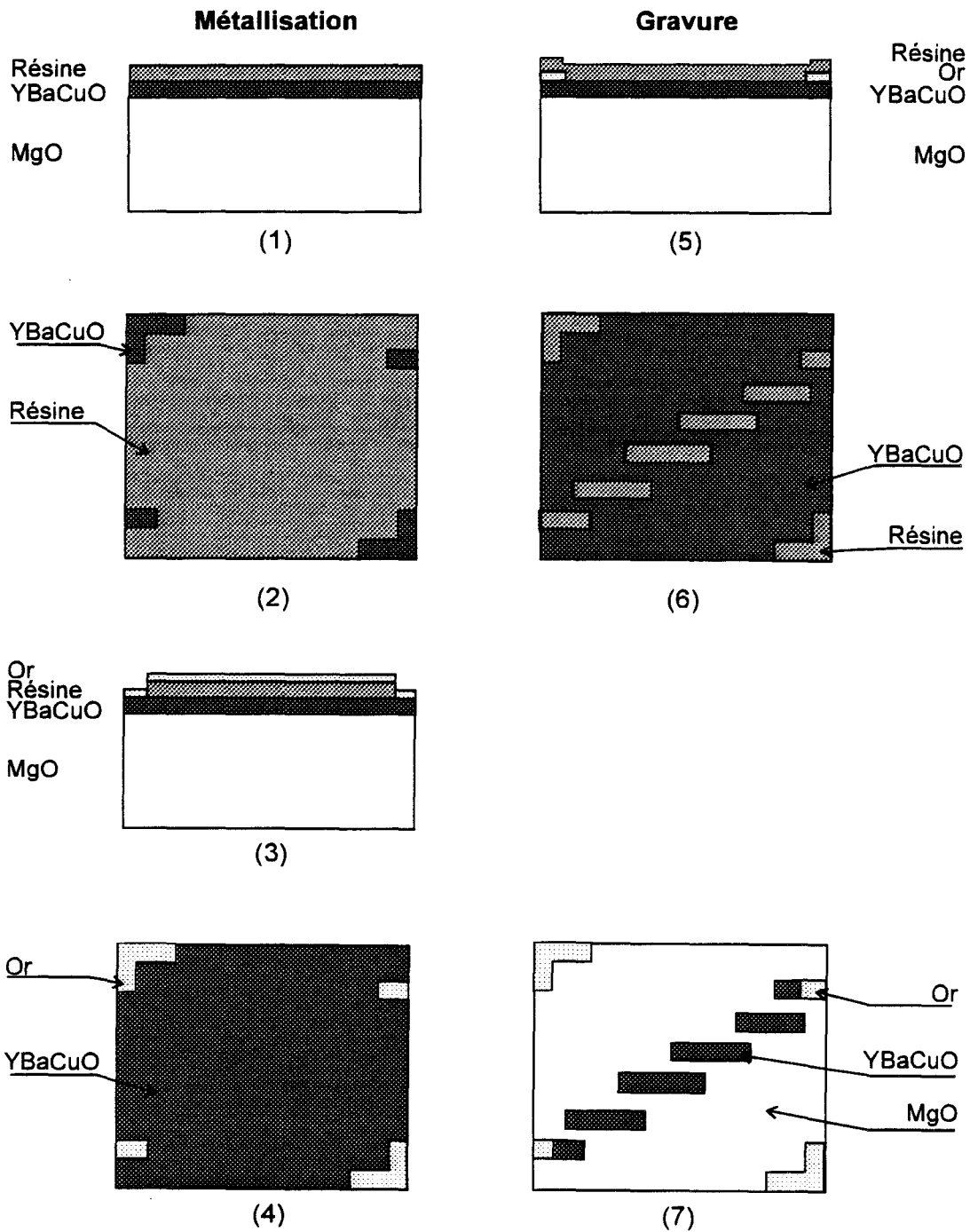


Figure 2-1 : Comparaison des étapes technologiques pour la réalisation de la métallisation des accès et de la gravure du circuit

2.1.4. Résumé

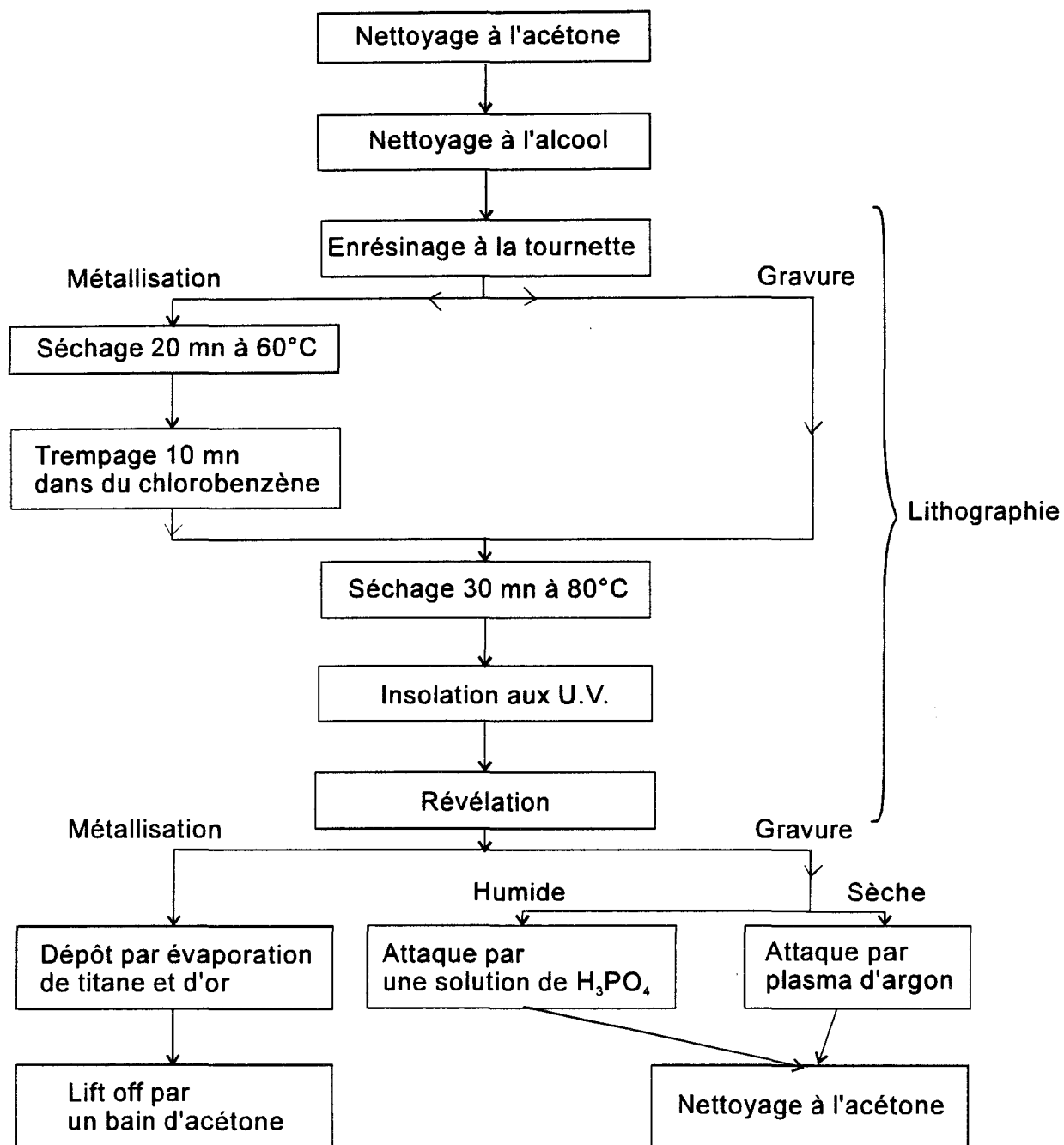


Figure 2-2 : Résumé des différentes étapes technologiques réalisées lors d'une gravure ou d'une métallisation

2.2. Gravures

2.2.1. Gravures humides

2.2.1.1. Gravure des prototypes en or

La gravure humide d'or des prototypes est réalisée à l'aide d'une solution obtenue par la dissolution à 45 °C dans 1 l d'eau désionisée de 30 g d'iode, 100 g d'iodure de potassium, 15 g de tétraborate de sodium, 2 g d'acide borique.

2.2.1.2. Gravure des circuits supraconducteurs

La gravure humide des films supraconducteurs est le type de gravure le plus fréquemment utilisée. La solution d'attaque peut être à base d'acide orthophosphorique H_3PO_4 ou d'acide nitrique HNO_3 . La concentration influe sur la rapidité et la définition des motifs souhaités. Elle est généralement de quelques pourcents [1]. Nous avons opté pour une solution à 3 % d'acide orthophosphorique.

L'avantage de cette méthode de gravure se situe essentiellement dans sa rapidité. Ainsi pour les films supraconducteurs nous pouvons obtenir des vitesses de gravure de l'ordre de 3000 Å/mn.

Un des inconvénients de cette méthode, est que la solution a une base d'eau. Or, la plupart de nos substrats sont du MgO qui est hygroscopique. L'absorption d'eau par ces substrats provoque une augmentation du $\tan\delta$ et par conséquent une dégradation des performances hyperfréquences du circuit.

Un autre problème de cette gravure est qu'elle demande une manipulation du substrat par pince tout au long de l'opération. Dans le cas d'un substrat de taille réduite, de l'ordre de 10 x 10 mm² à 20 x 20 mm², et très fragile par le fait de son épaisseur de 250 µm, cette opération peut se révéler fatale.

Enfin, de par la rapidité de l'attaque et de la nécessité de maintenir le substrat pendant la gravure, l'attaque des motifs ne se fait pas de façon homogène sur toute la surface de l'échantillon. Par conséquent, on peut noter une perte au niveau de la définition des motifs et de la symétrie du circuit.

Afin d'essayer de pallier ces différents inconvénients, nous avons effectué une étude de la gravure sèche par plasma d'ions argon.

2.2.2. Gravure sèche par usinage ionique

2.2.2.1. Présentation de la gravure

La gravure par usinage ionique consiste à bombarder un film mince par des ions d'un gaz rare tel que l'argon ou le xénon soumis au préalable à une accélération. Cette gravure doit se faire sous une pression constante, ce qui demande la présence d'un vide secondaire dans l'enceinte de gravure.

Le bâti se divise en deux parties :

- Le canon à ions et la chambre cible
- Le système de pompage

i. Le canon à ions et la chambre cible (cf. Figure 2-3).

L'argon est amené par une valve de type Kaufman qui est reliée à un régulateur afin d'avoir une pression constante, de l'ordre de 10^{-4} Torr.

Le gaz est ionisé négativement par la cathode en tungstène, puis orienté par l'anode, formée d'un cylindre de molybdène, qui crée un champ électrique radial.

La bobine crée un champ magnétique axial, qui entraîne les ions sur des trajectoires cycloïdales.

Trois grilles de molybdène permettent l'extraction et l'accélération des ions. La grille supérieure est portée au potentiel d'accélération. La grille centrale est polarisée par une tension négative afin de créer une barrière contre le flux d'électrons en retour. Ces grilles sont séparées de 1.5 mm par des isolateurs constitués de billes de saphir disposés régulièrement sur des anneaux en inox.

Le filament de neutralisation en tungstène permet de neutraliser la charge du faisceau et d'éliminer les charges superficielles sur le substrat.

Un cache de molybdène masque le substrat pendant les différents réglages et offre la possibilité de mesurer le faisceau d'ions par l'intermédiaire d'un détecteur fonctionnant sur le principe de la cage de Faraday.

Le support porte-substrat en cuivre peut être incliné au début de la gravure, et tourne durant celle-ci, afin qu'elle soit la plus homogène possible. Le porte-substrat est refroidi par un circuit d'eau pour éviter un échauffement excessif de l'échantillon.

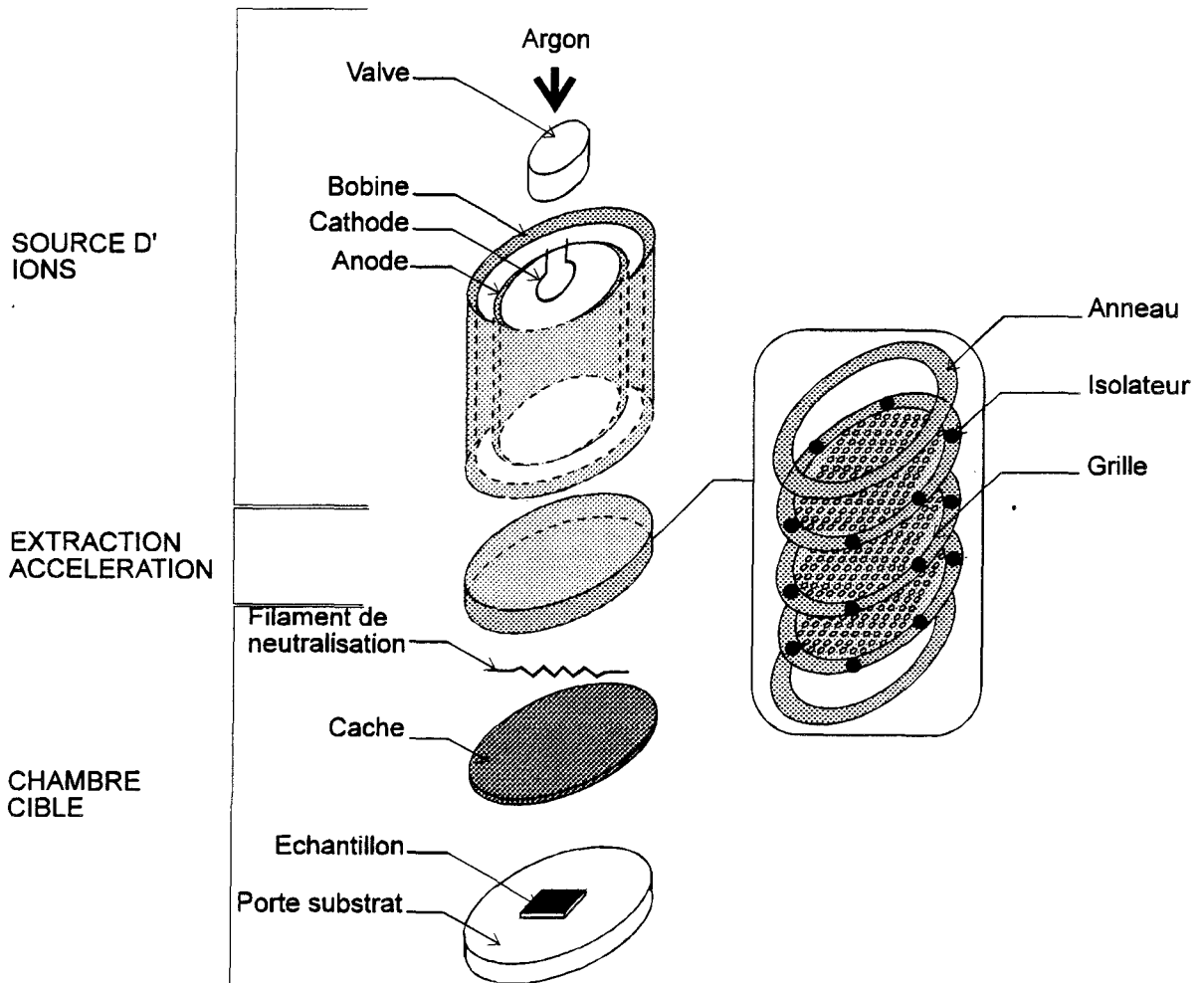


Figure 2-3 : Représentation des différents éléments constituant le canon à ions et la chambre cible

ii. Le système de pompage (cf. Figure 2-4)

Nous disposons d'une pompe à palettes qui permet d'obtenir dans un premier temps un vide primaire dans la chambre cible. Une fois cette opération effectuée, nous réalisons un vide secondaire à l'aide d'une pompe à diffusion. Cette pompe est munie d'un piège à azote liquide, ce qui nous permet d'obtenir une pression de l'ordre de 10^{-7} Torr.

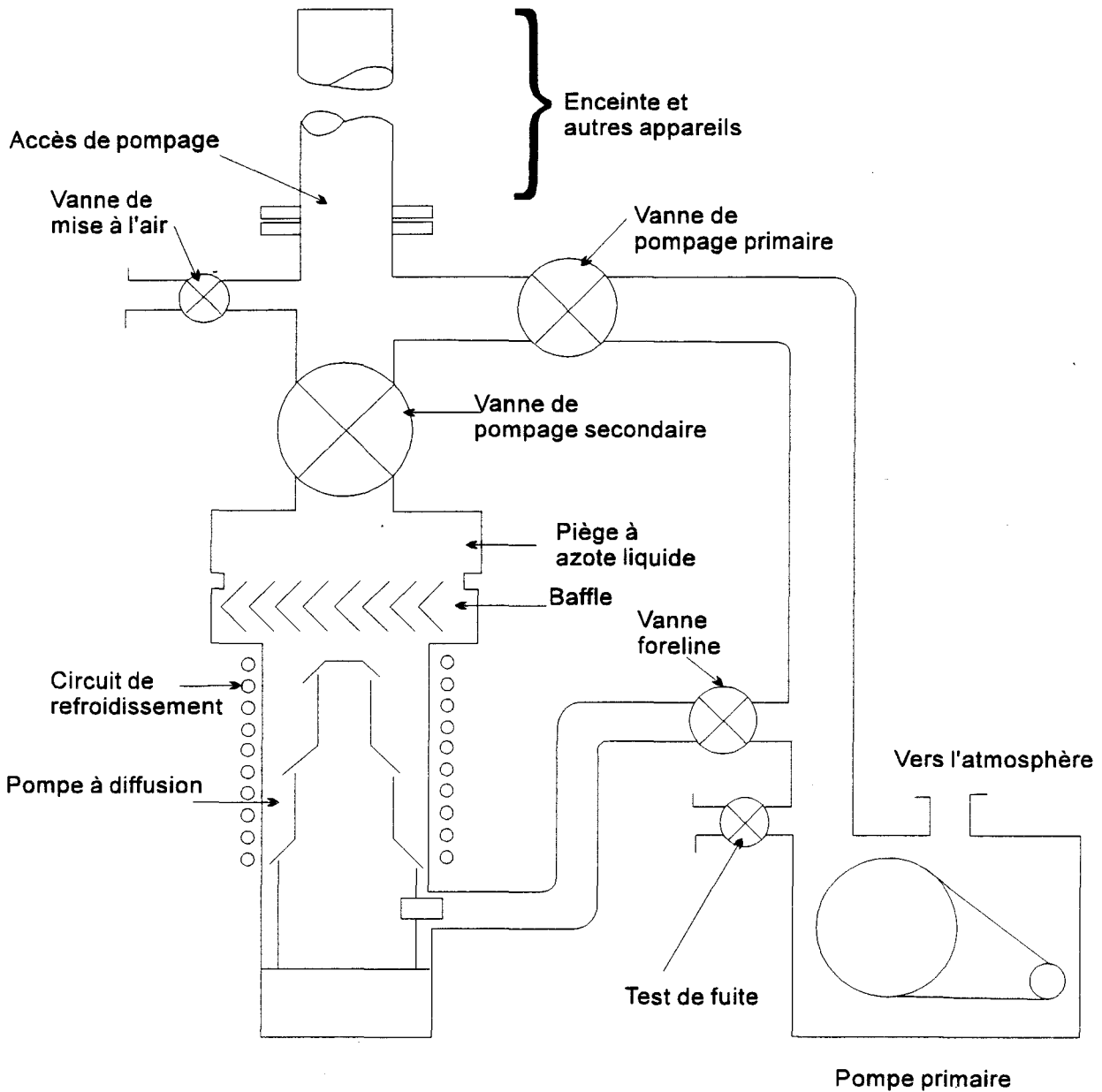


Figure 2-4 : Schéma du système de pompage de la chambre cible

2.2.2.2. Paramètres d'attaque

Pour mener à bien la gravure, nous devons définir les paramètres suivants :

- La pression de l'argon
- Les courants de cathode, d'anode, de bobine
- La tension d'accélération

La pression d'argon doit être comprise entre 10^{-4} Torr et 3×10^{-4} Torr pour que le régulateur fonctionne correctement et avoir une bonne gravure. De façon expérimentale, en faisant varier les paramètres P.I.D. du régulateur, nous avons obtenu la meilleure stabilité de la pression pour une valeur de $1,7 \times 10^{-4}$ Torr.

La tension d'accélération détermine la puissance du bombardement, elle doit donc être assez élevée pour être efficace mais pas trop pour ne pas endommager le film qui est protégé par la résine. Cette tension peut varier de 100 à 1000 kV.

Le courant de cathode influe sur le courant d'anode, appelé aussi courant d'arc. Il nous permettra donc de faire varier ce courant. Le courant de cathode varie de 19 à 25 A.

Le courant d'arc, ainsi que le courant de bobine, permettent de faire varier la densité et l'uniformité du faisceau d'ions. Le courant d'arc est de l'ordre de 0,5 à 1 A, le courant de bobine de 0,4 à 0,8 A.

Nous avons réalisé un étalonnage, permettant l'obtention de courbes de courant du faisceau d'ions argon en fonction de la tension d'accélération, du courant d'arc et du courant de bobine telle que celle présentée à la Figure 2-5. Ensuite, nous avons choisi les paramètres optimaux. Pour cela, nous avons choisi de prendre une tension d'accélération de 500 kV, ce qui correspond à la valeur médiane de la plage de valeurs possibles, sachant que plus la tension est importante, plus le bombardement est fort, donc les risques de dommages sur les propriétés supraconductrices du film augmentent. Ensuite, nous avons choisi sur la courbe le point permettant d'obtenir la meilleure stabilité, par conséquent le centre du plateau observé sur la Figure 2-5. Dans cette zone, le faisceau d'ions a un courant de 680 μ A, le courant d'arc est de 0,7 A et le courant de bobine de 0,64 A.

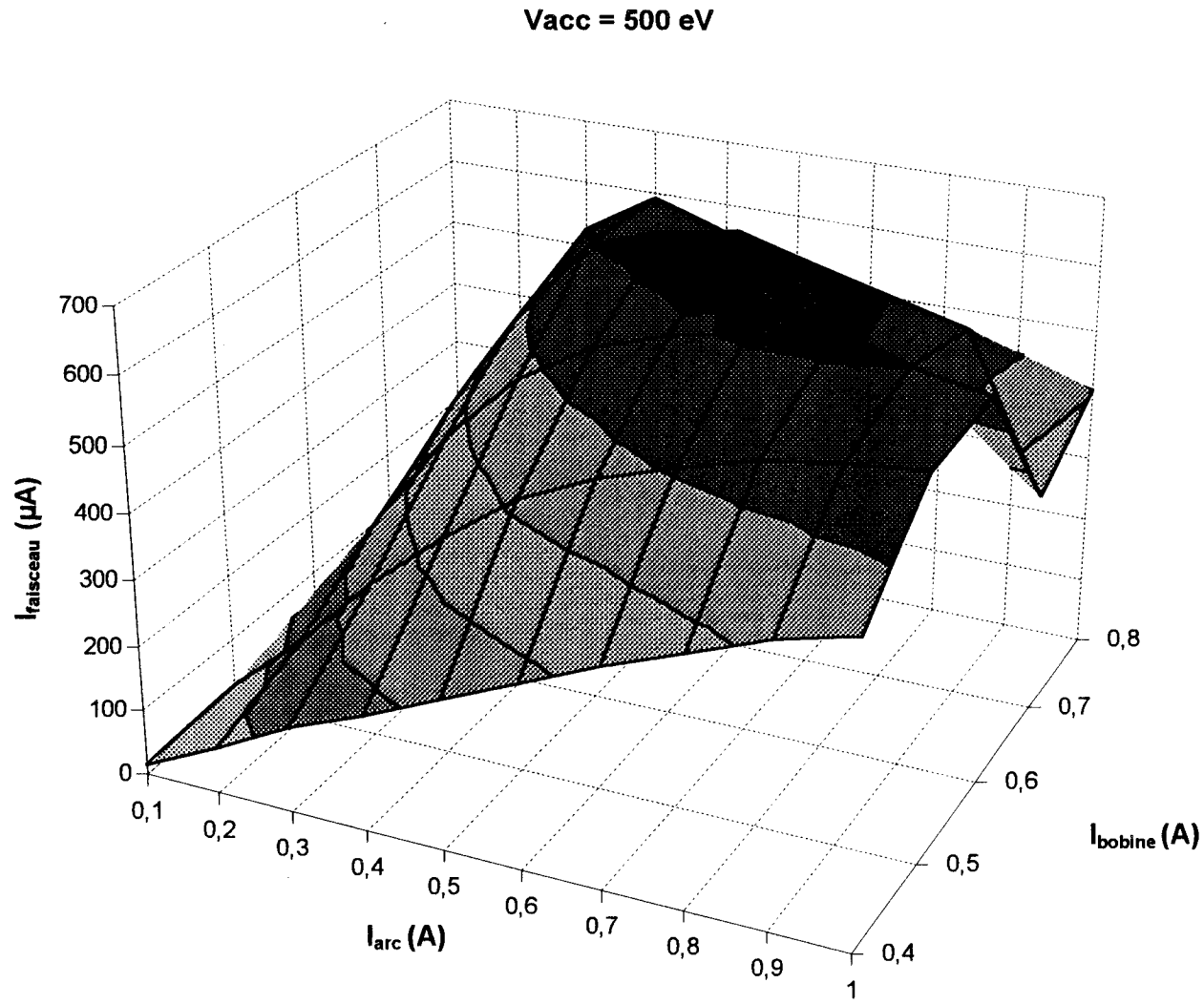


Figure 2-5 : Courbe de densité de faisceau d'ions argon en fonction des courants de bobine et d'arc pour une tension d'accélération de 500 eV

2.2.2.3. Temps de gravure

Afin d'optimiser la méthode de gravure, il faut connaître les temps d'attaque des matériaux tels que le MgO, l' $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ mais aussi de la résine qui nous sert de masque. Pour juger de la reproductibilité de la gravure nous avons dans un premier temps utilisé du silicium disponible au laboratoire et sur lequel est réalisé un motif quelconque.

La Figure 2-6 représente la vitesse d'attaque du silicium, la Figure 2-7 celle de la résine. Les épaisseurs ont été mesurées à l'alphastep. Nous pouvons constater que la gravure est reproductible, l'ensemble des points se situant, dans les deux cas, sur une droite.

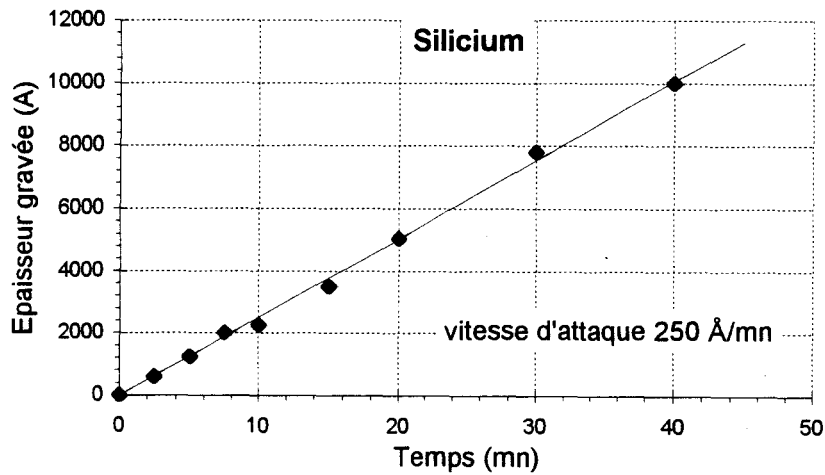


Figure 2-6 : Vitesse d'attaque du silicium par usinage ionique d'argon

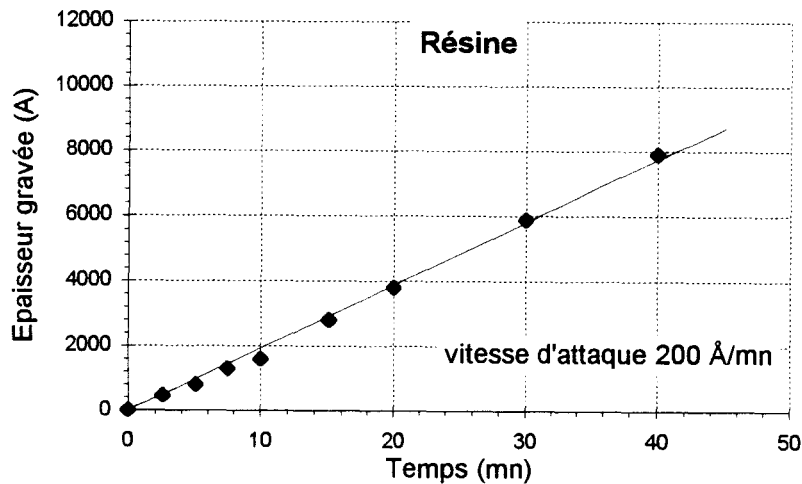


Figure 2-7 : Vitesse d'attaque de la résine par usinage ionique d'argon

La vitesse d'attaque de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ est d'environ 170 \AA/mn (cf. Figure 2-8). Cette vitesse est du même ordre de grandeur que celle de la résine, 200 \AA/mn , par contre celle du MgO est de 100 \AA/mn environ (cf. Figure 2-9). Cela ne pose pas de problème en ce qui concerne la résine, puisque son épaisseur est d'au moins 2 \mu m (cf. 2.1.2), soit environ dix fois plus que celle du film mince supraconducteur. Pour le substrat de MgO , nous aurons une légère gravure des motifs.

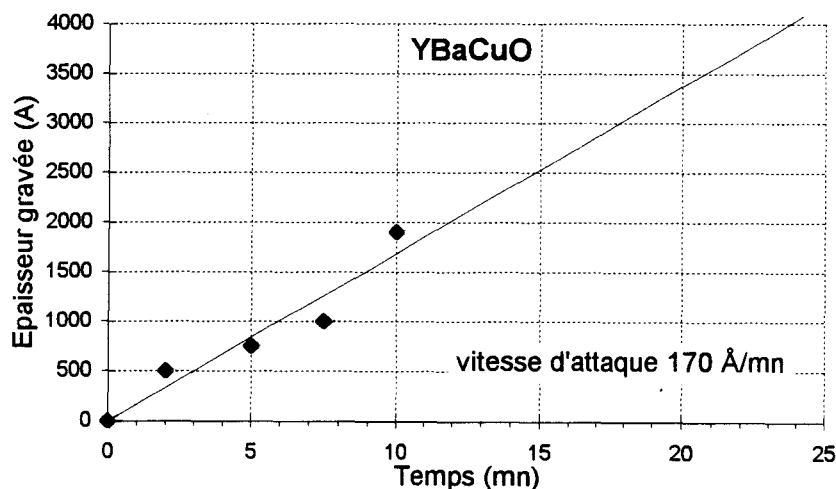


Figure 2-8 : Vitesse d'attaque de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ par usinage ionique d'argon

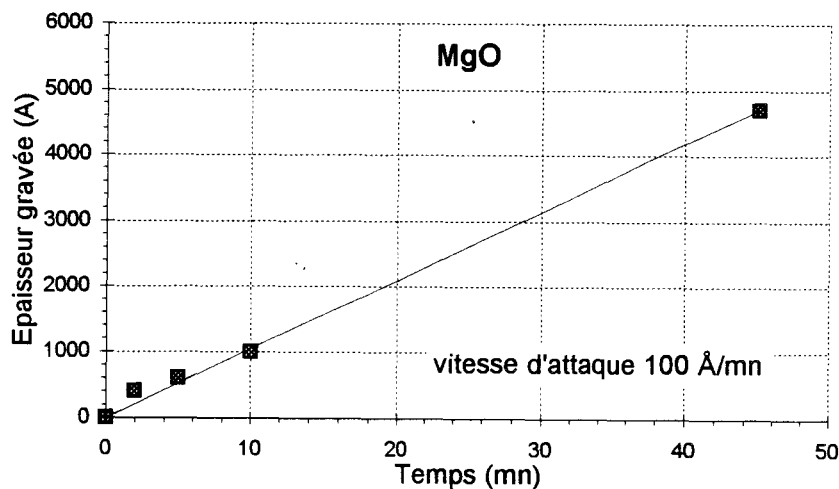


Figure 2-9 : Vitesse d'attaque du MgO par usinage ionique d'argon

2.2.2.4. Conclusion

Nous avons montré la faisabilité de la gravure par usinage ionique d'argon et sa reproductibilité. Cependant pour la gravure des films supraconducteurs, certaines précautions doivent être prises. Il faut en effet faire attention aux effets secondaires [2] du bombardement ionique qui sont de deux types :

- Echauffement du film et du substrat qui peut provoquer une perte d'oxygène, d'où détérioration des propriétés supraconductrices
- Modifications physiques en surface provoquées par la puissance de bombardement qui peut faire baisser la température critique du film

Le premier effet est maîtrisé grâce au refroidissement du substrat par la circulation d'eau dans le porte-substrat, et par le fractionnement de la période de gravure, afin de limiter au maximum l'échauffement en surface.

En ce qui concerne le second point, il semblerait que l'utilisation d'une épaisseur de l'ordre de 4 à 5 μm de résine permette d'absorber les chocs dus au bombardement ionique [2].

3. APPAREILLAGE DE MESURES HYPERFREQUENCES EN BASSES TEMPERATURES

3.1. Analyseur de réseaux

3.1.1. Paramètres de répartition

Comme toute onde, l'onde hyperfréquence incidente, quand elle rencontre le composant, va se diviser en deux ondes : l'onde réfléchie et l'onde transmise (cf. Figure 3-1). La connaissance du rapport des modules des nouvelles ondes sur celui de l'onde incidente et de la différence des phases de ces ondes permet d'avoir les caractéristiques du composant.

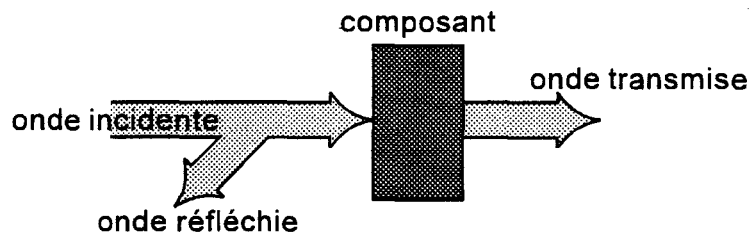


Figure 3-1 : Evolution d'une onde au contact d'un composant

Pour étudier ce phénomène en hyperfréquences, on définit [3] des variables appelées ondes de puissances incidentes, a_1 et a_2 , et ondes de puissances réfléchies, b_1 et b_2 . Celles-ci sont représentées sur la Figure 3-2 aux accès 1 et 2 du quadripôle que forme le composant.

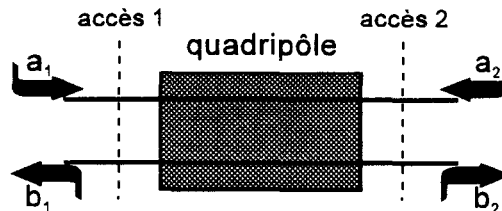


Figure 3-2 : Représentation des ondes de puissances incidentes (a_1 et a_2) et réfléchies (b_1 et b_2)

Ces variables sont reliées entre elles par une matrice de paramètres de répartition (Scattering Parameters) :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Eq. 3-1

S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} sont appelés plus communément paramètres S. S_{11} et S_{22} représentent les coefficients de réflexion, alors que S_{12} et S_{21} seront caractéristiques de la transmission. A partir de la mesure de a_1 , a_2 , b_1 et b_2 , nous pourrons donc connaître les performances en transmission et en réflexion du composant.

3.1.2. Analyseur de réseaux

Pour obtenir les différents paramètres S nécessaires à l'étude de nos composants, nous avons utilisé un analyseur de réseaux vectoriel. Ce système s'organise autour de quatre parties majeures (cf. Figure 3-3) :

- Une source qui génère le signal incident
- Un système de séparation des signaux incident, réfléchi et transmis
- Un récepteur-convertisseur qui permet de convertir les signaux hyperfréquences en signaux de fréquences plus basses, qui sont alors plus faciles à mesurer
- Un système d'acquisition et de traitement numérique du signal basse fréquence

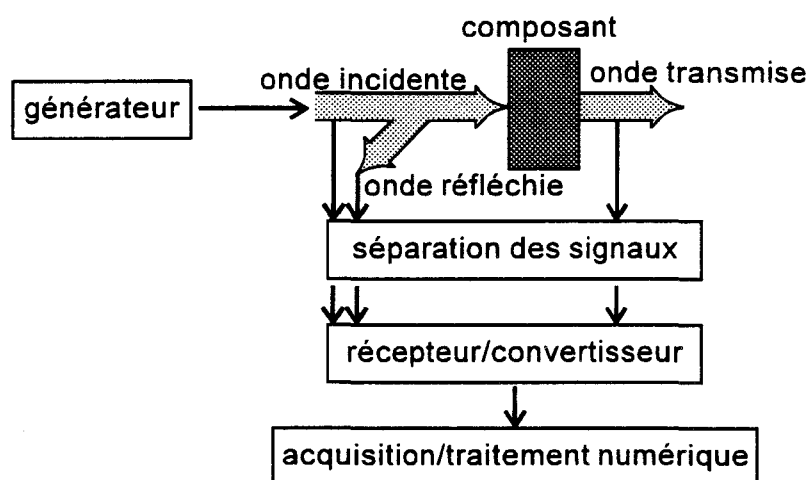


Figure 3-3 : Schéma d'organisation d'un analyseur de réseaux

L'analyseur de réseaux que nous avons utilisé est le HP8510B qui permet d'effectuer des mesures de précision dans la gamme de fréquences allant de 45 MHz à 26.5 GHz.

Enfin, précisons qu'une étude plus approfondie de l'analyseur de réseaux, notamment des erreurs de mesure induites par l'utilisation de cet appareil, est présentée dans la thèse de M^{lle} Fariba Mehri [4].

3.2. Dispositifs cryogéniques

Pour réaliser les mesures en basses températures, nous disposons de deux systèmes : un cryostat et un cryogénérateur.

3.2.1. Cryostat

Le cryostat fonctionne grâce à un réservoir contenant de l'azote ou de l'hélium liquides (cf. Figure 3-4). L'utilisation de l'azote permet de descendre jusqu'à 70 K, l'hélium offre la possibilité d'atteindre des températures de l'ordre de 20 K. Une garde d'azote liquide évite une évaporation trop rapide du liquide réfrigérant contenu dans le réservoir. La régulation de l'entrée de l'azote ou de l'hélium dans le conduit central est réalisée par l'intermédiaire d'une microvanne. Ensuite, par pompage, les vapeurs d'azote ou d'hélium vont refroidir le dispositif à mesurer inséré dans la canne de mesure (cf. Figure 3-5).

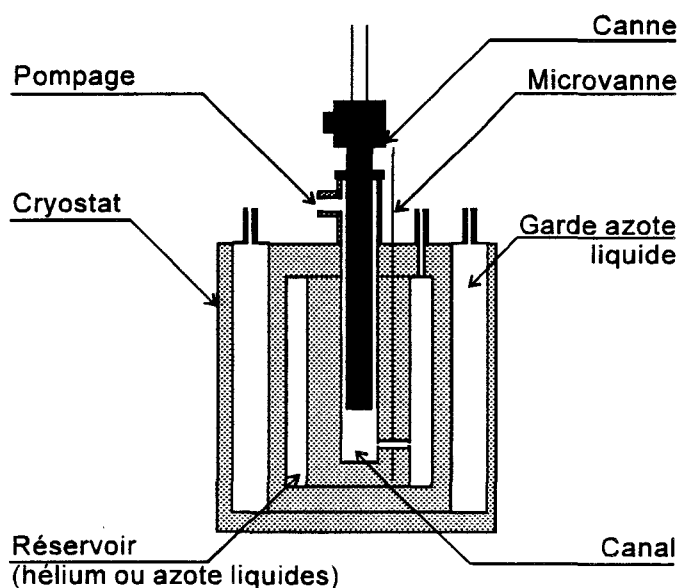


Figure 3-4 : Schéma du cryostat

La canne de mesure a été spécialement conçue pour les études de matériaux supraconducteurs à haute température critique [1]. La cellule de mesure s'insère au bout de la canne, elle est reliée à l'analyseur de réseaux par des câbles semi-rigides. Ce sont des câbles ISOCORE 0.086" sur lesquels sont montés des connecteurs SMA 2.9. Cet ensemble est capable de fonctionner jusqu'à 46 GHz et à très basses températures. Au fond de la canne se trouve une résistance chauffante et une sonde de température, afin de permettre une régulation de 20 à 300 K. Pour assurer un bon contact thermique, la cellule de mesure est fixée par des vis sur une pièce de laiton reliée elle-même à la résistance chauffante et la sonde de température.

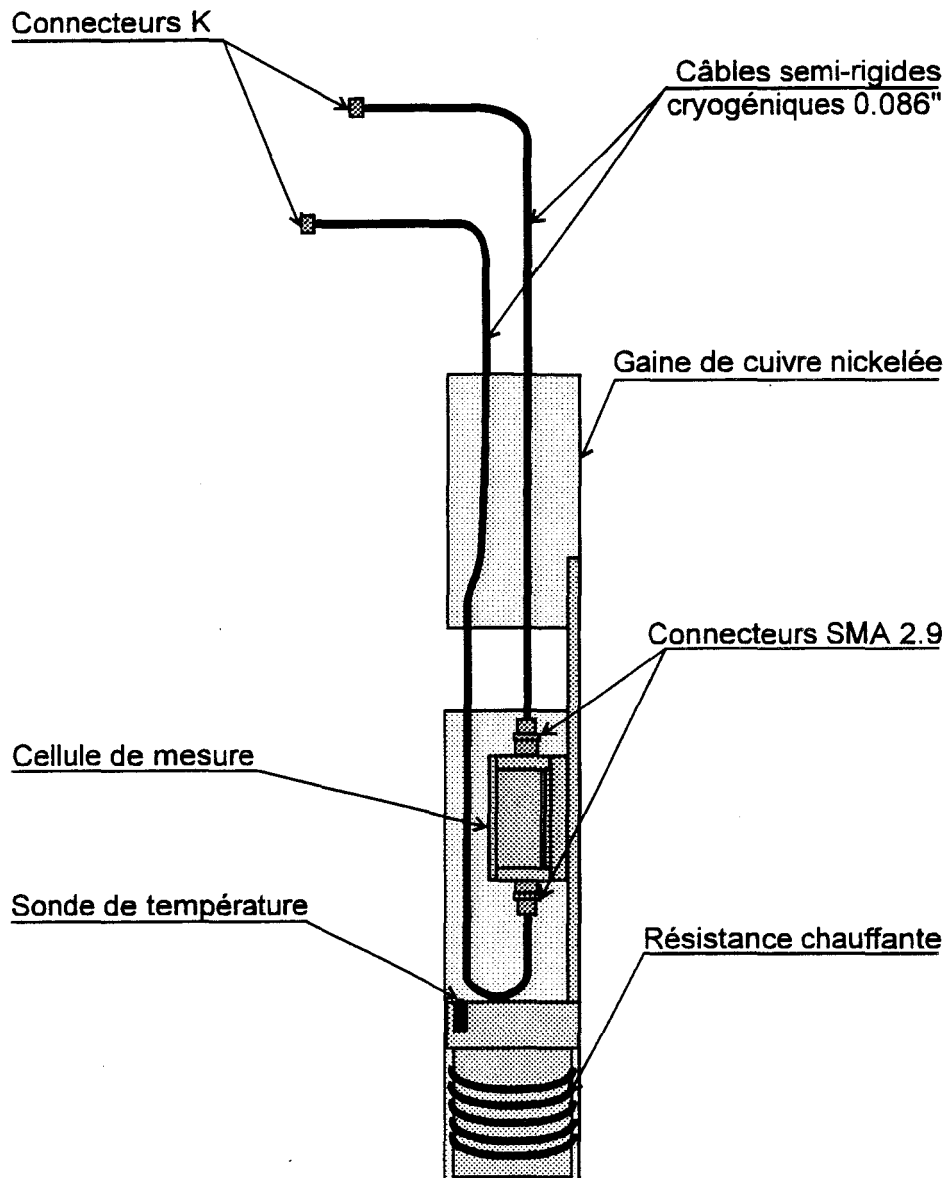


Figure 3-5 : Canne de mesure pour cryostat

L'avantage du dispositif utilisant le cryostat est qu'il permet de réaliser des mesures rapides, car il n'est pas nécessaire de travailler sous vide, comme nous le verrons dans ce qui suit pour le cryogénérateur.

Deux inconvénients sont à signaler. Le premier est d'ordre mécanique. En effet, les dimensions de la canne ne permettent pas d'utiliser toutes les tailles de cellules, et par conséquent la taille des circuits est limitée. Le second inconvénient est d'ordre financier. Pour descendre à des températures inférieures à 70 K, nous sommes obligés d'utiliser de l'hélium liquide. Or, comme nous ne travaillons pas en circuit fermé, l'hélium s'évapore tout au long de la manipulation. Et si l'azote liquide est bon marché, ce n'est pas le cas de l'hélium. Par conséquent, nous avons, pour des températures inférieures à 70 K, envisagé l'utilisation d'un cryogénérateur.

3.2.2. Cryogénérateur

Le cryogénérateur est un système qui fonctionne grâce à un circuit fermé d'hélium gazeux (cf. Figure 3-6). Le processus de fonctionnement est le suivant. Dans un premier temps, nous effectuons un vide primaire dans l'enceinte du cryogénérateur par l'intermédiaire d'une pompe à palettes. Ensuite, le compresseur envoie de l'hélium dans le piston du cryogénérateur qui le fait circuler jusqu'à la tête froide (cf. Figure 3-7). Enfin, l'hélium est renvoyé au compresseur. La baisse de la température est réalisée progressivement par la succession de compression-détente du gaz (cycle Gifford-McMahon).

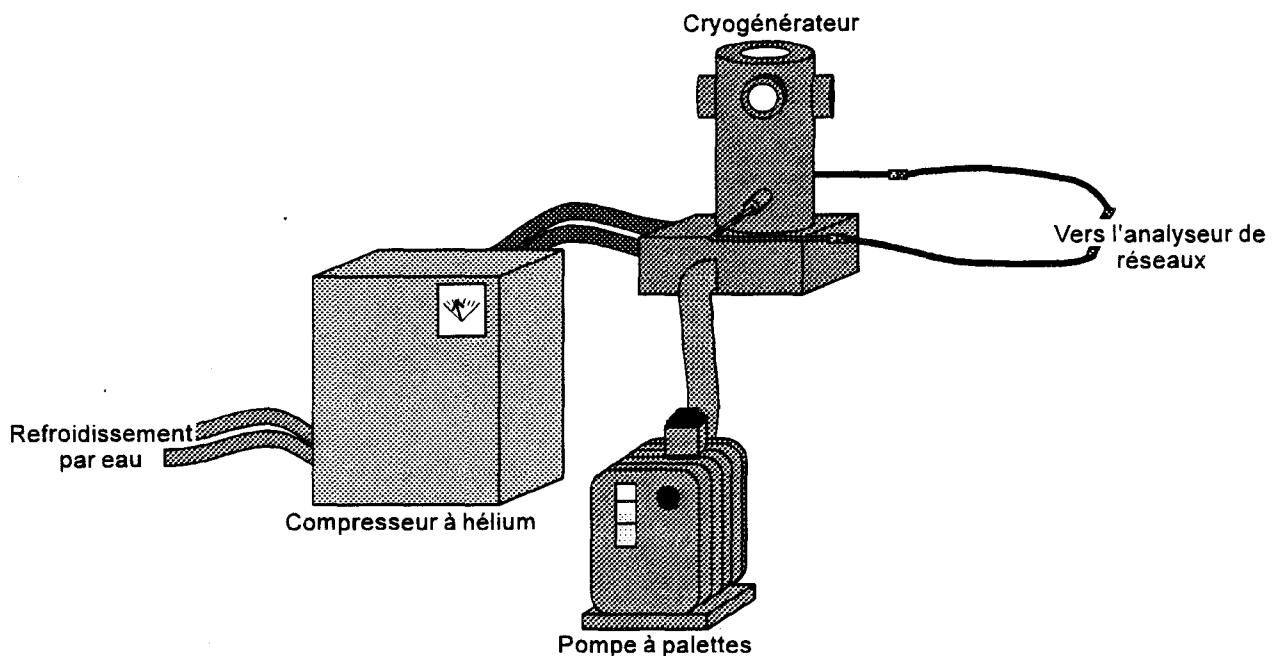


Figure 3-6 : Vue d'ensemble du dispositif cryogénique utilisant un cryogénérateur à cycle fermé d'hélium

Une sonde, placée sous la tête froide, permet de mesurer la température. Grâce à cette sonde et à une résistance chauffante, la température peut être régulée par un asservissement. La température peut descendre jusqu'à environ 10 K.

La cellule contenant le composant à caractériser est maintenue sur la tête froide par une plaque vissée. Pour une meilleure connaissance de la température, une seconde sonde peut être placée au niveau de l'échantillon.

Les raccords hyperfréquences sont assurés par des transitions coaxiales coudées reliées à des câbles cryogéniques. Ceux-ci sont connectés à l'analyseur de réseaux par des câbles souples.

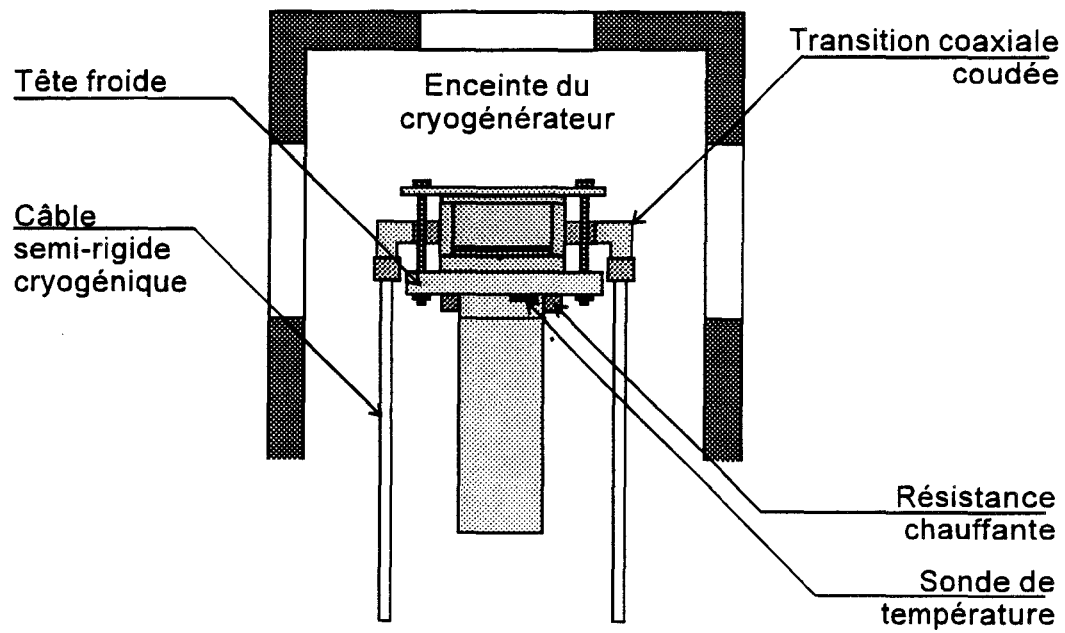


Figure 3-7 : Enceinte du cryogénérateur, vue intérieure

4. CELLULES DE MESURES

4.1. Conception de la cellule

Pour caractériser en hyperfréquences et en basses températures les différents circuits que nous avons réalisés, les cellules de mesure doivent répondre à des impératifs de dimensions, de connectique et de maniabilité.

4.1.1. Dimensions

Les cellules doivent occuper le volume le plus restreint possible car :

- Le gradient thermique est d'autant plus important que le volume métallique est grand.
- Les risques de résonances parasites augmentent avec le volume
- La place disponible pour la cellule dans le dispositif de mesure est fixe et pas très importante.

Pour toutes ces raisons, nous avons décidé de concevoir la cellule en fonction de la taille du substrat, en ajoutant un minimum d'épaisseur de métal pour la visserie et la connectique. Nous disposons, par conséquent, de trois types de cellules : une pour les substrats $10 \times 10 \text{ mm}^2$, une pour les substrats $15 \times 15 \text{ mm}^2$ et une pour les substrats $20 \times 20 \text{ mm}^2$.

4.1.2. Maniabilité

Les cellules doivent être conçues de sorte que la mise en place du circuit dans la cellule soit indépendante de la pose de la connectique. A cet effet, nous avons opté pour la géométrie présentée à la Figure 4-1. Le substrat est maintenu par deux étriers sur une embase. Ainsi, il n'est pas nécessaire de coller le circuit et celui-ci peut donc être réutilisé si des modifications sont possibles et nécessaires.

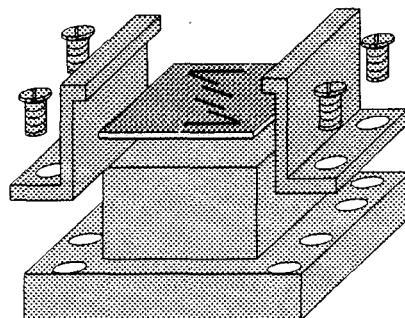


Figure 4-1 : Mise en place du circuit

4.1.3. Connectique

La connectique que nous allons utiliser doit à la fois être opérationnelle dans une gamme de fréquences allant de 5 à 25 GHz, et supporter les chocs thermiques à répétitions. Pour cela, nous avons choisi des connecteurs SMA2.9, montés sur des perles de verre, sur lesquelles viennent s'enficher des contacts glissants.

Les perles de verre sont soudées au centre des côtés de la cellule qui viennent s'ajouter à l'embase présentée précédemment (cf. Figure 4-2).

L'utilisation de contacts glissants (cf. Figure 4-3) permet d'avoir un dispositif qui supporte le mieux possible la variation de température.

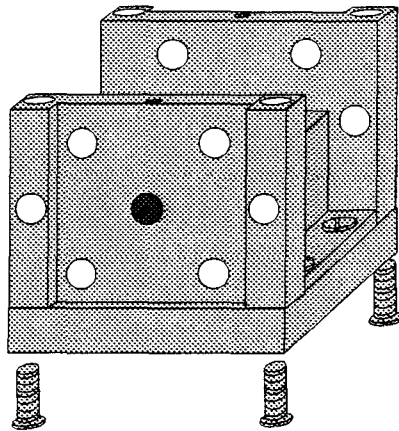


Figure 4-2 : Des perles de verre sont soudées au centre des côtés

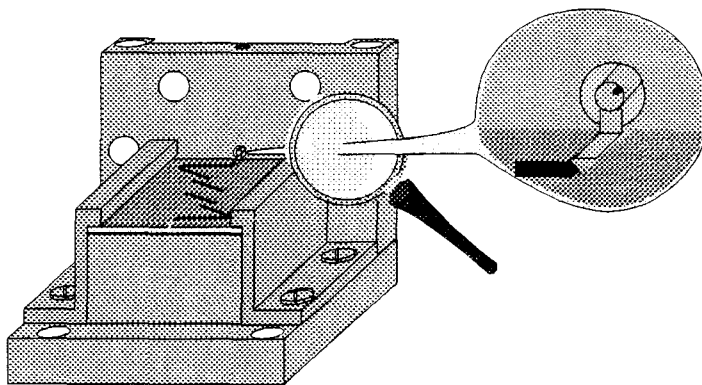


Figure 4-3 : Le contact glissant (représenté agrandi), vient s'insérer sur la perle de verre et se poser sur l'accès du circuit

Enfin, les connecteurs sont amenés sur les perles de verre, ainsi que les deux côtés encore absents et le couvercle (cf. Figure 4-4). La cellule complètement montée se présente sous l'aspect présenté par la Figure 4-5.

L'intérêt des deux côtés amovibles réside dans le fait qu'une fois la connectique installée, nous pouvons encore tester le circuit en continu sous pointes, pour vérifier la qualité des divers contacts.

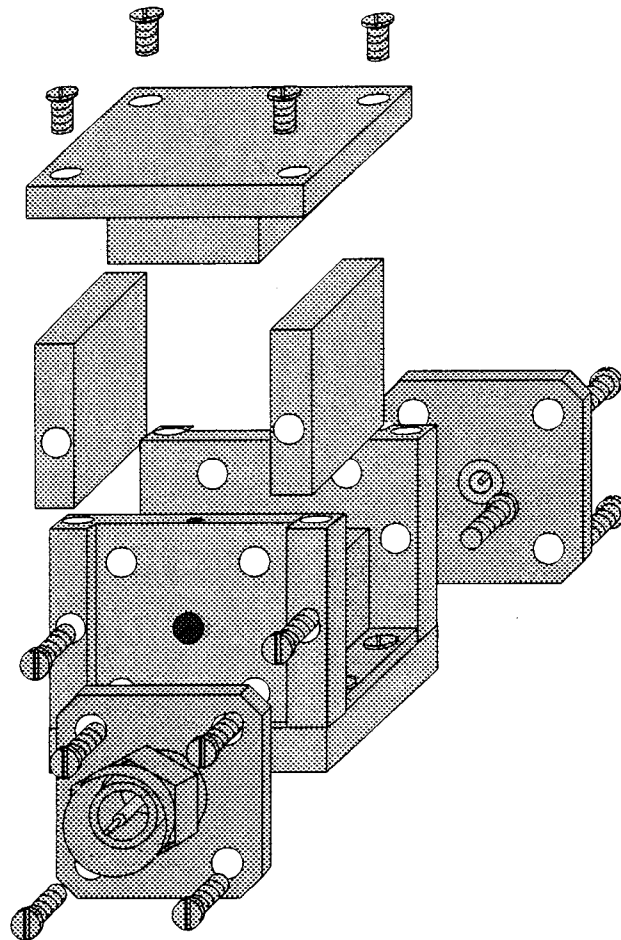


Figure 4-4 : Assemblage des derniers éléments de la cellule, dont les connecteurs SMA2.9 sur embase

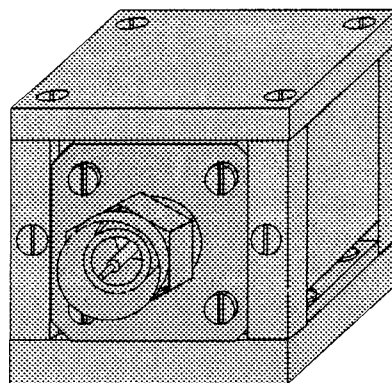


Figure 4-5 : Cellule complètement assemblée et fermée par le couvercle

4.2. Etude des résonances parasites

Comme la cellule se présente sous la forme d'une cavité rectangulaire, nous pouvons craindre que certains modes électromagnétiques engendrent des résonances à des fréquences de fonctionnement de nos circuits. Nous avons donc étudié la cellule en tant que cavité résonante, afin de déterminer les fréquences de résonance.

4.2.1. Cas de la cellule sans substrat

De façon générale, on sait que pour une cavité résonante rectangulaire comme celle représentée à la Figure 4-6, remplie d'un seul diélectrique, soit dans le cas présent de l'air, les fréquences de coupure sont obtenues par la formule donnée par l'équation Eq. 4-1.

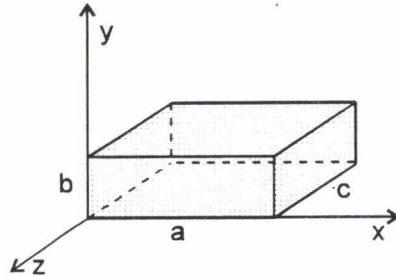


Figure 4-6 : Géométrie d'une cavité rectangulaire

$$f_c = c \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2c}\right)^2} \quad (m, n, p) \in \mathbb{N}$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide

Eq. 4-1

Dans l'équation Eq. 4-1, nous remplaçons a, b et c par les valeurs caractéristiques des dimensions des cellules de mesure, et par les triplets (m,n,p). Nous aboutissons aux valeurs reportées dans le Tableau 4-1. La présence de mode TE et TM est déterminée à partir des équations reportées dans l'annexe 2.

	Mode de propagation mnp a,b,c (en mm)	TM	TE	TE	TE-TM	TM	TE	TE	TE	TE	TM
		110	101	011	111	210	201	012	102	021	120
Substrats 10x10 mm ²	12,4,10	39,5	19,5	40,4	42,3	45,1	29,2	48,0	32,5	76,5	76,0
	12,1,10	150,5	19,5	150,7	151,3	152,1	29,2	153,0	32,5	300,4	300,3
Substrats 15x15 mm ²	17,4,15	38,5	13,3	38,8	39,8	41,4	20,3	42,5	21,9	75,7	75,5
	17,1,15	150,3	13,3	150,3	150,6	151,0	20,3	151,3	21,9	300,2	300,1
Substrats 20x20 mm ²	22,4,20	38,1	10,1	38,2	38,8	39,9	15,6	40,4	16,5	75,4	75,3
	22,1,20	150,2	10,1	150,2	150,3	150,6	15,6	150,7	16,5	300,1	300,1

Tableau 4-1 : Fréquences de résonance, en GHz, dans la cavité rectangulaire remplie d'air formée par les cellules de mesures

D'après ce tableau, nous constatons que pour des circuits fonctionnant entre 10 et 20 GHz :

- Dans le cas de la cellule la plus petite (surface de $12 \times 10 \text{ mm}^2$), la première fréquence de résonance se situe à 19.5 GHz, les perturbations seront donc très faibles.
- En ce qui concerne la cellule de taille moyenne ($17 \times 15 \text{ mm}^2$), nous avons une fréquence de résonance à 13.3 GHz.
- Enfin, pour la cellule la plus grande ($22 \times 20 \text{ mm}^2$), nous avons deux fréquences de résonance, une à 10.1 GHz et une à 15.6 GHz.

Pour les deux dernières cellules, il faudra donc surveiller les fréquences de résonance et voir comment supprimer le pic si celui-ci devient gênant.

4.2.2. Cas de la cellule avec un substrat

La cellule est utilisée pour mesurer des circuits avec des substrats de hauteur $250 \text{ }\mu\text{m}$ ou $500 \text{ }\mu\text{m}$. Par conséquent, nous n'avons pas une cavité remplie uniquement d'air, mais une cavité constituée de deux milieux diélectriques différents : l'air et le substrat, la hauteur du substrat étant très petite devant celle du reste de la cellule remplie d'air (cf. Figure 4-7).

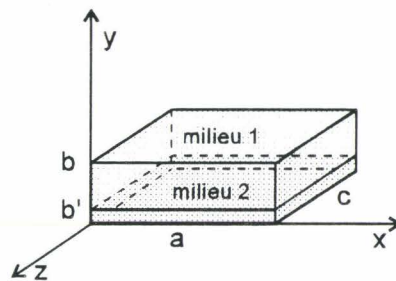


Figure 4-7 : Cavité rectangulaire composée de deux diélectriques différents

L'étude complète de ce cas est faite en annexe 2. Pour le cas où $n = 1$, et avec un diélectrique de $250 \text{ }\mu\text{m}$ d'épaisseur, de constante diélectrique 9.8, nous obtenons les fréquences de résonance reportées dans le Tableau 4-2.

Nous pouvons constater, en comparant avec le Tableau 4-2, que la présence du diélectrique influe peu sur les fréquences de résonance. De plus, les variations s'effectuent sur les fréquences de résonances situées au delà de 30 GHz, ce qui est en dehors de la gamme de fréquences d'étude de nos circuits.

a, b, c (mm)	TM 110	TE 011	TE - TM 111	TM 210	TE 012
12, 4, 10	39,0	39,7	41,4	43,8	46,4
17, 4, 15	38,1	38,3	39,2	40,6	41,6
22, 4, 20	37,7	37,9	38,4	39,3	39,7

Tableau 4-2 : Fréquences de résonance, en GHz, de la cavité constituée de deux milieux diélectriques : l'air et du MgO ($\epsilon_r = 9.8$, $h = 250 \mu\text{m}$)

4.3. Caractérisation de la cellule

4.3.1. Calibrage

4.3.1.1. Présentation générale

Comme tout appareil de mesure, les éléments constituant l'analyseur de réseaux présentent des imperfections qui apportent des erreurs aux mesures effectuées. A celles-ci s'ajoutent les erreurs amenées par les câbles connectés à la cellule de mesure. Pour pallier toutes ces erreurs, nous effectuons une opération appelée calibrage.

Le calibrage va donc permettre de tenir compte des imperfections du système de mesure et de déterminer avec le maximum de précision les paramètres S du circuit à caractériser. Pour réaliser ce calibrage, on utilise des éléments étalons dont la réponse hyperfréquence est connue (court-circuit, circuit ouvert, ligne de longueur connue, charge...).

Il existe différents types de calibrage, du plus simple au plus complexe et précis. On peut par exemple réaliser le calibrage pour un seul paramètre S (S_{11} ou S_{22} ou S_{21} ou S_{12}) ou pour l'ensemble de la matrice de répartition. Le choix du type de calibrage est déterminé par le circuit à caractériser et les conditions de mesure.

4.3.1.2. Choix du calibrage

Pour les circuits que nous réalisons, nous avons besoin de connaître avant tout la réponse en transmission. La mesure des paramètres de réflexion est intéressante elle aussi, mais sa précision n'est pas primordiale.

Les éléments étalons de calibrage standard commerciaux ne sont pas prévus pour être utilisés en froid. Si l'on souhaite réaliser un calibrage en froid, il faut donc concevoir et construire nos propres éléments étalons. De plus, un tel calibrage, s'il est réalisé en réflexion et transmission, nécessite plusieurs descentes en froid avant de pouvoir réaliser la mesure du circuit en lui-même. Cela prolonge d'autant le temps de mesure.

Aussi, nous avons décidé de réaliser un calibrage complet et très précis à température ambiante. Ce calibrage est utilisé d'une part pour les mesures à température ambiante des prototypes métalliques des coupleurs et des filtres, d'autre part pour la mesure en froid des paramètres de réflexion des filtres supraconducteurs. En utilisant un kit standard, nous effectuons un calibrage appelé "full two port". En réflexion, pour les paramètres S_{11} et S_{22} , nous plaçons successivement un court-circuit, un circuit ouvert et une charge coulissante 50Ω au bout des câbles reliés à l'analyseur de réseaux. Ensuite, nous réalisons le calibrage en transmission pour les quatre paramètres S en reliant les deux câbles entre eux.

Pour la mesure en froid des paramètres de transmission des filtres, nous effectuons des calibrages en transmission à différentes températures (classiquement 30 K, 50 K et 70 K).

Ces calibrages sont réalisés dans le plan des connecteurs de la cellule de mesure (cf. Figure 4-8). De cette façon, lorsque nous caractérisons le circuit, nous sommes dans les conditions d'utilisation normale, c'est à dire que nous mesurons non seulement le circuit, mais aussi les imperfections apportées par la cellule de mesure et les connecteurs.

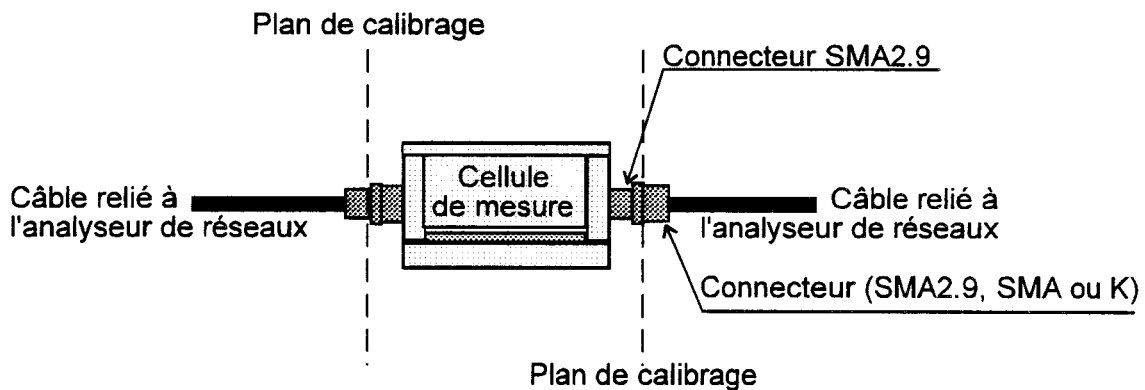


Figure 4-8 : Représentation des plans de calibrage de la cellule de mesure

4.3.2. Evolution des pertes de la cellule en température

Pour pouvoir connaître les performances du boîtier seul, nous avons caractérisé une ligne d'or, considérée sans perte, sur substrat d'alumine, montée dans une cellule pour substrat 10 x 10 mm².

Nous avons effectué un calibrage complet en transmission et réflexion à température ambiante (293 K) dans la gamme de fréquences 9 - 17 GHz. Pour la plus petite de nos cellules, les pertes obtenues sont en moyenne de 1.2 dB à 293 K et descendent à 0.6 dB à 77 K. L'évolution des pertes en fonction de la température est quasi linéaire (cf. Figure 4-8).

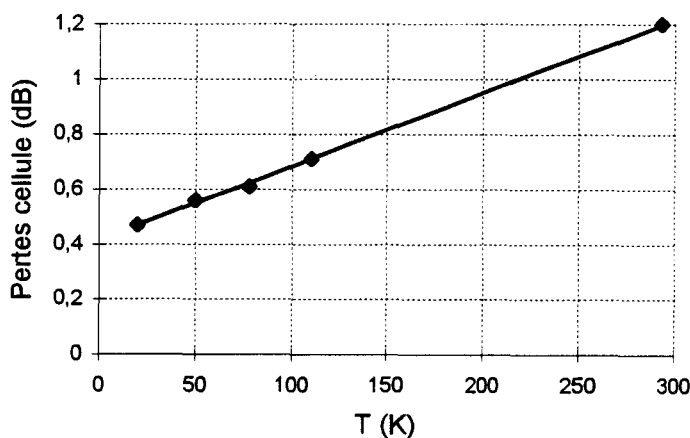


Figure 4-9 : Pertes moyennes de la cellule de mesure pour substrats 10 x 10 mm²

- [1] "Mise en oeuvre de techniques de mesures cryogéniques pour la caractérisation hyperfréquences de circuits supraconducteurs à haute Tc. Application aux résonateurs planaires et conception d'oscillateurs à transistors HEMT refroidis"
D. Chauvel
Thèse de doctorat, Université de Lille I, Novembre 1993
- [2] "Nonperturbative ion etching of YBaCuO thin films"
P.Xavier, T.Fournier, J.Chaussy, and J.Richard
J.Appl.Phys, vol 75, n° 2, p 1219-1221, 15 Janvier 1994
- [3] "Hyperfréquences"
F.Gardiol
Edition Georgi, 1981
- [4] "Etude d'une méthode de mesure de la conductivité complexe en microondes de films minces supraconducteurs à haute température critique"
F.Mehri
Thèse de doctorat, Université de Lille I, Septembre 1994

COUPLEURS



Notre but, dans la conception et la réalisation de coupleurs, est d'obtenir des coupleurs ayant une bande passante la plus large possible afin de tirer parti au maximum des propriétés supraconductrices des films minces. Ces coupleurs vont être conçus pour fonctionner à des fréquences centrées sur 10 GHz et 14 GHz. Ils pourront, une fois réalisés, s'intégrer comme éléments de circuits par exemple dans les multiplexeurs.

1. COUPLEURS EN ANNEAU

1.1. Coupleur simple à 10 GHz

1.1.1. Géométrie du coupleur

Le schéma d'un coupleur en anneau, dans sa configuration la plus simple, est représenté sur la figure suivante :

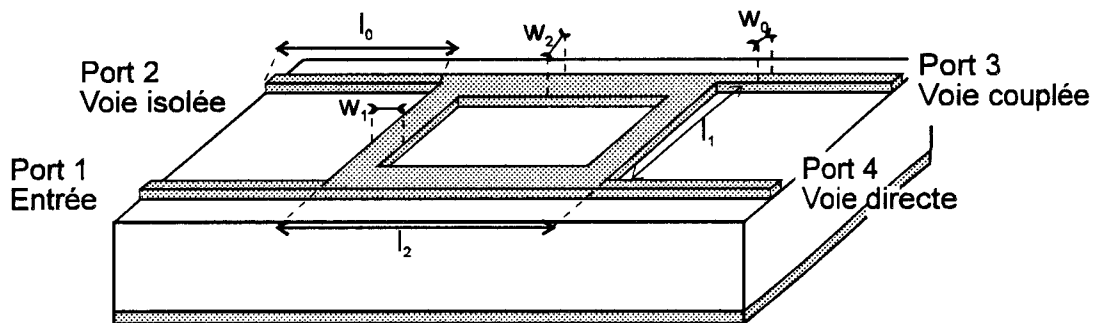


Figure 1-1 : Représentation d'un coupleur hybride simple

Nous allons, dans un premier temps, déterminer les différents paramètres des lignes, longueur l , largeur w , impédance caractéristique Z , à l'aide de formules simples disponibles dans la littérature [1]. Ces paramètres seront alors le point de départ d'une optimisation informatique par le logiciel M.D.S. (HP-Eessoff, version 6), qui prendra en compte les pertes métalliques, diélectriques, la dispersion due à la fréquence....

Dans le cas du coupleur en anneau, nous avons souhaité avoir un couplage de 3 dB. Pour cette valeur, les lignes de largeur w_1 et w_2 , de longueur l_1 et l_2 , doivent avoir respectivement pour impédance caractéristique :

- $Z_1 = Z_0 = 50 \Omega$
- $Z_2 = Z_1 / \sqrt{2} = 35.35 \Omega$

A l'aide des formules de lignes TEM simples [2], on obtient alors pour un substrat de 250 μm d'épaisseur et de constante diélectrique $\epsilon_r = 9.8$:

- $w_0 = 0.25 \text{ mm}$
- $w_1 = 0.25 \text{ mm}$
- $w_2 = 0.47 \text{ mm}$

Pour avoir un coupleur de fréquence centrale 10 GHz, nous aurons :

- $\lambda_g = c / (f\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}) = 1.18 \text{ cm}$ où λ_g représente la longueur d'onde effective et ϵ_{reff} la constante diélectrique effective qui vaut environ 6.5 [2].
- $l_1 = l_2 = \lambda_g / 4 = 2.94 \text{ mm}$ [1]

Nous prenons ces valeurs théoriques de w_1 , w_2 , l_1 , l_2 comme valeurs de départ pour réaliser l'optimisation du circuit.

1.1.2. Optimisation

Après avoir optimisé à l'aide de M.D.S., pour un substrat de MgO d'épaisseur $h = 250 \mu\text{m}$ et de constante diélectrique $\epsilon_r = 9.8$, nous avons obtenus les valeurs suivantes :

- $w_1 = 0.26 \text{ mm}$
- $w_2 = 0.48 \text{ mm}$
- $l_1 = 2.9 \text{ mm}$
- $l_2 = 2.9 \text{ mm}$

Les caractéristiques obtenues pour un film de 4 μm d'or indiquent une bande passante de l'ordre de 10 % (de 9.5 GHz à 10.5 GHz), cette bande est définie par rapport à la bande plate du déphasage (cf. Figure 1-4). Les pertes dans la bande passante sont inférieures à 0.2 dB (cf. Figure 1-2). L'isolation est de -42 dB à 10 GHz (cf. Figure 1-6), ce qui donne donc une directivité de 39 dB au centre de la bande (directivité = couplage - isolation).

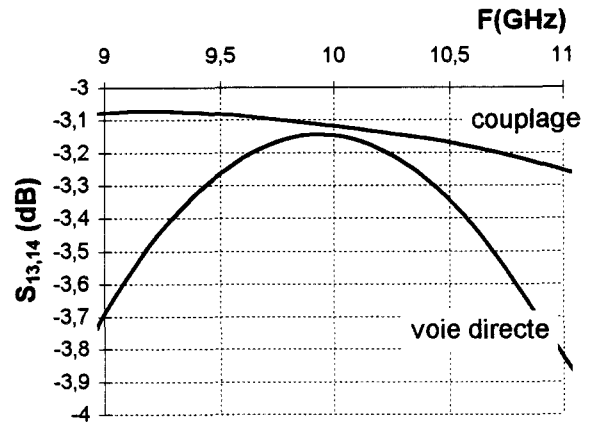
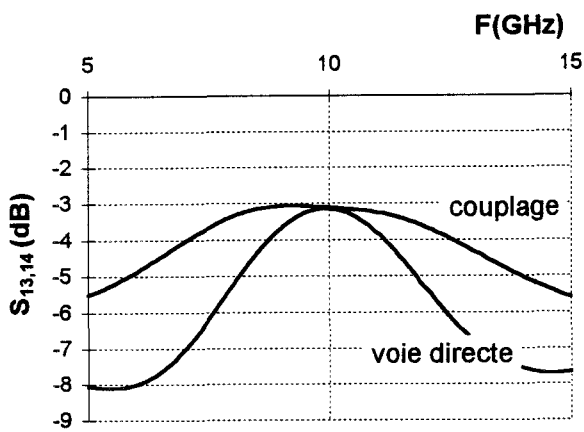


Figure 1-2 et Figure 1-3: Couplage et voie directe du coupleur simple en anneau optimisé par M.D.S. pour de l'or sur MgO

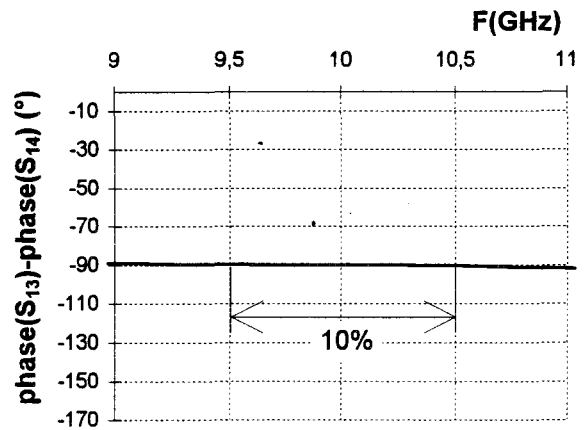
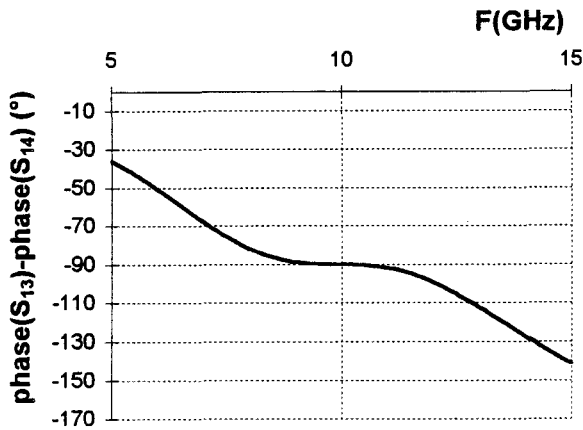


Figure 1-4 et Figure 1-5 : Déphasage du coupleur simple en anneau optimisé par M.D.S. pour de l'or sur MgO

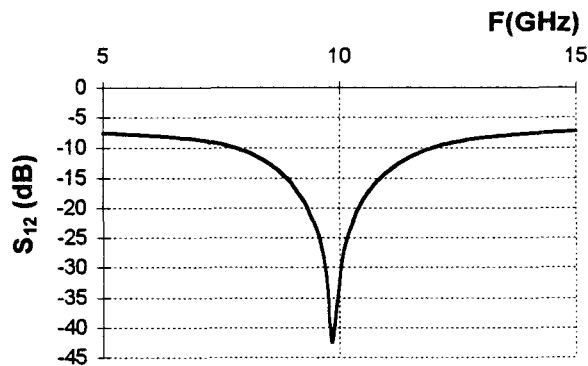


Figure 1-6 : Isolation du coupleur simple en anneau simulé sur M.D.S. pour de l'or sur MgO

1.1.3. Mesures

Des circuits de test ont été réalisés avec un substrat commercial d'alumine, d'épaisseur 250 μm , de constante diélectrique 9.9, recouvert sur ses deux faces par une métallisation de 4 μm d'or. Ainsi, nous restons dans les mêmes conditions qu'avec le substrat MgO utilisé pour les simulations et pour les échantillons supraconducteurs.

Les mesures ont été réalisées à température ambiante, à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8510B. Le circuit est caractérisé en deux temps, la voie couplée puis la voie directe. La Figure 1-7 présente l'agencement nécessaire pour mesurer le coupleur, composant possédant quatre accès, dans notre cellule de mesure prévue pour des circuits à deux accès. Les accès mesurés sont centrés et amenés jusqu'à la connectique par l'intermédiaire de lignes microrubans d'or sur alumine. Les accès non mesurés sont adaptés à 50 Ω grâce à des résistances réalisées sur alumine métallisée nickel-chrome-or. Des soudures de rubans d'or relient les lignes entre-elles.

Nous constatons un bon accord entre les simulations et les mesures. En effet, l'allure des courbes et la fréquence centrale de 10 GHz sont respectées. Le couplage à la fréquence centrale est de 4.2 dB, il varie sur la bande passante de 3.6 à 4.5 dB (cf. Figure 1-8). Pour la voie directe, nous mesurons une transmission comprise, sur la bande passante, entre -4.7 dB et -5.5 dB, avec une valeur maximale de -4.3 dB. L'écart moyen entre la réponse mesurée et celle simulée est de l'ordre de 1 dB (cf. Figure 1-10 et Figure 1-12). Il s'explique par les pertes dues à la cellule de mesure et aux connecteurs, qui rappelons le, ne sont pas pris en compte dans le calibrage. De plus, il existe aussi des pertes dues au rayonnement qui ne sont pas pris en compte par le logiciel de simulation.

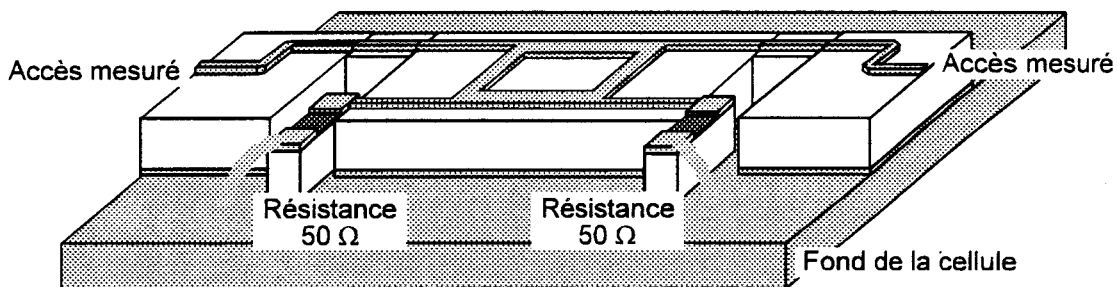


Figure 1-7 : Mise en place du coupleur dans la cellule de mesure deux ports, cas de la voie directe

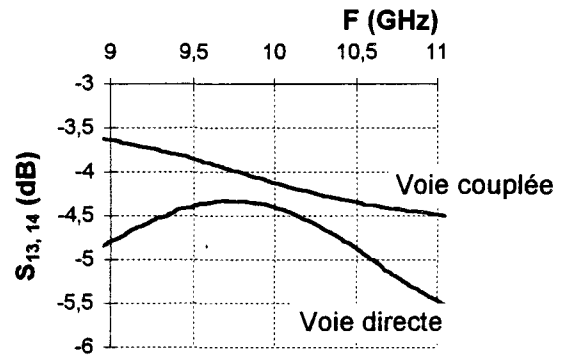
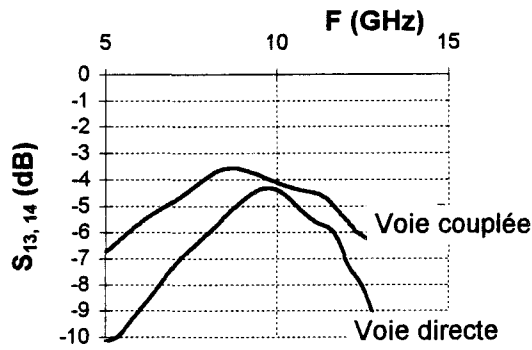


Figure 1-8 et Figure 1-9: Mesures des voies couplée et directe du coupleur simple réalisé en or sur alumine

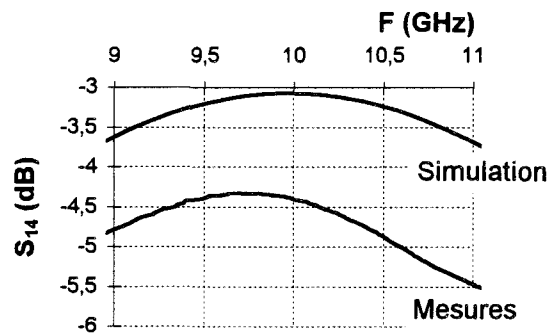
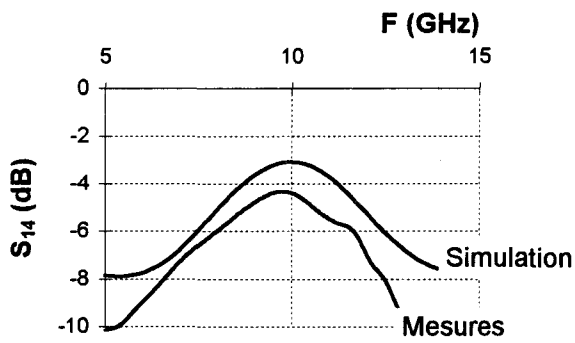


Figure 1-10 et Figure 1-11 : Comparaison entre la mesure et la simulation pour la voie directe du coupleur simple réalisé en or sur alumine

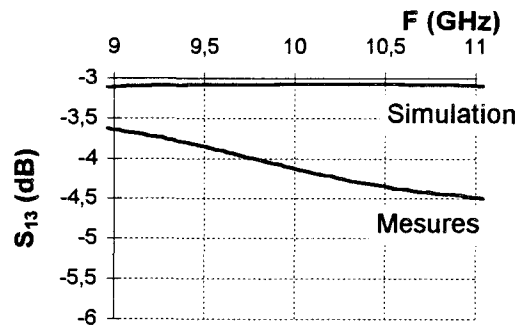
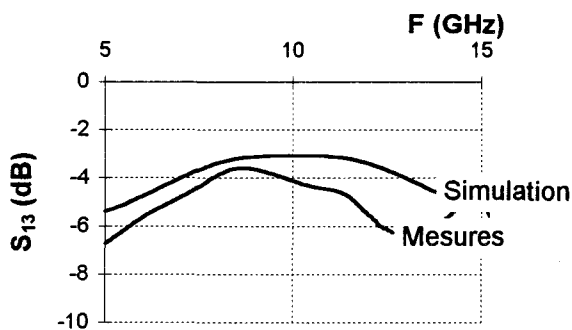


Figure 1-12 et Figure 1-13 : Comparaison entre la mesure et la simulation pour la voie couplée du coupleur simple réalisé en or sur alumine

1.2. Coupleur large bande passante à 14 GHz

1.2.1. Conception du coupleur

Le coupleur déterminé précédemment ne permet pas de tirer un profit très grand des propriétés des films minces supraconducteurs. En effet, la bande passante est très étroite, de l'ordre de 10 %, alors que nous souhaiterions avoir une large bande. Par contre, les pertes de ce coupleur sont faibles, de l'ordre de 0.2 dB. Or nous savons que l'intérêt d'utiliser des supraconducteurs au lieu de la métallisation classique réside dans la diminution des pertes des circuits. Il nous est donc apparu intéressant et possible de réaliser un coupleur plus performant en bande passante, qui présenterait des pertes métalliques plus importantes que le coupleur précédent, pertes qui devraient devenir insignifiantes dans le cas supraconducteur.

Nous nous sommes basés pour cela sur l'étude [3] d'un coupleur en anneau prolongé par des lignes de différentes impédances (cf. Figure 1-14).

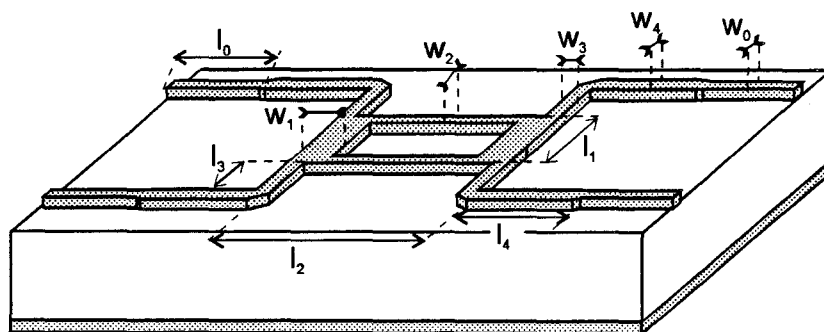


Figure 1-14 : Schéma du coupleur large bande

Ce coupleur a été optimisé sur M.D.S. pour un substrat de MgO de hauteur 250 μm et de constante diélectrique 9.8, en partant des valeurs d'impédance Z_3 et Z_4 des lignes de longueur l_3 et l_4 données par Kirschning et Jansen [3].

Nous avons obtenus comme dimensions de lignes les valeurs suivantes :

- $l_1 = 2 \text{ mm}$
- $l_2 = 2.1 \text{ mm}$
- $l_3 = 4.1 \text{ mm}$
- $l_4 = 3.1 \text{ mm}$
- $w_1 = 0.38 \text{ mm}$
- $w_2 = 0.18 \text{ mm}$
- $w_3 = 0.08 \text{ mm}$
- $w_4 = 0.31 \text{ mm}$

A partir des réponses obtenues en simulation, nous pouvons constater que la bande passante de ce coupleur est plus grande que celle du coupleur précédent (cf. Figure 1-15, Figure 1-16 et Figure 1-17). En effet nous sommes passés de 10% à plus de 30 %. Par contre nous avons des pertes de l'ordre de 0.4 dB pour le coupleur en or, conséquence de l'adjonction de lignes supplémentaires. L'isolation dans le domaine de la bande passante est inférieure à -20 dB, ce qui correspond à une directivité supérieure à 17 dB dans la bande de fonctionnement du coupleur.

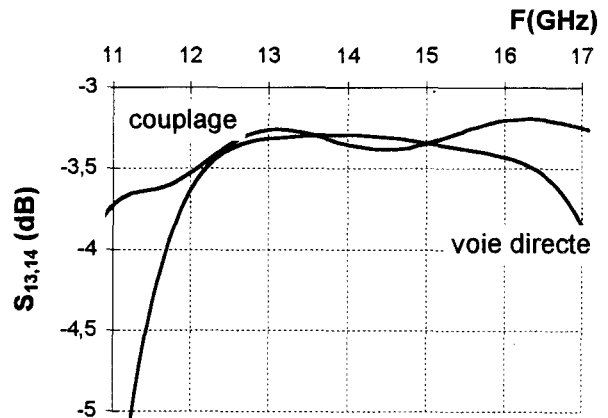
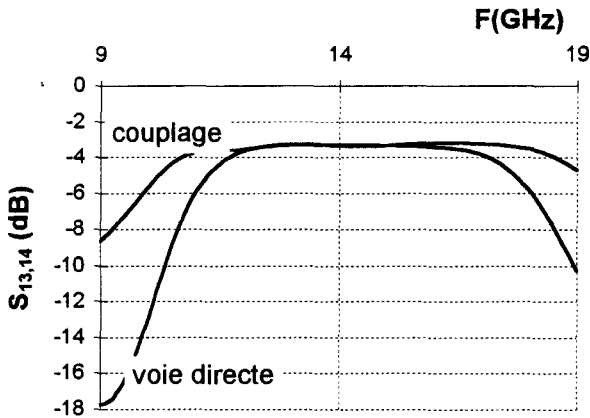


Figure 1-15 et Figure 1-16: Couplage et voie directe du coupleur large bande en or simulé sur M.D.S.

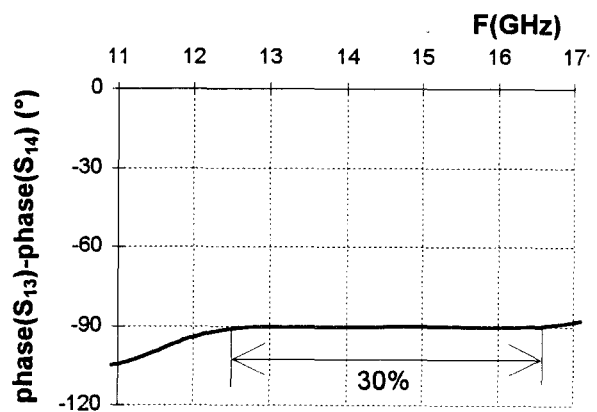
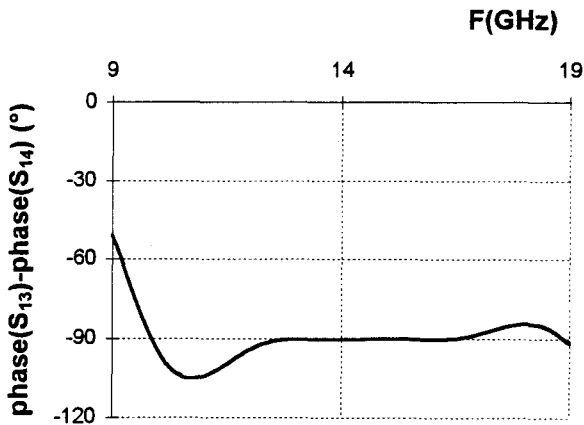


Figure 1-17 et Figure 1-18 : Déphasage du coupleur large bande en or simulé sur M.D.S.

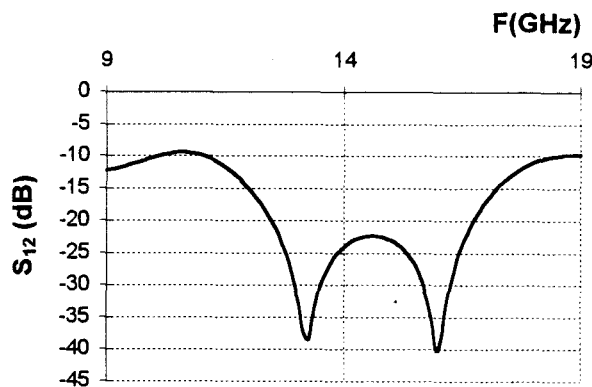


Figure 1-19 : Isolation du coupleur large bande simulé sur M.D.S. pour de l'or

1.2.2. Résultats des mesures

Des circuits test ont été réalisés à l'aide d'un substrat de duroid de constante diélectrique 10.2, métallisé sur les deux faces par une épaisseur de 17.5 μm de cuivre.

La réponse en couplage (cf. Figure 1-20) présente une allure générale similaire pour les mesures et les simulations. La bande passante est la même. Mais nous pouvons observer la présence d'oscillation dont les amplitudes varient de 0.8 à 4 dB. Ces oscillations peuvent être dues à l'épaisseur importante de cuivre qui provoque une erreur sur la largeur des lignes les plus fines mais aussi à un mauvais contact entre le plan de masse du circuit et du fond de la cellule.

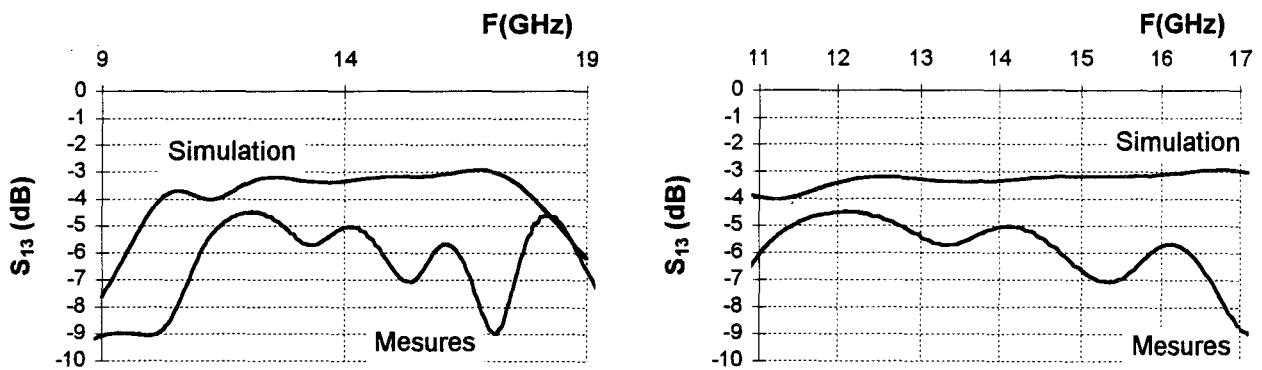


Figure 1-20 et Figure 1-21 : Comparaison entre la mesure et la simulation pour la voie couplée du coupleur large bande réalisé en cuivre sur duroid

2. COUPLEURS A LIGNES COUPLEES

En utilisant des coupleurs en anneau, nous avons réussi à aboutir à un coupleur ayant une large bande, 30 %. Mais l'encombrement de ce coupleur est important, 15 x 15 mm².

En utilisant les coupleurs à lignes couplées, nous souhaitons réduire l'encombrement dans une direction, pour aboutir à des dimensions de l'ordre de 5 x 15 mm². Ces coupleurs ne sont pas simulables directement et facilement à partir des logiciels commerciaux. Nous nous sommes donc attachés à réaliser un logiciel simple d'utilisation, qui permet d'obtenir les données directement utilisables pour la confection du masque du circuit.

Dans les parties qui suivent, nous allons donner les étapes de construction du programme. Tout d'abord, nous rappelons les paramètres d'une ligne microruban simple.

2.1. Ligne microruban simple

2.1.1. Valeurs caractéristiques

Une ligne microruban simple, comme celle représentée Figure 2-1, est caractérisée par sa longueur l , sa largeur w et son épaisseur t . Elle est déposée sur un substrat de hauteur h et de constante diélectrique ϵ_r .

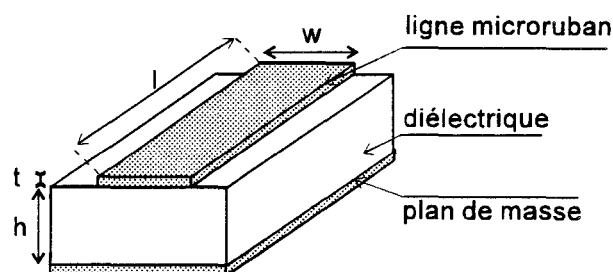


Figure 2-1 : Géométrie d'une ligne microruban

Comme nous sommes en présence de deux diélectriques, l'air et le substrat, la propagation ne se fait pas suivant un mode TEM. Malgré cela, l'essentiel de l'énergie transmise le long de la ligne se fait avec une distribution des champs qui ressemble beaucoup au mode TEM (cf. Figure 2-2). On parle alors de mode "quasi-TEM".

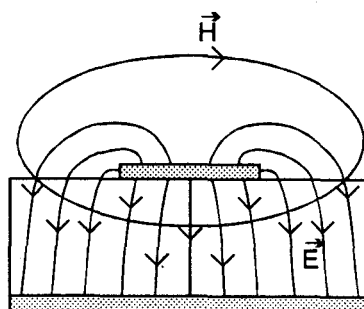


Figure 2-2 : Lignes de champ électrique et magnétique dans une ligne microruban

Dans cette approximation, un tronçon de ligne de longueur dz sera représenté par le schéma électrique de la Figure 2-3. R , C , L , G sont les constantes primaires, ce sont des grandeurs linéiques. R est la résistance, C la capacité, L l'inductance et G la conductance.

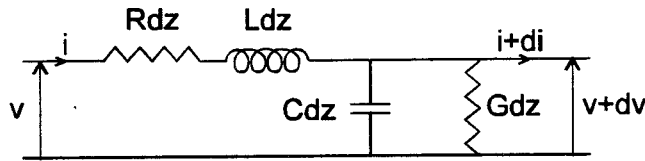


Figure 2-3 : Schéma électrique d'un tronçon de ligne microruban de longueur dz

L'impédance caractéristique de la ligne Z_0 est directement reliée à ces constantes par l'équation suivante :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Eq. 2-1

Si on considère la ligne comme sans perte et le diélectrique parfaitement isolant, alors nous avons :

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Eq. 2-2

On appelle vitesse de phase $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Quand le diélectrique est de l'air, cette vitesse est égale à la vitesse de la lumière $c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}}$ (l'indice "a" indique que le diélectrique est de l'air). L'inductance L n'est pas modifiée par la présence du diélectrique. Nous aboutissons alors à l'expression approchée suivante de l'impédance caractéristique, indépendante de L :

$$Z_0 \cong \frac{1}{c\sqrt{CC_a}}$$

Eq. 2-3

De la même façon, sont définies la permittivité effective $\epsilon_{r\text{effectif}} = \frac{C}{C_a}$ et la longueur d'onde effective $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r\text{effectif}}}}$, où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

Nous pouvons dès lors constater que les paramètres de la ligne microruban dépendent de la connaissance des capacités C et C_a . Ces capacités sont constituées de :

- La capacité simple C_p résultante du condensateur formé par la ligne et le plan de masse
- Deux capacités marginales C_f dues aux effets de bord (cf. Figure 2-4)

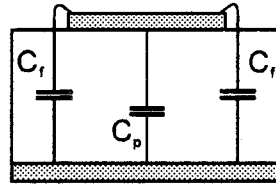


Figure 2-4 : Capacités statiques pour une ligne microruban simple

Leurs valeurs sont directement reliées aux caractéristiques de la ligne et du substrat [4] :

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h}$$

Eq. 2-4

$$C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\text{effectif}}}}{2cZ_0} - \frac{1}{2}C_p$$

Eq. 2-5

Z_0 et $\epsilon_{r\text{effectif}}$ sont déterminés par des formules empiriques [5], en fonction du rapport w/h largeur de ligne sur hauteur du substrat :

$$\epsilon_{r\text{effectif}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\epsilon_r)}$$

$$\text{avec } \begin{cases} u = \frac{w}{h} \\ a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right) \\ b(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \end{cases}$$

Eq. 2-6

$$Z_0 = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{r\text{effectif}}}}$$

$$\text{avec } \begin{cases} Z_{01} = 60 \ln \left(\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right) \\ u = \frac{w}{h} \\ f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left(- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right) \end{cases}$$

Eq. 2-7

2.1.2. Influence de l'épaisseur de la ligne

Les formules précédentes sont données pour une ligne microruban de conductivité infinie et d'épaisseur nulle. La présence d'une épaisseur de métallisation t non nulle va influencer sur la largeur de la ligne, sur l'impédance caractéristique et la permittivité effective. En effet, la largeur électrique de la ligne ne sera plus alors w mais $w_e = w + \Delta w$, où Δw est donné [5] par :

$$\Delta w = \frac{t}{2\pi} \left(1 + \frac{1}{\cosh \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right) \ln \left(1 + \frac{4 \exp(1)}{\frac{t}{h} \cotanh^2 \sqrt{6.517 \frac{w}{h}}} \right)$$

Eq. 2-8

Sur les Figure 2-5 à Figure 2-9 sont présentés plusieurs cas de l'influence de l'épaisseur de métallisation sur la largeur de la ligne, l'impédance caractéristique et la constante diélectrique. Nous avons considéré trois épaisseurs de métallisation particulières. L'épaisseur de 17.5 μm correspond à la couche de cuivre présente sur les substrats de duroid commerciaux que nous utilisons pour certains circuits test. La métallisation de 4 μm est l'épaisseur d'or que nous avons sur les alumines utilisées aussi pour réaliser des prototypes métalliques. Enfin, 4000 \AA est l'épaisseur classique qu'ont les films minces supraconducteurs déposés sur les substrats de MgO ou de LaAlO₃. Nous pouvons constater que :

- Pour les épaisseurs de 17.5 μm et de 4 μm , l'influence de t n'est pas négligeable. Cette influence est d'autant plus importante que la largeur de la ligne est faible. Pour des lignes de largeur inférieure à 100 μm , elle doit être prise en compte dans les calculs.
- Pour les épaisseurs de 4000 \AA , la variation sur les différents paramètres est très faible, elle est au maximum de 4 %. Nous pouvons donc la négliger dans le programme pour le cas des supraconducteurs.

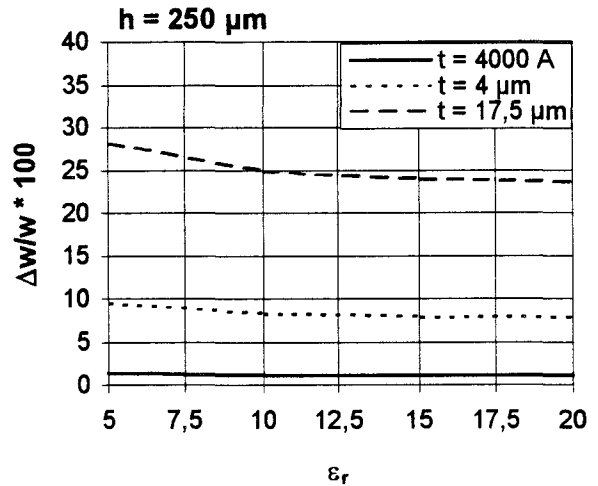
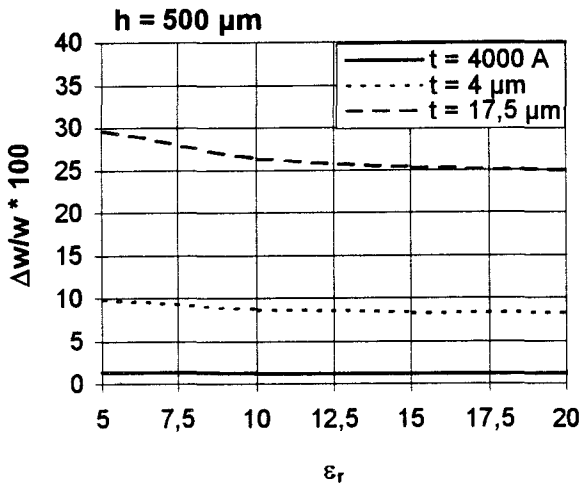


Figure 2-5 et Figure 2-6 : Variation de la largeur de la ligne microruban pour $w = 50 \mu\text{m}$ pour différentes épaisseur de métallisation en fonction de la constante diélectrique, pour des hauteurs de substrat de $250 \mu\text{m}$ et $500 \mu\text{m}$

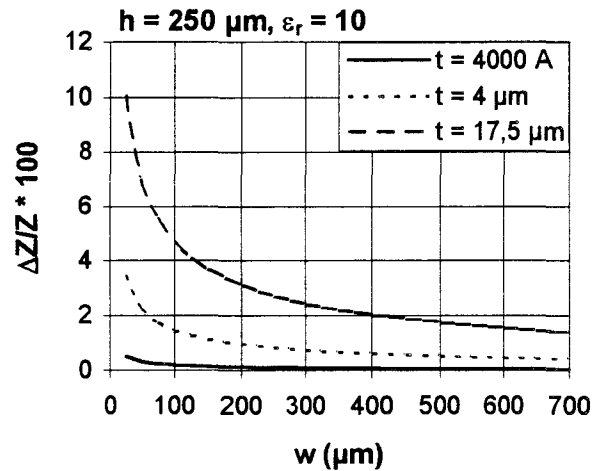
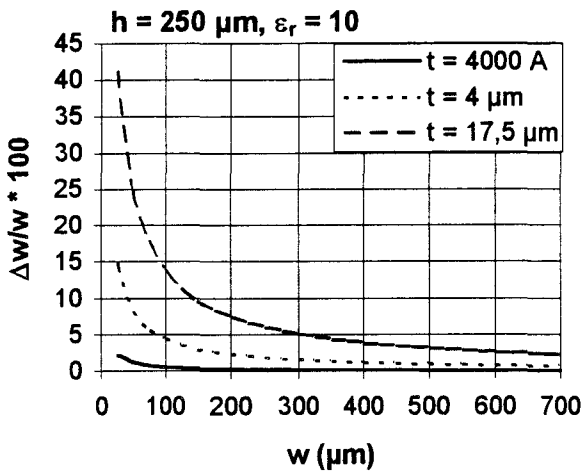


Figure 2-7 : Variation de la largeur de la ligne microruban en fonction de cette largeur pour un substrat de $250 \mu\text{m}$ de hauteur et de constante diélectrique $\epsilon_r = 10$

Figure 2-8 : Variation de l'impédance caractéristique de la ligne microruban en fonction de la largeur w et de l'épaisseur t pour un substrat de $250 \mu\text{m}$ de hauteur et de constante diélectrique $\epsilon_r = 10$

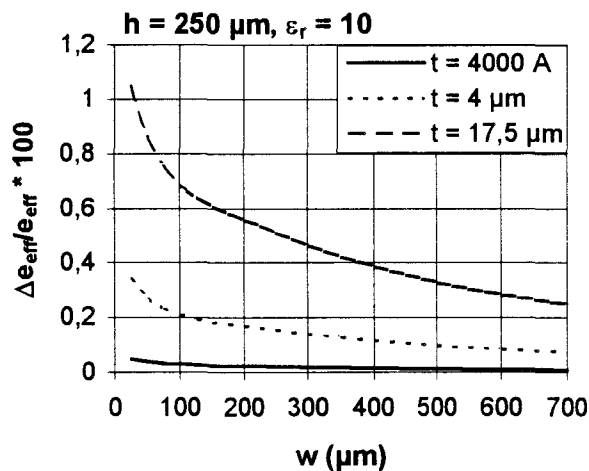


Figure 2-9 : Variation de la permittivité effective en fonction de la largeur w et de l'épaisseur t pour un substrat de $250 \mu\text{m}$ de hauteur et de constante diélectrique $\epsilon_r = 10$

2.2. Coupleurs à lignes uniformes

Maintenant que nous avons précisé les caractéristiques d'une ligne microruban simple, nous allons nous attacher à étudier le cas d'un coupleur constitué de deux lignes couplées uniformes.

2.2.1. Valeurs caractéristiques

Les coupleurs à lignes couplées uniformes ont la géométrie présentée à la Figure 2-10.

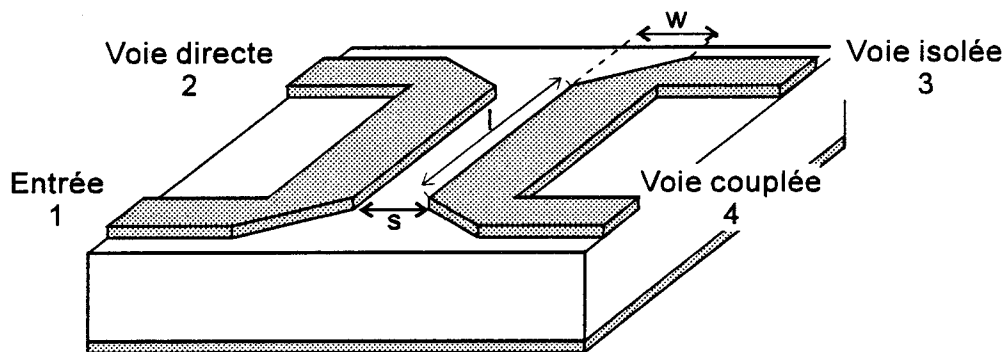


Figure 2-10 : Géométrie d'un coupleur à lignes uniformes

Quand deux lignes de transmission sont proches, elles deviennent couplées électromagnétiquement par l'intermédiaire de leurs champs électrique et magnétique. Ces deux lignes couplées peuvent être excitées dans deux modes : mode pair (even) et mode impair (odd), c'est à dire en phase et en opposition de phase, pour des signaux de même amplitude. On associe à chacun de ces modes des impédances caractéristiques de ligne Z_{0e} et Z_{0o} . Les lignes sont adaptées à l'impédance Z_0 quand Z_{0e} et Z_{0o} vérifient la relation :

$$Z_{0e}Z_{0o} = Z_0^2$$

Eq. 2-9

La connaissance de ces impédances, comme Z_0 pour une ligne simple, est essentiel à la conception d'un circuit à lignes couplées.

Chaque mode est caractérisé par ses capacités C_e et C_o . Ces différentes capacités sont constituées de la somme des capacités présentées sur les Figure 2-11 et Figure 2-12. Pour le mode pair, le calcul est effectué en plaçant un front magnétique au milieu de la structure, pour le mode impair un front électrique.

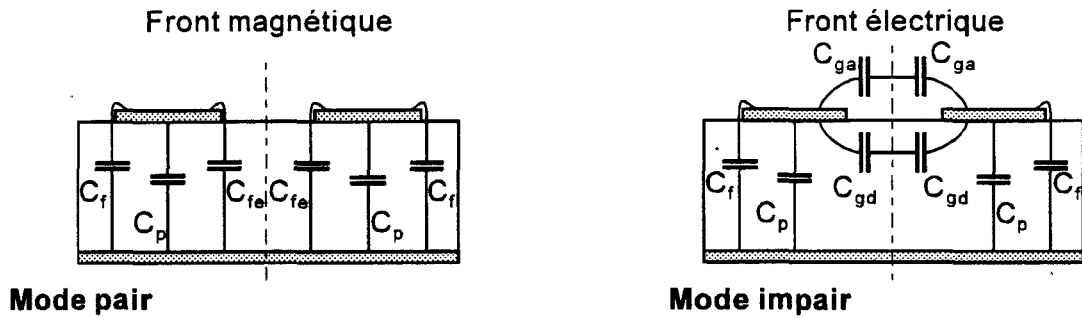


Figure 2-11 et Figure 2-12 : Capacités de modes pair et impair du modèle électrique de deux lignes microruban couplées.

C_f et C_p sont les capacités décrites dans le cadre de la ligne simple (cf. Eq. 2-4 et Eq. 2-5).

C_{fe} correspond, pour le mode pair, à la capacité de bord C_f modifiée par la présence du second conducteur [6] :

$$C_{fe} = \frac{C_f}{1 + \frac{Ah}{s} \tanh\left(\frac{8s}{h}\right)} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{r\text{effectif}}}}$$

$$\text{où } A = \exp\left(-0.1 \exp\left(2.33 - 2.53 \frac{w}{h}\right)\right)$$

Eq. 2-10

C_{ga} et C_{gd} sont pour le mode impair les capacités résultantes de la présence des lignes séparées d'une part par l'air, d'autre part par le diélectrique. Leur somme donne C_{fo} , qui correspond à la capacité C_f modifiée par la présence des deux lignes :

$$C_{fo} = C_{ga} + C_{gd}$$

$$\text{où } \begin{cases} C_{ga} = \epsilon_0 K(k) \\ C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln\left(\coth\left(\frac{\pi s}{4h}\right)\right) + 0.65 C_f \left(0.02 \frac{h\sqrt{\epsilon_r}}{s} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2}\right) \end{cases}$$

$$\text{avec } \begin{cases} k = \frac{s}{s + 2w} \\ K(k) \text{ est la fonction elliptique} \end{cases}$$

Eq. 2-11

Nous obtenons alors les capacités totales de mode pair, C_e , et de mode impair, C_o :

$$C_e = C_f + C_p + C_{fe}$$

Eq. 2-12

$$C_o = C_f + C_p + C_{fo}$$

Eq. 2-13

On définit, comme pour la ligne simple, la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique, pour le mode pair et le mode impair :

$$\varepsilon_{r_e} = \frac{C_e}{C_{ea}} \text{ pour le mode pair, } \varepsilon_{r_o} = \frac{C_o}{C_{oa}} \text{ pour le mode impair}$$

Eq. 2-14

$$Z_{0e} = \frac{1}{c\sqrt{C_e C_{ea}}} \text{ pour le mode pair, } Z_{0o} = \frac{1}{c\sqrt{C_o C_{oa}}} \text{ pour le mode impair}$$

Eq. 2-15

Rappelons que C_{ea} et C_{oa} sont les capacités respectivement de modes pair et impair lorsque le diélectrique est de l'air.

La Figure 2-13 présente la comparaison entre le calcul effectué à l'aide des formules empiriques présentées dans les équations précédentes et celui de Bryant et Weiss [7], réalisé avec les fonctions de Green, pour les impédances caractéristiques de modes pair et impair. Nous pouvons constater un très bon accord entre les courbes, ce qui valide bien le choix que nous avons effectué en utilisant des formules empiriques.

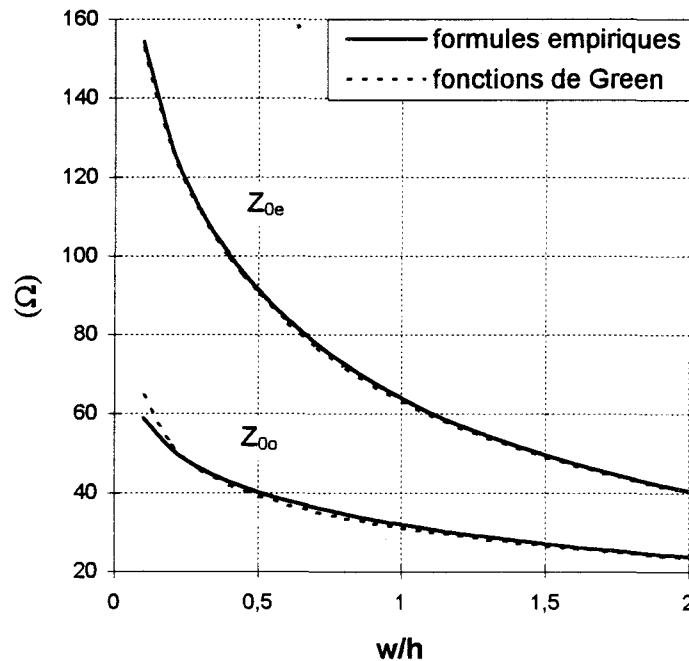


Figure 2-13 : Comparaison entre les valeurs des impédances de modes pair et impair obtenues par les formules empiriques et celles de Bryant et Weiss obtenues à l'aide des fonctions de Green

Toutes ces formules sont valables en mode statique, c'est à dire à très basse fréquence. Les coupleurs que nous souhaitons réaliser doivent fonctionner pour des fréquences de quelques dizaines de gigahertz. Nous prenons donc en compte la dispersion en utilisant les formules de Kirschning et Jansen [8] (cf. Annexes 3). Les constantes diélectriques relatives des modes pair et impair seront alors notées, respectivement, $\epsilon_{re}(f)$ et $\epsilon_{ro}(f)$. Nous donnons Figure 2-14 l'évolution des constantes diélectriques effectives en fonction de la fréquence. Nous pouvons constater que pour le mode impair, l'influence de la fréquence est très faible. Par contre, pour le mode pair, nous notons une augmentation régulière en fonction de la fréquence, du continu à 10 GHz, de l'ordre de 3 %.

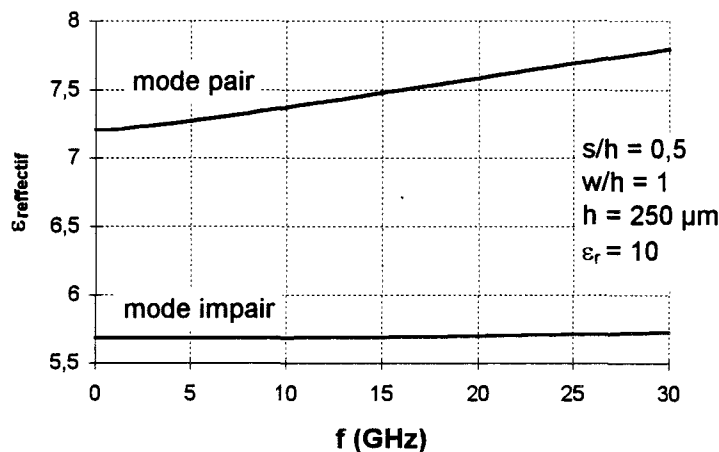


Figure 2-14 : Evolution des constantes diélectriques effectives de modes pair et impair en fonction de la fréquence.

2.2.2. Détermination des dimensions

A partir des équations Eq. 2-14 et Eq. 2-15, nous obtenons une équation reliant directement les impédances caractéristiques, les constantes diélectriques effectives et les capacités :

$$Z_{0e}Z_{0o} = \frac{1}{c^2 C_{ea} C_{oa} \sqrt{\epsilon_{re}(f) \epsilon_{ro}(f)}}$$

Eq. 2-16

En remplaçant le produit $Z_{0e}Z_{0o}$ par Z_0^2 (cf. Eq. 2-9), on obtient alors :

$$Z_0^2 c^2 C_{ea} C_{oa} \sqrt{\epsilon_{re}(f) \epsilon_{ro}(f)} - 1 = 0$$

Eq. 2-17

Nous aboutissons à une formule dont les paramètres connus sont la fréquence f , l'impédance caractéristique Z_0 , typiquement 50Ω , et la vitesse de la lumière c . Les inconnues restant à déterminer sont C_{ea} , C_{oa} , $\epsilon_{re}(f)$ et $\epsilon_{ro}(f)$. Ces paramètres dépendent de f , Z_0 , et des dimensions des lignes w et h . Ces dimensions ne sont pas connues à priori. Pour les obtenir, nous allons :

- Imposer une largeur de couplage s
- Prendre une largeur de ligne w et la faire varier tant que l'équation Eq. 2-17 n'est pas vérifiée.

Ainsi, nous disposons d'un ensemble de couple (w , s), pour lesquels nous pouvons calculer alors les vitesses de phases des modes pair et impair v_e et v_o :

$$v_{e,o}(f) = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re,o}(f)}}$$

Eq. 2-18

On définit le coefficient de couplage k de la manière suivante :

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$$

Eq. 2-19

2.2.3. Amélioration des performances

Pour augmenter la directivité des coupleurs, il faut que les vitesses de phases des modes pair et impair soient les plus proches possible. Théoriquement, si ces vitesses sont égales, la directivité est alors infinie. Pour obtenir cette égalité, nous allons modifier la structure des lignes du coupleur en insérant des dents (cf. Figure 2-15).

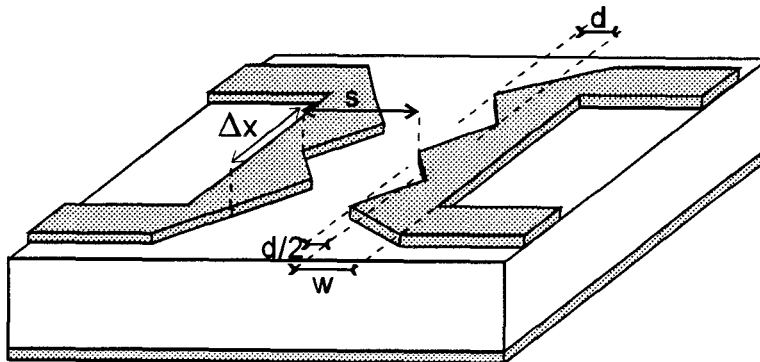


Figure 2-15 : Géométrie du coupleur permettant d'obtenir l'égalité des vitesses de phase des modes pair et impair

La hauteur d des dents est obtenue par la formule empirique suivante [6] :

$$d = \frac{\Delta x}{2} \exp\left(1.38 \frac{C_{fe}}{C_{fo}}\right) \sqrt{\left(\frac{C'_{fo}}{C_{fo}}\right)^2 - 1}$$

$$\text{où } C'_{fo} = (C_p + C_f) \left(\frac{\epsilon_{re}(f)}{\epsilon_{ro}(f)} - 1\right) + \frac{\epsilon_{re}(f)}{\epsilon_{ro}(f)} C_{fo}$$

et Δx est un paramètre ajustable

Eq. 2-20

Nous obtenons alors comme expression de la vitesse [6] :

$$v(f) = \frac{v_e(f)}{\exp\left(0.06 \frac{C_{fe}}{C_{fo}}\right)}$$

Eq. 2-21

Finalement, le coupleur aura pour longueur définitive $l = \lambda_g/4$, où $\lambda_g/4$ est donnée par l'expression suivante [9] :

$$\frac{\lambda_g}{4} = l_{cw} \sqrt{\frac{C_p + C_f + C_{fe}}{C_p + C_f + C'_{fe}}}$$

$$\text{où } \begin{cases} l_{cw} = \frac{\lambda_e + \lambda_0 \frac{C'_{fo}}{C_{fo}}}{8} \\ C'_{fe} = C_{fe} \frac{C'_{fo}}{C_{fo}} \\ \lambda_e = \frac{v_e(f_c)}{f_c} \end{cases}$$

et f_c est la fréquence centrale de fonctionnement du coupleur

Eq. 2-22

Dans le cas des supraconducteurs à haute température critique, on sait que la présence de structures en pointes, qui favorisent l'accumulation de charges, peut dégrader la supraconductivité. Afin de supprimer cet inconvénient, il a été proposé d'arrondir les dents [10 - 11] pour obtenir une sorte de serpent (cf. Figure 2-16).

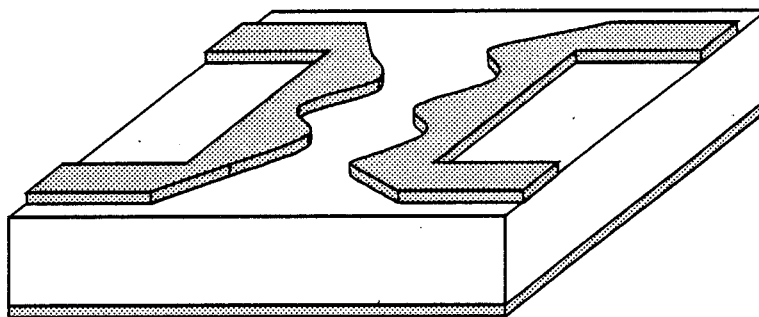


Figure 2-16 : Modification de la géométrie des dents pour les coupleurs supraconducteurs

Toutes les étapes de calcul ont été programmées dans un sous-programme nommé *lignes uniformes*. L'organisation de ce programme est présenté à la Figure 2-17.

Les capacités C_{xa} correspondent aux capacités C_x avec pour diélectrique l'air, soit une permittivité $\epsilon_r = 1$.

Les différentes bornes sont définies de la façon suivante :

- f_{start} et f_{stop} sont les fréquences extrêmes de la bande passante du coupleur.
- s_{min} est choisi par l'opérateur, il est de l'ordre de 50 μm . Sa valeur dépend de la précision possible sur les motifs réalisés en lithographie.
- s_{max} sera atteint quand le coefficient de couplage k sera nul.

L'enregistrement dans la variable "tableau" permet de stocker les paramètres s , w , d , v . L'ensemble des enregistrements "tableau", la fréquence et la longueur d'onde effective correspondantes sont alors stockés dans un enregistrement "liste".

Ces enregistrements "liste" et "tableau" seront réutilisés pour la réalisation du coupleur non-uniforme.

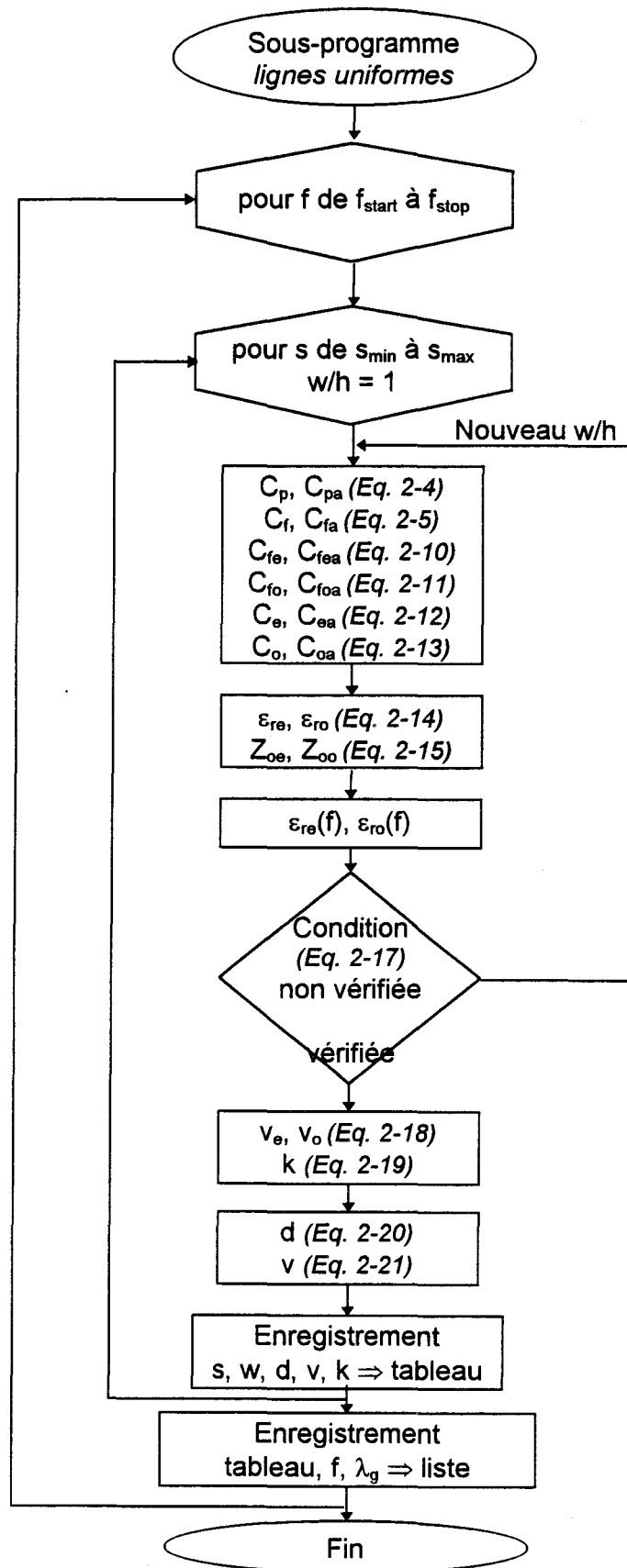


Figure 2-17 : Synoptique du sous-programme permettant de calculer les paramètres d'un coupleur à lignes uniformes à dents

2.3. Coupleurs à lignes non-uniformes

2.3.1. Présentation et intérêt de la structure

Dans le cas du coupleur uniforme, nous avons vu qu'à un couple (w, s) de largeur et d'espacement des lignes correspond un coefficient de couplage k et une bande passante donnés. La longueur l du coupleur est quant à elle directement reliée à la fréquence centrale de fonctionnement. Par conséquent, nous ne disposons d'aucune variable permettant d'augmenter la bande passante de ce type de coupleur.

Une solution envisageable est alors de mettre en cascade des coupleurs de fréquences centrales rapprochées les unes des autres. Ainsi, grâce au recouvrement des différentes bandes passantes, nous obtiendrons un coupleur large bande. Plus le nombre de coupleurs sera grand, plus grande sera la bande passante. Si les portions de coupleurs enchaînés sont suffisamment petites, on obtiendra alors un coupleur à lignes non-uniformes dont la géométrie est indiquée Figure 2-18 et Figure 2-19. Ce type de coupleur présente une symétrie par rapport à l'axe Oy .

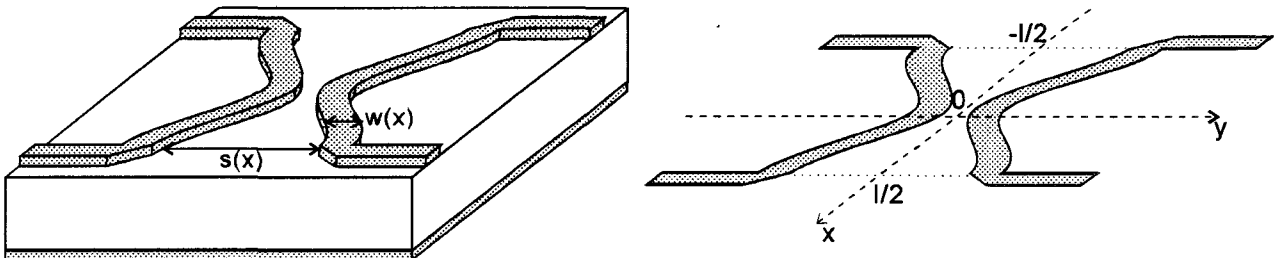


Figure 2-18 et Figure 2-19 : Géométrie d'un coupleur à lignes couplées non-uniformes

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle va augmenter la différence entre la vitesse de phase de mode pair et celle de mode impair [9], et donc engendrer une détérioration importante de la directivité du coupleur. Pour éviter cet effet, nous introduisons, comme pour le coupleur à lignes uniformes, des dents dans les lignes couplées (cf. Figure 2-20). Nous obtenons alors une seule vitesse de phase $v = v_e = v_o$.

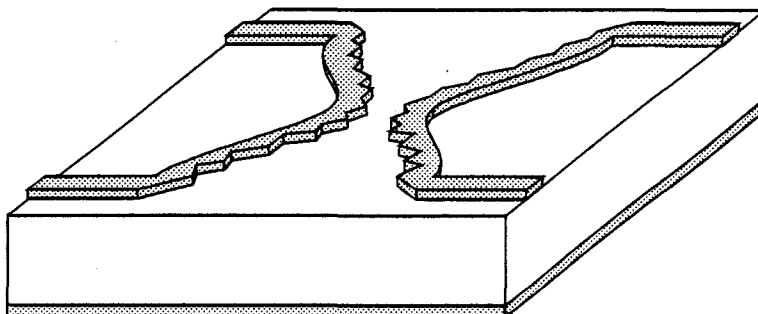


Figure 2-20 : Géométrie d'un coupleur à lignes non-uniformes et à dents

Cependant, nous ne pouvons augmenter indéfiniment la bande passante en gardant le couplage constant. En effet, plus la bande passante sera grande, plus le couplage sera faible.

Chaque portion de lignes couplées, repérée par une abscisse x , aura un coefficient de couplage continu $k(x)$, relié à l'impédance caractéristique $z_{oe}(x)$ de cette même portion de ligne normalisée à l'impédance d'adaptation Z_0 :

$$k(x) = \frac{z_{oe}^2(x) - 1}{z_{oe}^2(x) + 1}$$

Eq. 2-23

Afin d'aboutir au coefficient de couplage, on définit une fonction de distribution du coefficient de couplage $p(x)$, donnée par la formule suivante [12] :

$$p(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \ln(z_{oe}(x))$$

$$\text{soit } z_{oe}(x) = \exp \left[2 \int_{-\frac{1}{2}}^x p(x) dx \right]$$

Eq. 2-24

L'évolution du couplage en fonction de la fréquence est alors [12] :

$$C(\omega) = \tanh \left(\int_0^{\frac{1}{2}} \left(2 \sin \left(\frac{2\omega x}{v} \right) p(x) dx \right) \right)$$

Eq. 2-25

2.3.2. Calcul du couplage

D'après l'équation Eq. 2-25, nous constatons que $\text{argth}(C(\omega))$ et $p(x)$ sont la transformée de Fourier l'une de l'autre. Nous pouvons donc inverser la formule de $C(\omega)$ pour obtenir $p(x)$ [13] :

$$p(x) = \int_{\omega_{\text{start}}}^{\omega_{\text{stop}}} \left(\frac{-2}{\pi v} \text{argth}(C(\omega)) \sin \left(\frac{2\omega x}{v} \right) d\omega \right)$$

Eq. 2-26

Le calcul se fera alors en effectuant les étapes suivantes :

- Nous fixons $C(\omega)$ à la valeur de couplage souhaitée $C_{\omega\text{start}}$, en le supposant constant dans la bande passante. Ainsi, pour les calculs effectués en vue d'obtenir les résultats présentés sur les Figure 2-21 à Figure 2-24, nous avons pris un couplage de 20 dB et une bande passante comprise entre 4 et 18 GHz, pour un substrat de hauteur 635 μm et de constante diélectrique 10.
- Nous calculons alors $p(x)$ (cf. Figure 2-21), puis $C(\omega)$ (cf. Figure 2-22), cette fois nous obtenons la variation du couplage en fonction de la fréquence.
- Nous comparons les valeurs du couplage obtenues par le calcul avec la valeur de départ.

Si les valeurs de couplages calculées présentent de trop grandes variations par rapport à la valeur de départ, nous avons trois possibilités pour améliorer l'accord :

- 1) Changer $C_{\omega\text{start}}$
- 2) Changer la longueur l du coupleur
- 3) Changer la bande passante, c'est à dire ω_{start} et ω_{stop}

2.3.3. Dimensions du coupleur

A partir de $p(x)$, nous obtenons $z_{oe}(x)$ puis $k(x)$ avec les équations Eq. 2-23 et Eq. 2-24. L'évolution de $k(x)$ est présentée Figure 2-23.

Lorsque nous effectuons le calcul de $k(x)$, nous avons constaté que pour certaines valeurs de x , k est négatif. Ceci est dû au fait que $z_{oe}(x)$ peut être, dans le cas présent, inférieure à un. Pour pallier cet inconvénient, nous multiplions $z_{oe}(x)$ par une constante $\text{Exp}(E)$, comme il a été proposé dans [12]. La formule permettant d'obtenir le couplage est alors modifiée de la façon suivante :

$$C(\omega) = \tanh \sqrt{\left(\frac{1}{2} \int_0^l \left(2 \sin\left(\frac{2\omega x}{v}\right) p(x) dx \right)^2 + \frac{E^2}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2\omega l}{v}\right) \right) \right)}$$

où $p(x)$ est la fonction obtenue sans la correction

Eq. 2-27

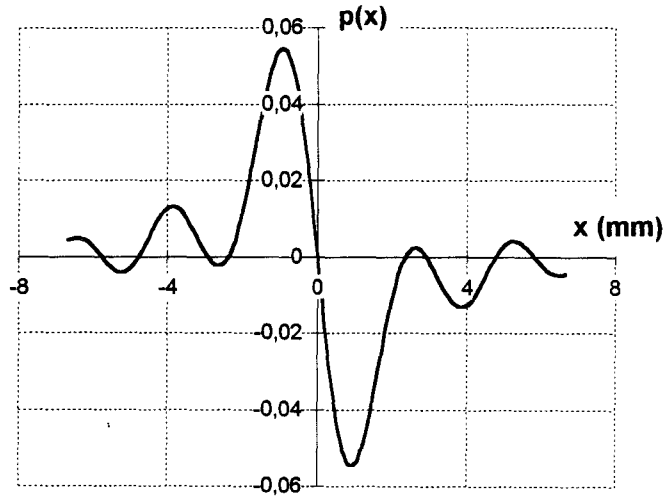


Figure 2-21 : Fonction de distribution du coefficient de couplage de $-l/2$ à $l/2$

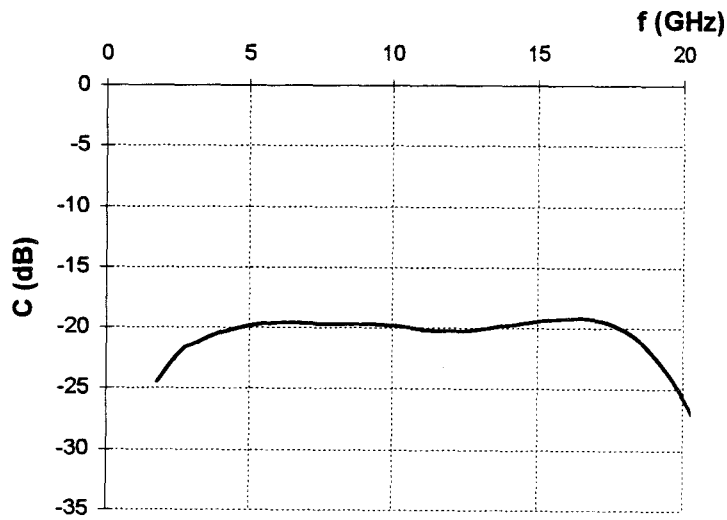


Figure 2-22 : Evolution du couplage en fonction de la fréquence

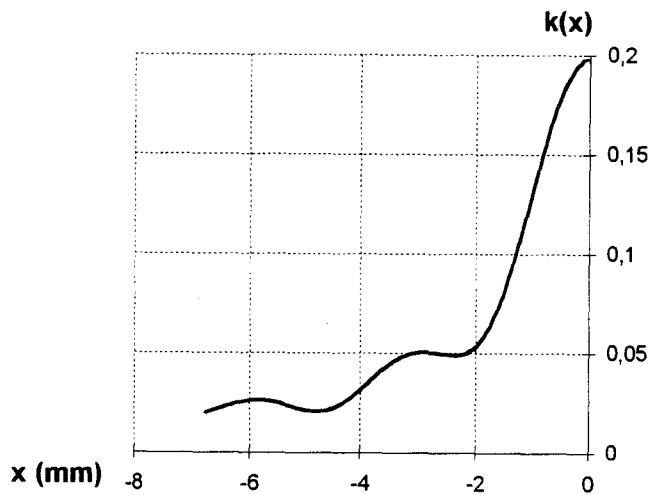


Figure 2-23 : Evolution du coefficient de couplage de $-l/2$ à 0

Le sous-programme effectuant le calcul pour les coupleurs à lignes uniformes nous renvoie une liste dans laquelle nous avons w , s , d , v en fonction de k . Le sous-programme *lignes non-uniformes*, dont le synoptique est présenté Figure 2-25, va effectuer une comparaison sur k entre les valeurs obtenues pour $k(x)$ et celles contenues dans la liste. Nous obtenons alors une nouvelle liste, dans laquelle s , w , d et v sont fonctions de x , qui permet de tracer les courbes présentées sur la Figure 2-24. A partir de ces courbes, nous pouvons réaliser le masque du coupleur, puis passer à la réalisation technologique.

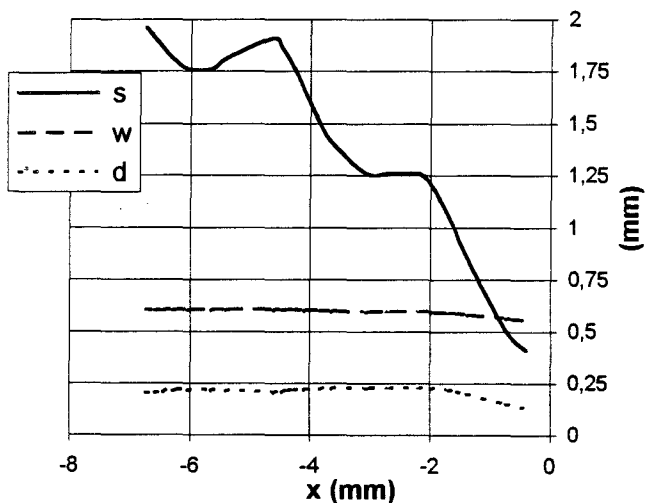


Figure 2-24 : Evolution des dimensions du coupleur de $-l/2$ à 0

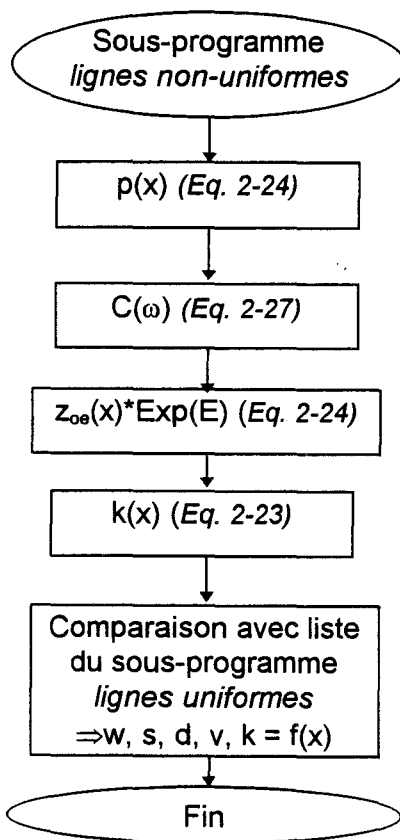


Figure 2-25 : Synoptique du sous-programme permettant d'obtenir les différents paramètres des lignes d'un coupleur non-uniforme à dents

La Figure 2-26 présente le synoptique du programme principal.

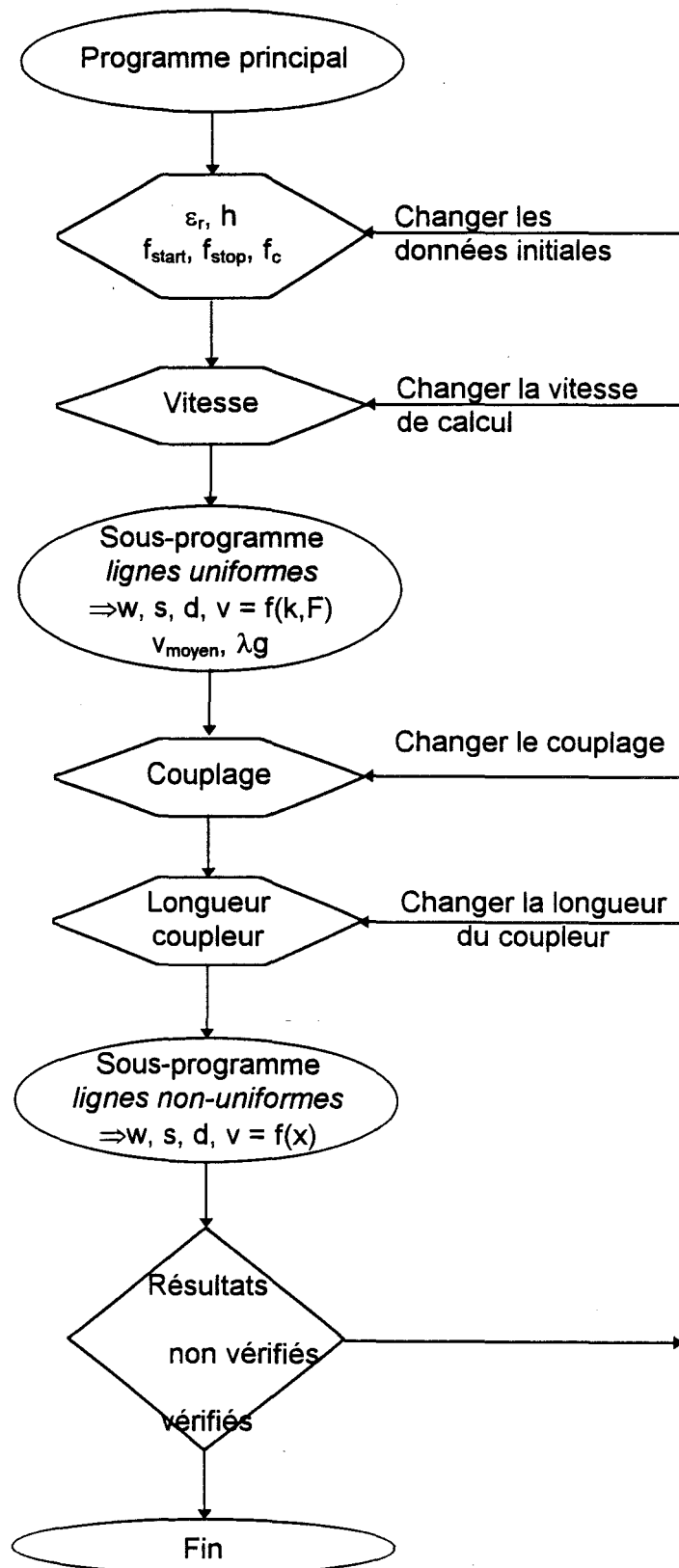


Figure 2-26 : Synoptique du programme principal de calcul des coupleurs non-uniformes à dents

2.4. Conclusion

Le programme que nous avons réalisé permet d'obtenir, pour un couplage et une bande de fréquences donnés, la réponse en fréquence et le masque d'un coupleur à lignes non-uniformes à dents. Ce résultat est donné dans le cas de lignes sans pertes, de hauteur nulle.

Un exemple d'application à un coupleur 5 dB sur un substrat de constante diélectrique égale à 9.8 a été réalisé. La fréquence centrale est de 10 GHz, la bande passante est comprise entre 4 et 16 GHz. A partir des dimensions présentées sur la Figure 2-27, nous avons effectué la simulation sur M.D.S. pour un coupleur en or (cf. Figure 2-28). La bande passante correspond bien à celle souhaitée. Le couplage obtenu par cette simulation est de l'ordre de 7 dB, il présente donc une différence de 2 dB avec la valeur envisagée. Nous pouvons attribuer une part de cette différence aux pertes métalliques. L'autre part provient du logiciel de simulation M.D.S. lui-même qui n'est pas bien adapté à ce type de simulation, en effet nous dépassons les limitations des modèles, notamment sur les rapports s/h et w/h .

Ce programme peut évoluer :

- Pour les coupleurs métalliques en prenant en compte l'épaisseur de la métallisation (cf. Eq. 2.8).
- Dans le cas des coupleurs supraconducteurs, en introduisant les grandeurs spécifiques à ces matériaux : conductivité complexe, inductance cinétique.
- En incluant les effets de boîtier, afin de minimiser les pertes par rayonnement.

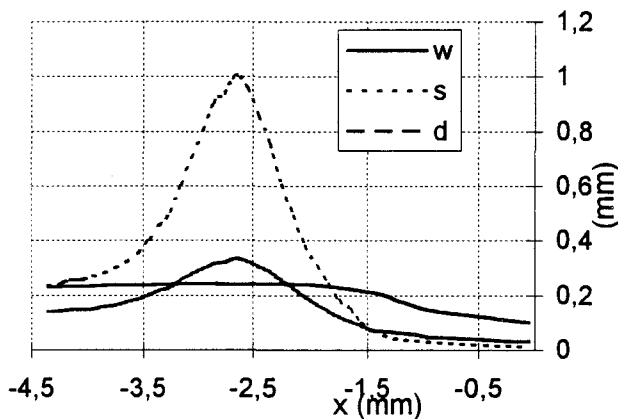


Figure 2-27 : Dimensions obtenues à partir du programme pour un coupleur 5 dB, de fréquence centrale 10 GHz et de bande passante 120 %

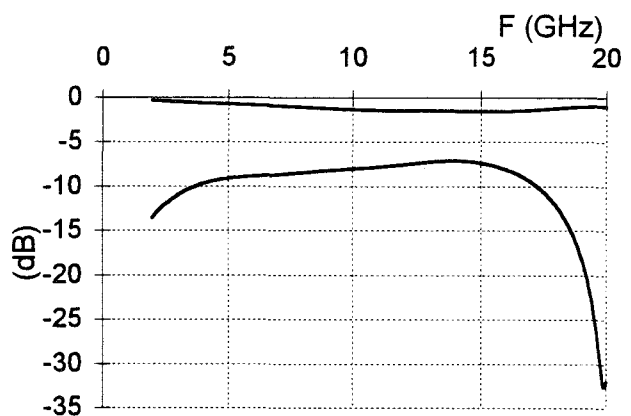


Figure 2-28 : Simulation par M.D.S. des voies couplée et directe du coupleur 5 dB déterminé par le programme

- [1] "Microwave engineering passive circuits"
P.A.Rizzi
Prentice Hall, p 377-380, 1988
- [2] "Conception des circuits microondes"
T.C.Edwards
Masson, p 80-83, 1984
- [3] "Branchline-couplers with improved design flexibility and broad bandwidth"
B.Mayer, R.Knochel
IEEE MTT-S Digest, p 391-394, 1990
- [4] "Characteristics of coupled microstriplines"
R.Garg, I.J.Bahl
IEEE MTT, vol 27, n° 7, p 700-705, Juillet 1979
- [5] "Accurate models for microstrip computer-aided design"
E.Hammerstad and O.Jensen
IEEE MTT-S, p 407-409, Mai 1980
- [6] "Nonuniform line microstrip couplers and filters"
S.Uysal
Artech house, p 4-9 et p 38-39, 1993
- [7] "Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines"
T.G.Bryant and J.A.Weiss
IEEE MTT, vol 16, n° 12, p 1021-1027, Décembre 1968
- [8] "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines"
M.Kirschning and R.H.Jansen
IEEE MTT, vol 32, p 83-90, Janvier 1984
- [9] "Synthesis, design and construction of ultra-wide band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media"
S.Uysal, H.Aghvani
IEEE MTT, vol 37, n° 6, p 969-975, Juin 1989
- [10] "Nonuniform transmission line codirectional couplers for hybrid Mimic and superconductive applications"
S.Uysal, C.W.Turner, J.Watkins
IEEE MTT, vol 42, n° 3, p 407-414, Mars 1994

[11] "Wide band high directivity in Mic proximity couplers by planar means"

F.C.de Ronde

IEEE MTT-S, p 480-482, 1984

[12] "Novel microstrip multifunction directional couplers and filters for microwave and millimeter-wave applications"

S.Uysal and J.Watkin

IEEE MTT, vol 39, n° 6, p 977-985, Juin 1991

[13] "The design of discrete N-section and continously tapered symmetrical microwave TEM couplers"

D.W.Kammler

IEEE MTT, vol 17, n° 8, p 577-590, Août 1969

FILTRES



Notre but dans la réalisation de filtres supraconducteurs est de démontrer l'intérêt de ces matériaux, par rapport aux métaux, dans l'utilisation d'une structure microruban.

Dans une première partie, nous présentons l'approche théorique des filtres, pour aboutir à des premières valeurs de dimensions pour réaliser les filtres. Ensuite, nous utiliserons ces valeurs comme point de départ afin d'optimiser les structures à l'aide de différents logiciels de simulation. Enfin, nous présenterons les mesures obtenues sur nos réalisations.

1. SYNTHÈSE DES FILTRES

1.1. Caractéristiques générales

Pour décrire un filtre, de la façon la plus générale qu'il soit, nous avons besoin d'un certain nombre de spécifications (cf. Figure 1-1 et Figure 1-2).

L'*atténuation*, ou encore réponse en transmission, correspond au rapport A entre la puissance transmise P_s et la puissance incidente P_e . Elle est généralement exprimée en dB :

$A_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right)$. Les *pertes d'insertions* sont la valeur minimale, en valeur absolue, de

l'atténuation.

Pour un filtre passe-bas ou passe-haut, on définit la *fréquence de coupure* $f_{coupure}$. C'est la fréquence pour laquelle l'affaiblissement prend une valeur déterminée, par exemple 3 dB.

Pour un filtre passe-bande, on parlera de *fréquence centrale* f_c . Cette fréquence se situe au centre de la bande passante.

La *pente de réjection* caractérise la variation de l'atténuation en dehors de la bande

passante. Elle est égale au rapport $\left| \frac{A(f_2) - A(f_1)}{f_2 - f_1} \right|$.

Comme les filtres sont des quadripôles linéaires permettant de séparer des signaux selon leur fréquence, le graphe de la transmission en fonction de la fréquence constitue en général la caractéristique essentielle. Ce graphe correspond à la mesure du paramètre S_{12} ou S_{21} .

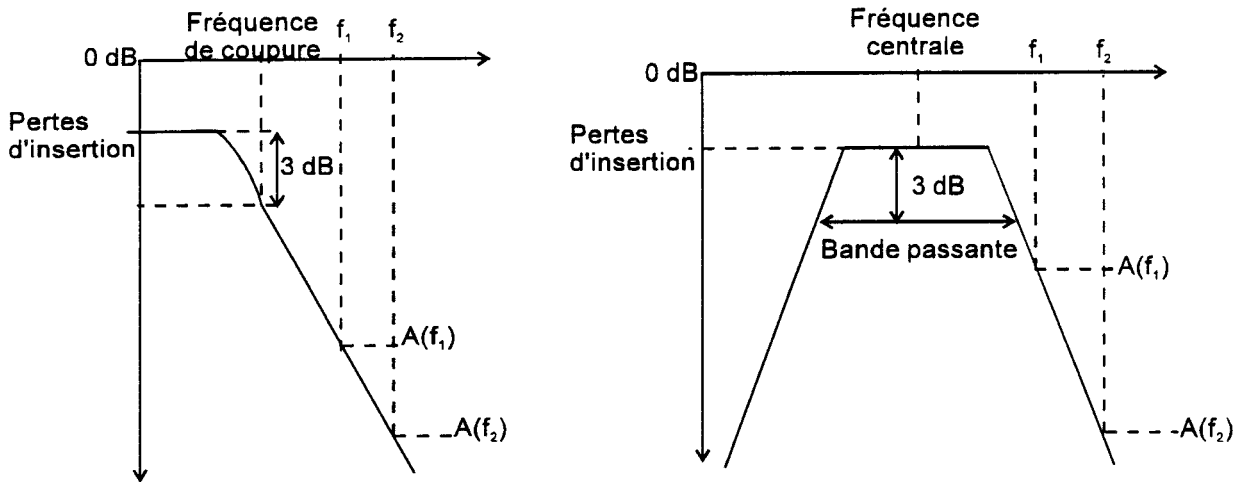


Figure 1-1 et Figure 1-2 : Représentation de la réponse en transmission en fonction de la fréquence d'un filtre passe-bas (à gauche) et d'un filtre passe-bande (à droite)

1.2. Fonctions d'approximation

Pour les synthèses des filtres, des fonctions d'approximation sont utilisées : fonctions de Butterworth, de Chebyshev, de Bessel et Elliptiques. Les deux fonctions le plus couramment utilisées, que nous présentons dans ce qui suit, sont les fonctions de Butterworth et de Chebyshev.

1.2.1. Fonction de Butterworth

La fonction de filtrage est donnée par la relation :

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right]$$

$$n \geq \frac{\ln \left(10^{\frac{A_s}{10}} - 1 \right)}{2 \ln \left(\frac{\omega_s}{\omega_c} \right)}$$

où n est l'ordre du filtre

$\omega_c = 2\pi f_{\text{coupure}}$ la pulsation correspondant à la fréquence de coupure

A_s l'atténuation de la réjection, en valeur positive, en dB

ω_s la pulsation correspondante à A_s

Eq. 1-1

Les courbes de l'atténuation de ces fonctions sont dites à plat maximal et schématisées par la Figure 1-3.

Quel que soit l'ordre n , toutes les courbes passent par le point défini par $\omega = \omega_c$ et $A = 3$ dB. Au delà de ce point, leur pente est d'autant plus grande que n est élevé.

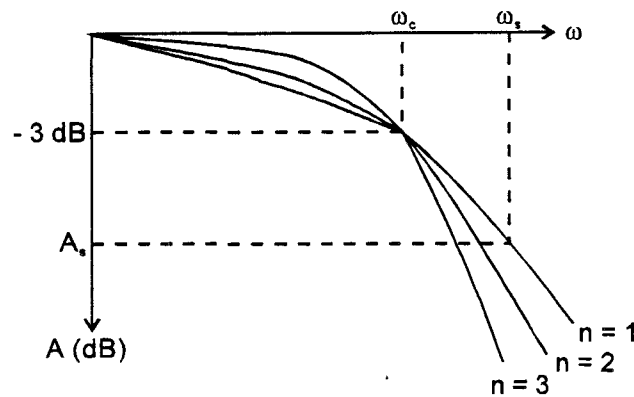


Figure 1-3 : Evolution en fonction de n de la réponse de filtres conçus par la fonction de Butterworth

Les filtres de Butterworth ont une réponse très régulière. Par contre, pour un gabarit donné, ils nécessitent un ordre n plus élevé que les autres. Ceci augmente l'encombrement du filtre. Par conséquent, nous n'utiliserons pas cette fonction d'approximation, car la surface disponible pour des films supraconducteurs est faible, et ne permettrait donc pas d'avoir des filtres ayant une bonne pente de réjection.

1.2.2. Fonction de Chebyshev

La fonction de filtrage est donnée par la relation suivante :

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \text{ pour } \omega \leq \omega_c$$

$$A(\text{dB}) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \text{ch}^2 \left(n \text{ch}^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \text{ pour } \omega \geq \omega_c$$

$$n \geq \text{Argch} \sqrt{\frac{\left(10^{\frac{A_s}{10}} - 1 \right)}{\left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right)}} * \frac{1}{\text{Argch} \left(\frac{\omega_s}{\omega_c} \right)}$$

où n est l'ordre du filtre

$\omega_c = 2\pi f_{\text{coupure}}$ correspondant à la fréquence de coupure

A_s l'atténuation de la réjection, en valeur positive, en dB

ω_s la pulsation correspondante à A_s

A_m l'ondulation en bande plate, en valeur positive, en dB

La courbe de réponse de ce type de filtre est représentée par la Figure 1-5. Pour un ordre donné n , la courbe présente une pente élevée dans la zone de transition et une ondulation d'amplitude A_m dans la bande passante. Quand n est élevé, la réjection est importante mais l'ondulation augmente.

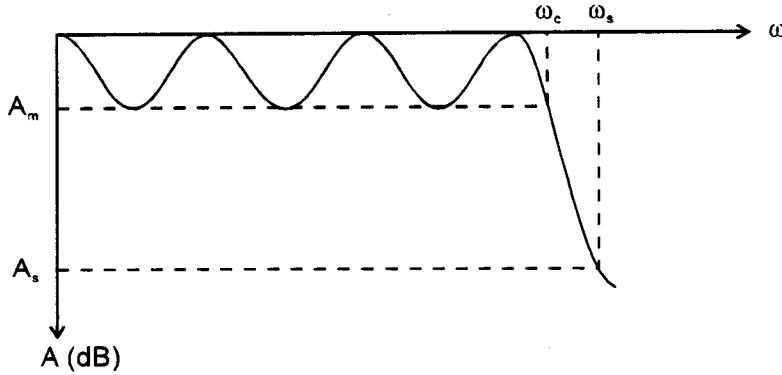


Figure 1-4

Figure 1-5 : Réponse d'un filtre basé sur la fonction de Chebyshev

La fonction de Chebyshev est la plus souvent employée car elle permet de limiter le nombre de cellules nécessaires et d'avoir les meilleures pentes de réjection. C'est pour ces raisons que nous utiliserons cette fonction.

1.3. Conception d'un filtre passe-bande

Lorsque les spécifications essentielles des filtres à réaliser, répondant à un cahier des charges bien déterminé, sont fixées, la réalisation de ces filtres peut se ramener à celle de leurs prototypes passe-bas normalisés ayant les mêmes paramètres fondamentaux [1].

Ainsi, le calcul des filtres passe-bas est une opération essentielle, non seulement pour ce type de filtres, mais aussi parce qu'on peut en déduire le calcul des filtres passe-haut et passe-bande.

1.3.1. Filtre passe-bas

La Figure 1-6 présente le schéma électrique d'un filtre passe-bas, dans le cas d'un ordre pair ou impair, d'une part en éléments L et C , d'autre part en éléments g normalisés par rapport à l'impédance d'entrée. Ce sont ces éléments normalisés qui serviront aux calculs pour déterminer les dimensions des filtres.

Par convention, pour un filtre d'ordre n :

- l'indice "0" se rapporte au générateur
- l'indice "n+1" correspond à la charge

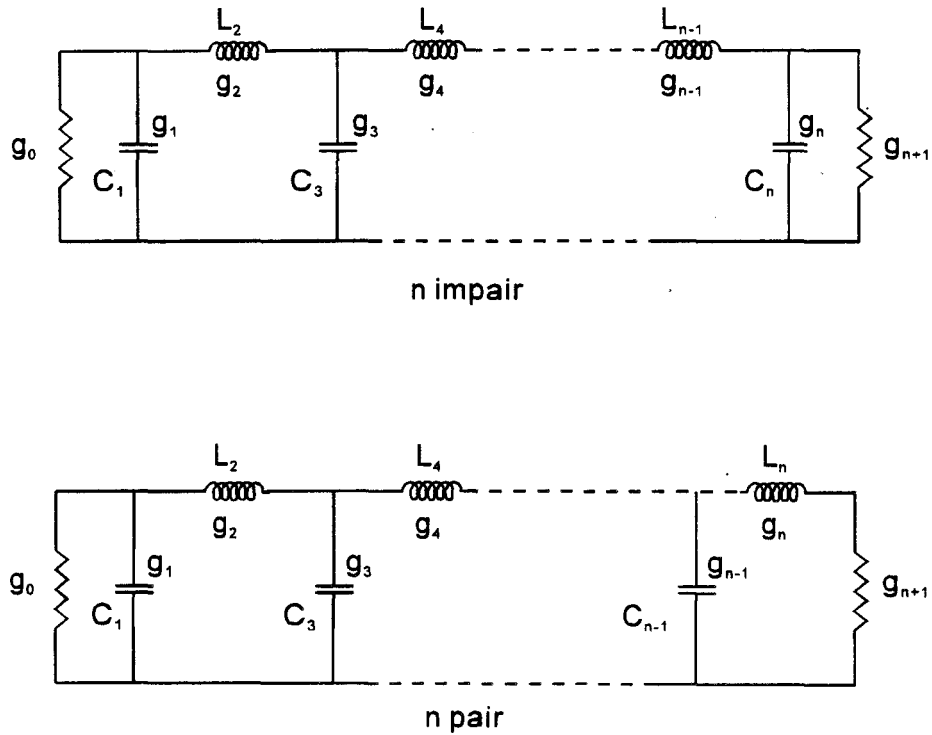


Figure 1-6 : Schéma électrique de filtre passe-bas en éléments normalisés g et dénormalisés L et C .

Les valeurs des éléments g sont données par les expressions suivantes [1] :

$$\left\{ \begin{array}{l} g_0 = 1 \\ g_{n+1} = 1 \text{ pour } n \text{ impair} \\ g_{n+1} = \text{th}^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ pour } n \text{ pair} \\ g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \\ g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_k - 19_{k-1}}, \quad k = 1, 2, \dots, n \end{array} \right. \quad \text{où} \quad \left\{ \begin{array}{l} a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right] \quad k = 1, 2, \dots, n \\ b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \quad k = 1, 2, \dots, n \\ \beta = \ln\left[\coth\left(\frac{A_m}{17.37}\right)\right] \text{ avec } A_m \text{ en dB} \\ \gamma = \text{sh}\left(\frac{\beta}{2n}\right) \end{array} \right.$$

où n est l'ordre du filtre

A_m l'ondulation en bande plate, en valeur positive

Eq. 1-3

Nous pouvons alors obtenir les valeurs des éléments L et C du filtre à partir des formules de dénormalisation suivantes :

$$L_k = \frac{Z_0 g_k}{\omega_c} \quad \text{et} \quad C_k = \frac{g_k}{Z_0 \omega_c}$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique du circuit

Eq. 1-4

Pour la charge nous avons dans le cas où n est pair une résistance $Z_{n+1} = Z_0 g_{n+1}$, dans le cas où n est impair une conductance $Y_{n+1} = Y_0 g_{n+1}$ où Y_0 est l'admittance caractéristique de la ligne sur laquelle le filtre est inséré.

Pour le générateur, la résistance est $Z_g = Z_0 g_0$, la conductance $Y_g = Y_0 g_0$.

1.3.2. Cas des microondes

Dans la gamme des fréquences microondes, la réalisation de filtres à partir d'inductances et de capacités n'est plus possible. On utilise alors les lignes, supports de propagation d'un mode TEM ou quasi-TEM. En 1948, Richards propose pour ce type de filtre un méthode de synthèse exacte. Celle-ci consiste en une transformation de fréquence particulière, s'appliquant aux prototypes normalisés décrits ci-dessus.

La transformation de Richards s'écrit :

$$S = j\Omega = j \tan\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)$$

où ω est la pulsation réelle du filtre

ω_0 la pulsation pour laquelle les stubs ont une longueur égale à $\lambda_g/4$

Ω la pulsation du prototype passe-bas correspondant (sans dimension et non-normalisée)

S la variable de Richards.

Eq. 1-5

Cette transformation est appliquée aux pulsations caractéristiques du filtre. Par exemple, à la pulsation de coupure ω_c correspond la pulsation Ω_c obtenue par la transformation de Richards. A la pulsation de réjection ω_s correspond Ω_s .

Ensuite, ces valeurs sont normalisées par rapport à celle de la pulsation de coupure Ω_c .

De cette façon, nous obtiendrons par exemple pour la pulsation de réjection $\Omega'_s = \frac{\Omega_s}{\Omega_c}$.

Ce sont ces pulsations normalisées qui seront alors utilisées pour déterminer l'ordre minimal du filtre et les éléments normalisés g .

1.3.3. Filtre passe-bande

1.3.3.1. Détermination de l'ordre du filtre

La conception d'un filtre passe-bande est basée sur celle d'un prototype passe-bas lui correspondant. Ce prototype est obtenu en effectuant une inversion des fréquences.

Les étapes nécessaires à l'obtention de l'ordre du filtre sont les suivantes, elles sont illustrées dans le Tableau 1-1 :

1. Détermination de la fréquence centrale et de la bande passante, qui permet de calculer la fréquence de coupure. Ainsi, à une fréquence centrale de 10 GHz et une bande-passante de 4 % correspond une fréquence de coupure de 9.8 GHz. Pour une bande passante de 1 % la fréquence de coupure est de 9.95 GHz.
2. Choix de la fréquence et de la pente de réjection. Dans les cas présentés, nous avons pris comme fréquences 9.5 et 9.9 GHz et une pente de réjection de 20 dB.
3. A partir de la transformation de Richard, calcul de Ω_c , Ω_s et Ω'_s .
4. Inversion de Ω'_s pour obtenir la valeur du filtre passe-bas correspondant au filtre passe-bande.
5. Calcul de l'ordre minimal du filtre à l'aide des formules Eq. 1-2. Dans les cas que nous présentons, nous obtenons un ordre minimal de 4 pour le filtre de 4 % de bande-passante et de 5 pour le filtre ayant une bande passante de 1 %.

F _{centrale} GHz	F _{coupure} GHz	F _s GHz	Ω_c	Ω'_s = Ω_s/Ω_c	$1/\Omega'_s$	n_{minimal}
10	9.8	9.5	31.82	0.399	2.504	4
10	9.95	9.9	127.32	0.499	2.000	5

Tableau 1-1 : Valeurs caractéristiques pour aboutir à l'ordre de filtres pour une ondulation de 0.01 dB et une réjection de 20 dB

Quand l'ordre du filtre est obtenu, nous pouvons calculer les éléments localisés g à l'aide des équations Eq. 1-3. Nous devons ensuite transformer ces éléments pour aboutir au filtre passe-bande réalisé suivant la technologie souhaitée.

1.3.3.2. Géométrie du filtre

Nous avons souhaité réaliser les filtres en technologie lignes quart d'onde couplées. C'est à dire que les lignes sont couplées sur leur longueur, longueur équivalente à un quart de la longueur d'onde effective. Les lignes couplées ont la même largeur w et sont séparées d'une distance s (cf. Figure 1-7).

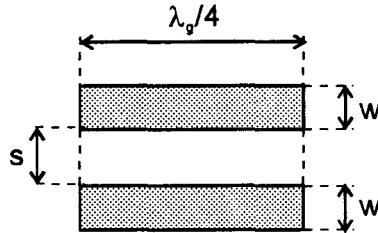


Figure 1-7 : Schéma de deux lignes couplées

Le filtre est composé d'un ensemble de ces lignes couplées, agencées comme le présente la Figure 1-8. Chaque couple de lignes forme une section. Pour un filtre d'ordre n , nous avons $n+1$ sections. Dans les formules, les dimensions des lignes sont généralement normées par rapport à la hauteur h du substrat.

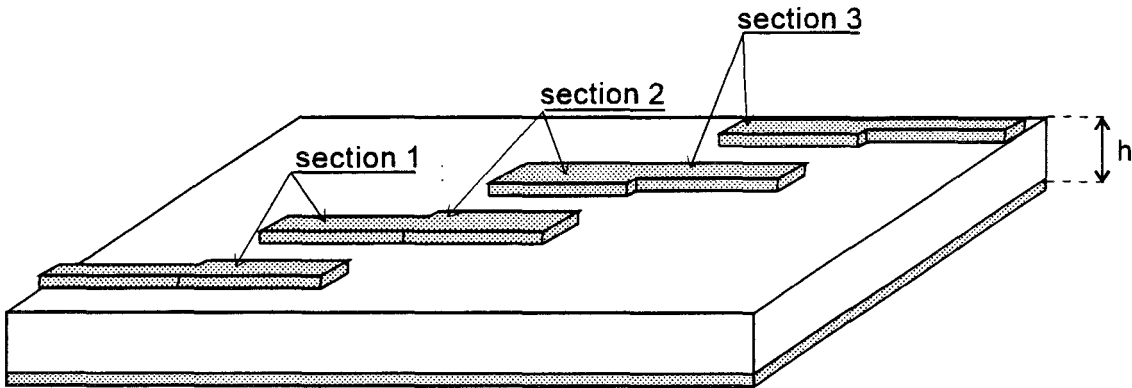


Figure 1-8 : Schéma d'un filtre deux pôles

1.3.3.3. Calcul des dimensions

Chaque section de ligne possède une impédance de mode pair Z_{0e} et une impédance de mode impair Z_{0o} . Ces impédances sont obtenues par les formules suivantes [1] :

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0 \left(1 + J_{j,j+1} Z_0 + J_{j,j+1}^2 Z_0^2 \right) \quad \text{où} \quad \begin{cases} J_{0,1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \delta}{2g_0 g_1}} \\ J_{j,j+1} = \frac{1}{Z_0} \frac{\pi \delta}{2\omega_c \sqrt{g_j g_{j+1}}} \\ J_{n,n+1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \delta}{2g_n g_{n+1}}} \\ \delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \end{cases}$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0 \left(1 - J_{j,j+1} Z_0 + J_{j,j+1}^2 Z_0^2 \right)$$

où j est le numéro de la section du filtre

f_0 est la fréquence centrale du filtre passe-bande

f_2 et f_1 sont les fréquences encadrant la bande passante

ω_c la pulsation de coupure du prototype passe-bas

Eq. 1-6

Les dimensions, largeurs et espacements des lignes couplées sont calculées suivant la méthode de Akhtarzard, Rowbotham et Jones [2]. Celui-ci propose de déterminer en premier lieu les rapports de lignes $(w/h)_{se}$ et $(w/h)_{so}$ correspondant à des lignes simples d'impédances caractéristiques respectives $Z_{0se} = Z_{0o}/2$ et $Z_{0so} = Z_{0e}/2$. Cette méthode est valable pour des constantes diélectriques comprises entre 8 et 12.

Pour $Z_{0se,so} > 44-2\varepsilon_r$, on a :

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{se,so} = \left(\frac{\exp(H)}{8} - \frac{1}{4 \exp(H)} \right)^{-1}$$

$$\text{avec } H = \frac{Z_{0se,so} \sqrt{\varepsilon_r + 1}}{119.9} + 0.5 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(\ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) \right)$$

Eq. 1-7

Pour $Z_{0se,so} \leq 44-2\varepsilon_r$:

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{se,so} = \frac{2}{\pi} \left[(d-1) - \ln(2d-1) \right] + \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi \varepsilon_r} \left(\ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r} \right)$$

$$\text{avec } d = \frac{59.95 \pi^2}{Z_{0se,so} \sqrt{\varepsilon_r}}$$

Eq. 1-8

Ensuite, à partir d'autres formules empiriques [3], nous obtenons ces mêmes rapports en fonction de w/h et s/h (cf. Eq. 1-9).

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g+1}{g+1}\right)$$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g-1}{g-1}\right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1}\left(1 + 2\frac{w/h}{s/h}\right)$$

avec

$$\begin{cases} g = \cosh\left(\frac{\pi s}{2h}\right) \\ d = \cosh\left(\pi\frac{w}{h} + \frac{\pi s}{2h}\right) \end{cases}$$

Eq. 1-9

En faisant varier s/h et w/h dans ces formules, nous faisons converger les valeurs des rapports $(w/h)_{se}$ et $(w/h)_{so}$ afin d'obtenir w et s .

Nous pourrions augmenter la précision sur les valeurs de w et s en utilisant les formules présentées dans le chapitre sur les coupleurs. Mais comme nous avons à notre disposition des moyens de simulation adaptés au cas des filtres microrubans à lignes quart d'ondes couplées, nous nous contenterons des valeurs obtenues par la méthode précédente, ces valeurs servant alors de point de départ pour l'optimisation.

1.4. Pertes d'insertion dans les filtres

Dans le cas idéal que nous avons traité jusqu'ici, les filtres ne présentent pas de pertes d'insertion. Mais il est bien évident que dans le cas réel, ces pertes ne sont pas nulles.

A partir des équations classiques de conception de filtres [4], les pertes d'insertion, en dB, sont données avec une bonne approximation par :

$$A_n = \frac{434}{BP} \sum_{k=1}^n \frac{g_k}{Q_{uk}}$$

où BP est la bande passante, en %

g_k est le $k^{\text{ième}}$ élément localisé du prototype passe-bas

Q_{uk} est le facteur de qualité à vide du $k^{\text{ième}}$ résonateur. Il est proportionnel au rapport de l'énergie emmagasinée sur les pertes.

Eq. 1-10

D'après cette formule nous pouvons constater que :

- Plus la bande-passante est faible, plus les pertes d'insertion sont élevées
- Plus le facteur de qualité est élevé, plus les pertes d'insertion sont faibles

Ainsi, si nous voulons réaliser un filtre de bande passante très étroite, inférieure à un pourcent, nous devons utiliser le matériau possédant le facteur de qualité le plus élevé possible. Or les matériaux présentant des coefficients de qualité très élevés sont les supraconducteurs.

Dans le Tableau 1-2 nous présentons les pertes estimées pour de l'or et de l' $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ pour un filtre quatre pôles de bande passante 4 % et un filtre six pôles de bande passante 1 %. Pour l'or nous avons pris une valeur de coefficient de qualité à vide classique. Pour le supraconducteur, la valeur a été prise dans la littérature [5].

Nous pouvons constater que si pour le filtre 4 % les pertes d'insertion pour la version en or sont du domaine de l'acceptable, il n'en est plus de même pour le filtre de 1 % de bande passante. Nous avons donc bien mis en évidence, théoriquement, l'intérêt des supraconducteurs dans la réalisation de filtre passe-bande à bande très étroite.

	Ordre 4 Bande passante de 4%	Ordre 6 Bande passante de 1%
Or $Q_u = 200$	2.1 dB	16.4 dB
Supraconducteur $Q_u = 10000$	0.17 dB	0.33 dB

Tableau 1-2 : Pertes d'insertion pour des filtres d'ordre 4 et 6 ayant une ondulation de 0.01 dB

2. FILTRES SUR MgO

2.1. Filtres quatre pôles

2.1.1. Cahier des charges

Nous avons, dans un premier temps, souhaité démontrer la faisabilité d'un filtre passe-bande microruban supraconducteur sur des substrats de MgO. Pour cela, le filtre doit avoir :

- Une fréquence centrale de 10 GHz
- Une bande passante inférieure à 4 %
- Une pente de réjection de 10 dB pour 100 MHz
- Un encombrement maximal du filtre de 15 x 15 mm² sur un substrat de 500 µm d'épaisseur

2.1.2. Détermination des dimensions du filtre

Pour répondre au cahier des charges, à partir de la méthode décrite dans la première partie du chapitre, en prenant une valeur d'ondulation de 0.01 dB, il nous faut un ordre minimal de 4 pour le filtre (cf. Tableau 1-1).

Pour cet ordre, après les calculs d'impédances et de rapport de lignes simples, nous obtenons les dimensions de lignes théoriques suivantes :

Section	w (mm)	s (mm)
1	0.4	0.155
2	0.505	0.825
3	0.515	1.1
4	0.505	0.825
5	0.4	0.155

Tableau 2-1 : Dimensions théoriques des lignes pour un filtre quatre pôles de bande passante 4 %

Les tronçons de ligne ont une longueur de $\lambda_g/4$, soit 2.9 mm. Comme le montre la Figure 2-1, la longueur du filtre devient alors critique par rapport à la surface dont nous disposons. En effet, cette longueur sera d'au minimum $5\lambda_g/4$, soit 14.5 mm, à laquelle nous devons ajouter encore la longueur nécessaire aux accès.

Pour remédier à ce problème, nous avons appliqué à l'ensemble du filtre un angle β (cf. Figure 2-2). La valeur de cet angle a ensuite été déterminée lors de l'optimisation des différentes dimensions du filtre.

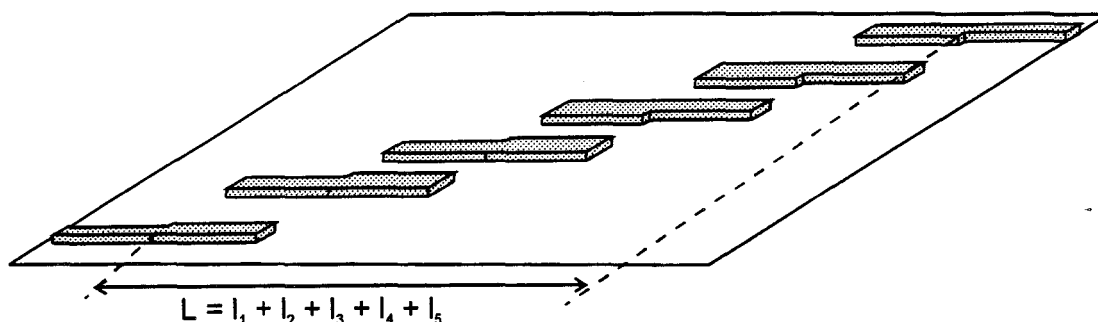


Figure 2-1 : Filtre quatre pôles de bande passante 4 % réalisé en structure microruban

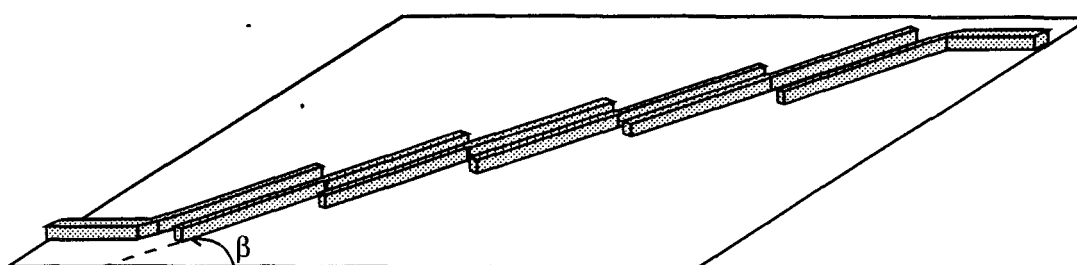


Figure 2-2 : Filtre quatre pôles de bande passante 4 % réalisé en structure microruban, auquel a été appliqué un angle pour réduire l'encombrement

L'optimisation des dimensions a été réalisée en utilisant le logiciel Touchstone. Nous obtenons un angle β de 64° et les valeurs suivantes de largeurs, longueurs et espacements :

Section	w (mm)	s (mm)	l (mm)
1	0.29	0.207	2.81
2	0.470	1.03	2.73
3	0.545	1.61	2.73
4	0.470	1.03	2.73
5	0.29	0.207	2.81

Tableau 2-2 : Dimensions du filtre quatre pôles de bande passante 4 % optimisées par Touchstone avec $\beta = 64^\circ$

Nous pouvons comparer les valeurs optimisées à l'aide de Touchstone aux valeurs théoriques (cf. Tableau 2-1 et Tableau 2-2).

Les écarts sont dus principalement à l'inclinaison des cinq sections de lignes couplées du filtre qui influe sur les dimensions de la première et la dernière section.

Nous constatons que les longueurs optimisées des lignes sont légèrement plus faibles que la longueur théorique de 2.9 mm. Ceci s'explique par le fait que les champs qui parcourent la ligne microruban ne s'arrêtent pas brusquement aux bords de celle-ci, mais débordent légèrement, on parle d'"effet de bout". Ainsi, la longueur électrique de la ligne est plus grande que la longueur mécanique (cf. Figure 2-3). Dans les calculs théoriques, nous ne tenons pas compte de cet effet. Mais les logiciels de simulation ont des modèles plus précis qui en tiennent compte.

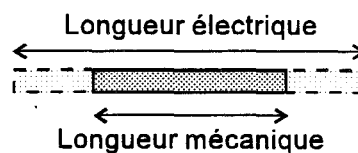


Figure 2-3

A partir des valeurs obtenues par l'optimisation, nous avons réalisé des filtres prototypes métalliques et supraconducteurs en suivant les processus technologiques décrits au Chapitre 2. Ces filtres ont ensuite été caractérisés en hyperfréquences.

2.1.3. Simulations et mesures

2.1.3.1. Prototype métallique

Nous avons simulé à l'aide de Touchstone un filtre en or sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r = 9.6$, d'épaisseur 500 μm et de tangente de perte $\tan\delta = 10^{-5}$.

A température ambiante, la bande passante est de 3,20 %, les pertes d'insertion à la fréquence centrale sont de 1.3 dB et la pente de réjection est de 10 dB pour 100 MHz (cf. Figure 2-4). Le filtre simulé répond donc bien au cahier des charges.

Un prototype métallique a été réalisé et caractérisé. Ce prototype est formé d'un substrat de MgO d'épaisseur 500 μm métallisé sur les deux faces par une couche de 4 μm d'or et gravé par voie humide.

Les résultats de caractérisation présentés à la Figure 2-6 sont cohérents avec la simulation. En effet, nous obtenons à 78 K une bande passante de 4 % et des pertes de 2.2 dB, pertes de boîtier et de connecteurs comprises. Par contre, nous observons un décalage de la fréquence centrale, qui au lieu d'être à 10 GHz est à 10.28 GHz. On peut remarquer aussi que la pente de réjection n'est pas de 10 dB pour 100 MHz du côté "basses fréquences".

2.1.3.2. Filtre supraconducteur

Le filtre supraconducteur a été gravé par voie humide sur le film L181Y, déposé à l'université de Rennes.

Ce filtre a été caractérisé jusque 70 K. A cette température, il présente des pertes d'insertion à la fréquence centrale de 2 dB et une bande passante de 3.7 % (cf. Figure 2-7). La fréquence centrale est de 10.37 GHz.

Nous constatons que nous avons une légère amélioration des performances du filtre dans le cas supraconducteur, puisque les pertes passent de 2.2 dB à 2 dB et la bande passante de 4 % à 3.7 %. De plus, la courbe de transmission est plus symétrique que pour le filtre en or, nous obtenons bien la pente de réjection souhaitée.

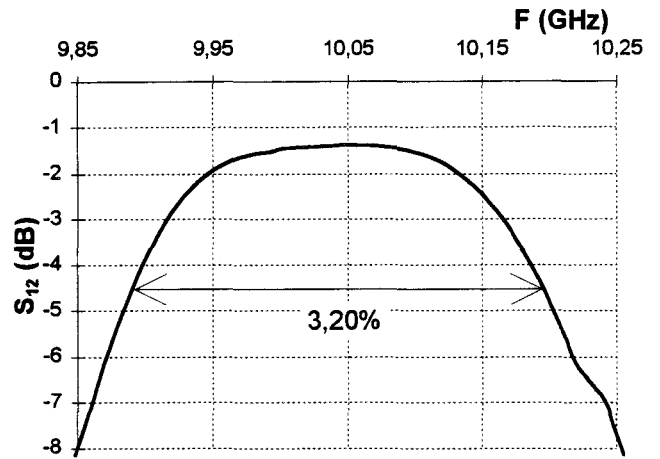
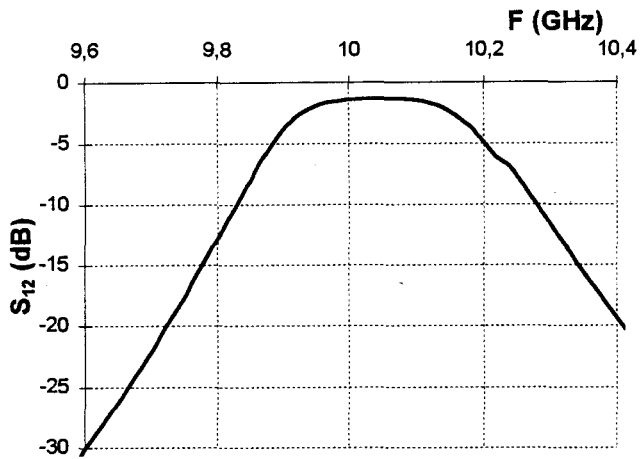


Figure 2-4 et Figure 2-5 : Simulation réalisée par Touchstone pour un filtre quatre pôles de bande passante 4 %, pour 4 μm d'or et un diélectrique de constante $\epsilon_r = 9.6$ et $\tan\delta = 10^{-5}$

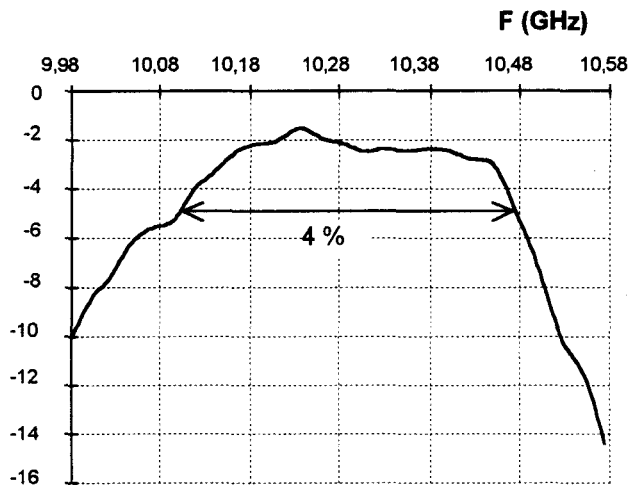


Figure 2-6 : Caractérisation de la transmission du filtre quatre pôles en or à 78 K

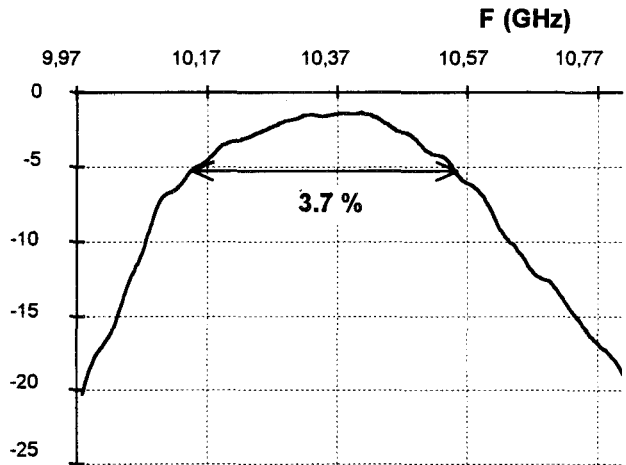


Figure 2-7 : Caractérisation de la transmission du filtre supraconducteur à 70 K

Dans les deux réalisations, métallique et supraconductrice, nous observons un décalage de la fréquence centrale, 200 MHz et 300 MHz respectivement. Afin d'expliquer ce phénomène, nous avons simulé le filtre en or pour deux valeurs de constante diélectrique : 9.6 et 9.9 (cf. Figure 2-8).

Nous observons un décalage de la fréquence centrale vers la droite quand la constante diélectrique diminue. Or nous savons que la constante diélectrique du MgO évolue en température. Elle est comprise généralement entre 9.8 et 9.9 à 300 K et 9.6 et 9.7 à 80 K. Ces valeurs peuvent aussi évoluer entre 9.2 et 10 selon la qualité du substrat. Nous pouvons donc conclure qu'une cause de décalage de la fréquence est la méconnaissance de la valeur exacte de la constante diélectrique des substrats utilisés.

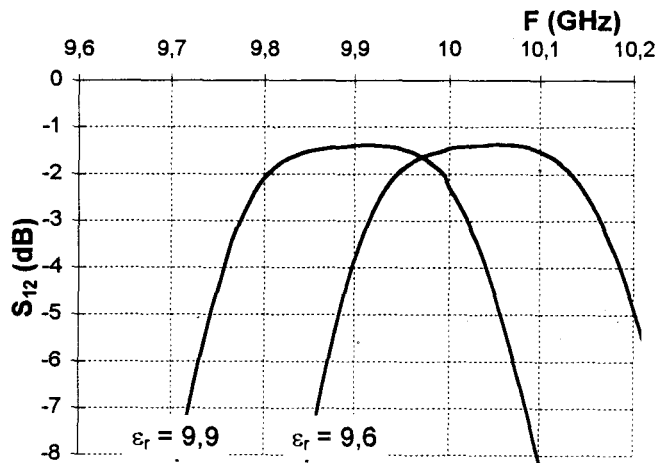


Figure 2-8 : Simulation sur Touchstone de l'évolution de la réponse en transmission du filtre quatre pôles en or en fonction de la constante diélectrique

2.2. Filtres six pôles

En réalisant les filtres quatre pôles métalliques et supraconducteurs, nous avons démontré la faisabilité du filtre supraconducteur à haute température critique en utilisant les méthodes technologiques et de simulation classiques [6].

Mais l'amélioration remarquée dans le cas du filtre quatre pôles n'est pas suffisante pour mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation des supraconducteurs. C'est pourquoi nous sommes passés à la réalisation d'un filtre de bande plus étroite [7]. En effet, comme nous l'avons vu au Paragraphe 1.4/ les pertes d'insertion des filtres sont directement reliées au nombre de pôles, à la bande passante et au facteur de qualité des résonateurs.

Nous allons donc, pour mettre en évidence l'intérêt des supraconducteurs, réaliser le filtre répondant au cahier des charges suivant :

- Une fréquence centrale de 10 GHz
- Une bande passante inférieure à 1 %
- Une pente de réjection de 20 dB pour 100 MHz
- Un encombrement maximal du filtre de 20 x 20 mm² sur un substrat de 250 µm d'épaisseur

2.2.1. Détermination des dimensions du filtre

En utilisant les méthodes théoriques citées précédemment, nous obtenons pour le filtre un ordre minimal de cinq. Pour utiliser au mieux la surface dont nous disposons, nous avons décidé de prendre un ordre 6. Pour cet ordre, avec les spécifications demandées et une ondulation de 0.01 dB, les valeurs théoriques des dimensions sont :

Section	w (mm)	s (mm)
1	0.240	0.210
2	0.250	1
3	0.250	1
4	0.250	1
5	0.250	1
6	0.250	1
7	0.240	0.210

Tableau 2-3 : Dimensions théoriques du filtre six pôles de bande passante 1 %

L'optimisation avec Touchstone a abouti aux valeurs suivantes :

Section	w (mm)	s (mm)	l (mm)
1	0.25	0.33	3.05
2	0.26	0.68	2.51
3	0.25	0.89	3.18
4	0.24	0.89	2.74
5	0.25	0.89	3.18
6	0.26	0.68	2.51
7	0.25	0.33	3.05

Tableau 2-4 : Dimensions optimisées par Touchstone du filtre six pôles de bande passante 1 %

Comme pour le filtre quatre pôles, nous avons effectué une rotation d'un angle β de 24° , pour pouvoir disposer le filtre sur un substrat de surface $20 \times 20 \text{ mm}^2$.

Nous constatons que les valeurs théoriques et optimisées des dimensions du filtre correspondent, aux erreurs près, discutées dans le cas du filtre quatre pôles.

Le filtre obtenu est présenté Figure 2-9. Nous avons ramené par l'intermédiaire de lignes adaptées à 50 Ohms les accès au centre du substrat. Ainsi, la mise en place du circuit dans le boîtier est simplifiée.

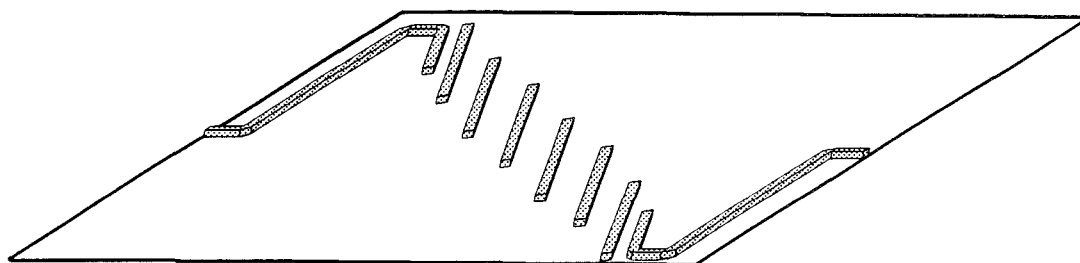


Figure 2-9 : Filtre six pôles de bande passante 1 %

2.2.2. Simulation et mesures

2.2.2.1. Prototype métallique

Nous avons simulé sur Touchstone un filtre en cuivre sur un substrat d'épaisseur 250 μm , de constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ et de $\tan\delta = 10^{-5}$.

Nous obtenons une bande passante 0.5 %, des pertes d'insertion à la fréquence centrale de 13.4 dB et une pente de réjection de 20 dB pour 100 MHz. La fréquence centrale de 9.79 GHz est due à la constante diélectrique plus élevée du substrat utilisé pour la simulation, qui correspond à celui du prototype métallique. Nous répondons bien au cahier des charges.

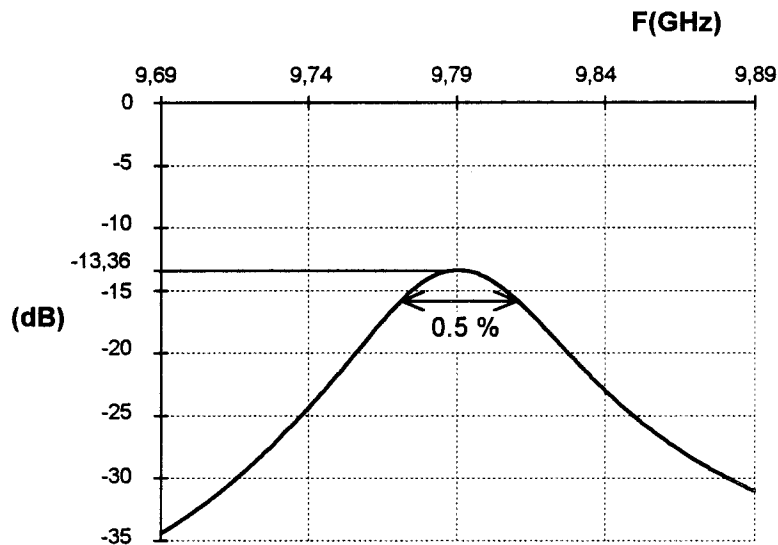


Figure 2-10 : Simulation sur Touchstone de la réponse en transmission du filtre six pôles pour du cuivre d'épaisseur 17.5 μm et de constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$

Le prototype métallique a été réalisé à l'aide d'un substrat de duroid de constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ métallisé sur les deux faces par une couche de 17.5 μm de cuivre. Il a été gravé par voie humide.

Les mesures (cf. Figure 2-11) montrent des pertes d'insertion de 12 dB à 300 K. La bande passante est de 1.5 %. Le filtre présente donc moins de pertes d'insertion que ne prévoyait la simulation. Par contre, la bande passante est plus élevée, 1.5 % contre 0.5 %. Nous remarquons un décalage de 100 MHz de la fréquence centrale, plus faible ici que dans le cas du filtre quatre pôles.

2.2.2.2. Filtre supraconducteur

Le filtre supraconducteur a été réalisé à partir du film L437Y, déposé à l'université de Rennes et gravé par voie sèche à l'INSA de Rennes par G. Dousselin.

Les mesures à 30 K présentent une amélioration importante des pertes d'insertion par rapport au filtre en cuivre. Ces pertes, comprenant celles du filtre, du boîtier et de la connectique, sont de l'ordre de 7 dB sur la bande passante, la meilleure valeur étant de 5.7 dB. Pour le filtre seul, cette valeur correspond à 4.2 dB. Cette valeur élevée est probablement liée à la qualité moyenne du film L437Y, comme le montre la caractérisation physique présentée au Chapitre 1 (Figure 2-2, Paragraphe 2.).

La bande passante, de 1.15 %, est supérieure à celle demandée dans le cahier des charges. La fréquence centrale est de 10.1 GHz. La pente de réjection est voisine de 20 dB pour 100 MHz.

Nous avons donc bien mis en évidence l'intérêt des supraconducteurs à haute température critique dans l'amélioration des pertes d'insertion à la fréquence centrale et de la pente de réjection.

Par contre, deux points sont en désaccord avec la simulation. La fréquence centrale est à chaque fois décalée de 100 MHz. Les performances en bande passante sont moindres que celles espérées dans la simulation. En effet, nous obtenons une bande passante deux fois plus large que la valeur simulée.

Nous pouvons estimer que le logiciel de simulation utilisé n'est pas assez performant dans le cas des bandes très étroites. Dans la réalisation des filtres suivants, nous avons donc utilisé deux autres logiciels de simulation : M.D.S. et Parfil.

* M. Guilloux-Viry, communication personnelle

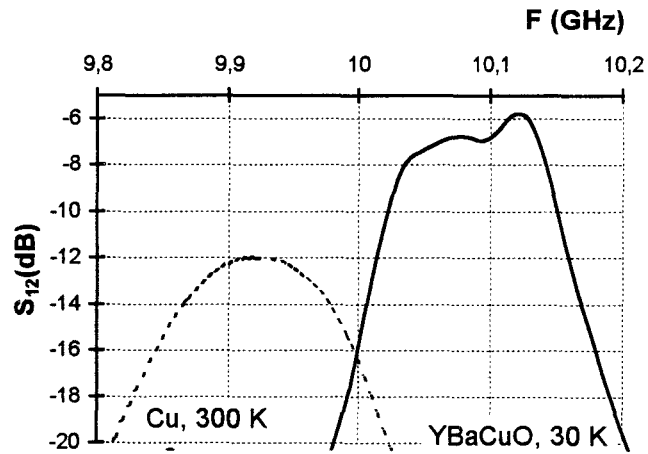


Figure 2-11 : Comparaison de la réponse en transmission des filtres six pôles réalisés en cuivre, mesuré à 300 K et en YBaCuO, mesuré à 30 K

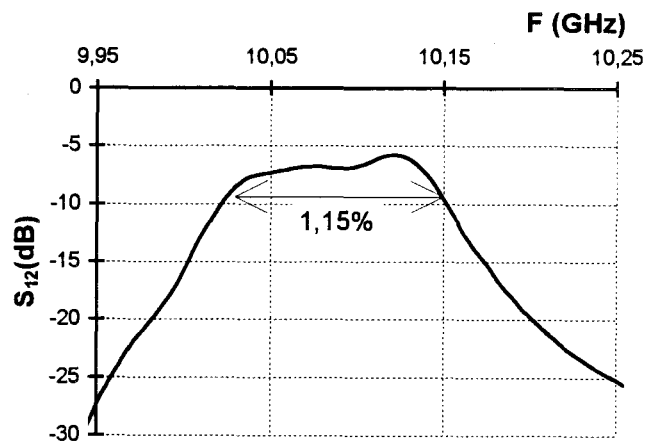


Figure 2-12 : Réponse en transmission du filtre six pôles supraconducteur à 30 K

3. FILTRES SUR LaAlO₃

La réalisation de filtres sur LaAlO₃ permet de réduire la taille des circuits, grâce à la constante diélectrique élevée du substrat.

3.1. Cahier des charges

Le filtre que nous souhaitons concevoir doit avoir les performances suivantes :

- Une fréquence centrale de 12 GHz
- Bande passante inférieure à 1 %
- Des dimensions permettant l'utilisation de substrats de 10 x 10 mm² de surface et d'épaisseur 500 µm

3.2. Dimensions du filtre

Nous ne pouvons plus utiliser les formules théoriques comme pour les filtres sur MgO. En effet, ces formules sont conçues pour des constantes diélectriques comprises entre 8 et 12. Or le LaAlO₃ a une constante diélectrique de 24.

Nous avons donc utilisé directement le logiciel Parfil, qui ne pose pas de limitation sur la constante diélectrique et pour lequel il suffit de rentrer les caractéristiques et l'ordre du filtre pour obtenir les dimensions.

Après quelques essais pour différents ordres, nous nous sommes fixé un ordre 3. Nous obtenons alors les dimensions suivantes :

Section	w (mm)	s (mm)	l (mm)
1	0.171	0.674	1.491
2	0.185	1.838	1.477
3	0.185	1.838	1.491
4	0.171	0.674	1.477

Tableau 3-1 : Dimensions des lignes pour un filtre trois pôles de bande passante 1 % optimisées à l'aide du logiciel Parfil

Le schéma de la Figure 3-1 présente le filtre tel qu'il a été conçu. Les accès sont ramenés au centre par l'intermédiaire de lignes 50 Ohms. La présence d'arcs de cercle au lieu d'angles vise à limiter l'accumulation des charges dans les angles, qui risque de détériorer la supraconductivité des lignes et donc les performances du filtre.

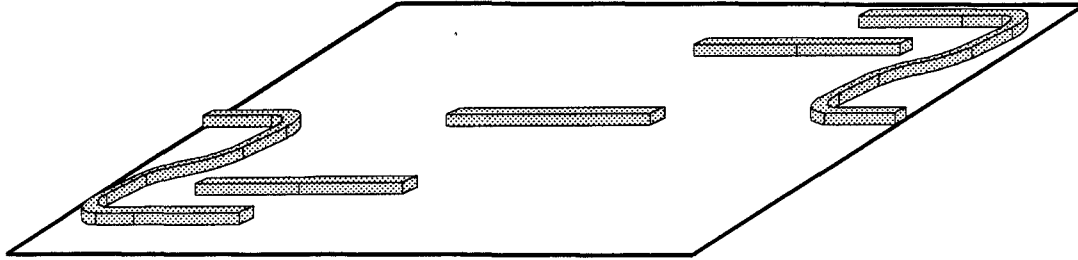


Figure 3-1 : Filtre trois pôles de bande passante 1 %

3.3. Simulations et mesures

3.3.1. Prototype métallique

Nous avons réalisé les simulations pour un filtre en or à température ambiante, tout d'abord avec Parfil, puis avec M.D.S., tout en sachant que M.D.S. n'est valable normalement que pour des constantes diélectriques inférieures à 18, contrairement à Parfil. Les simulations réalisées avec Parfil ne prennent en compte que les quatre sections de lignes couplées et ne permettent pas d'effectuer une rotation du filtre afin de gagner de la place comme dans les cas précédents.

Nous constatons une adéquation entre les deux simulations (cf. Figure 3-2 et Figure 3-3). En effet, Parfil et M.D.S. indiquent des pertes de l'ordre de 6 dB. La bande passante est plus faible pour Parfil, 0.75 %, que pour M.D.S., 2.3 %.

La caractérisation d'un prototype en or, gravée par voie sèche à l'I.E.M.N. est présentée Figure 3-5. Nous constatons sur cette courbe que la fréquence centrale est bien respectée, elle est en effet de 12 GHz. La bande passante est de 1.25 %, valeur médiane entre la prévision de Parfil et de MDS. Mais les pertes d'insertion à la fréquence centrale sont beaucoup plus importantes que ne laissait espérer la simulation, elles sont pour le minimum de 17 dB.

Le problème de décalage de la fréquence centrale semble donc réglé par l'utilisation de ces deux nouveaux logiciels de simulation. Par contre les performances en pertes d'insertion sont très décevantes. Nous avons émis l'hypothèse qu'il pourrait exister un couplage entre le bout de la ligne des première et dernière sections et l'arc de cercle qui permet de centrer les accès. Pour la vérifier, nous avons effectué la simulation sur M.D.S. (cf. Figure 3-6). En effet, nous constatons que les pertes sont alors de 13 dB.

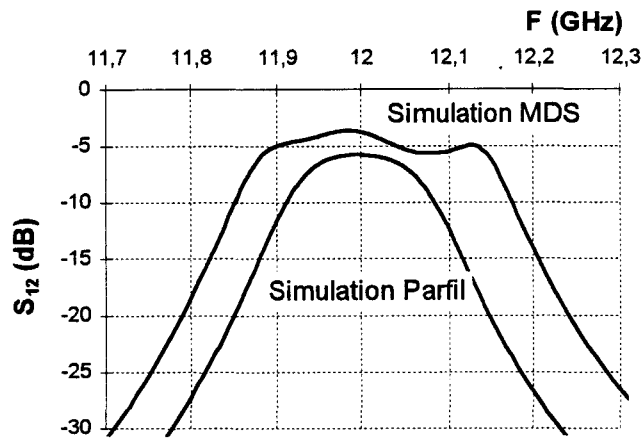


Figure 3-2 : Simulations pour de l'or du filtre trois pôles de bande passante 1 % (Parfil)

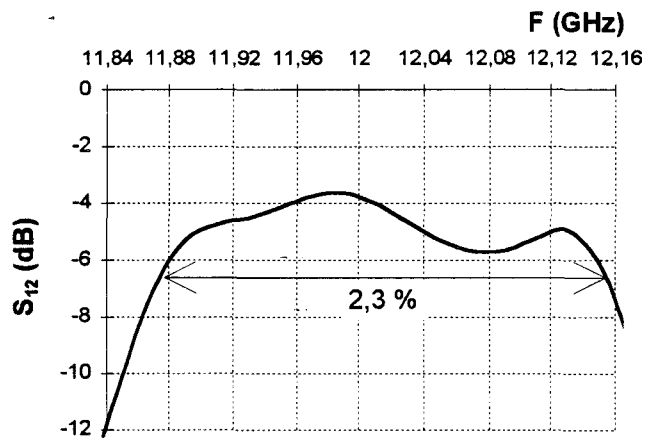
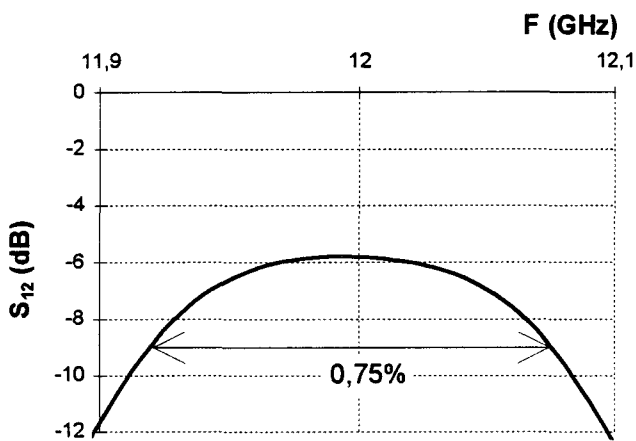


Figure 3-3 et Figure 3-4 : Simulations sur Parfil (à gauche) et M.D.S. (à droite) du filtre trois pôles en or

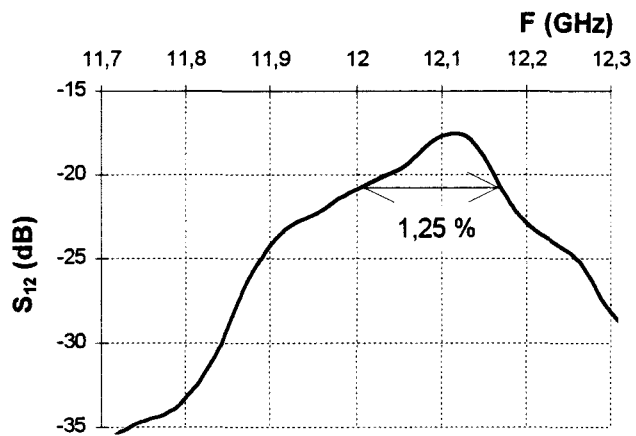


Figure 3-5 : Filtre trois pôles réalisé en or

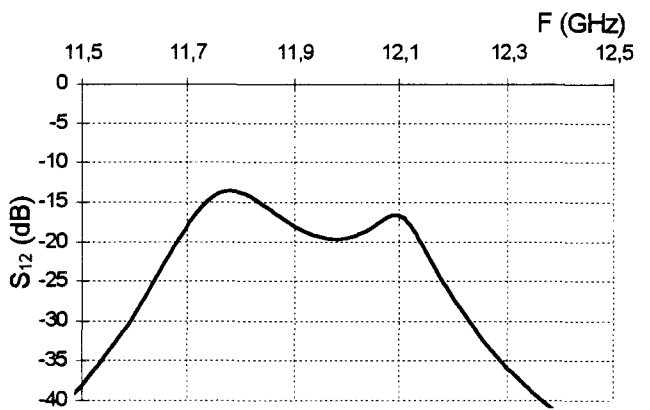


Figure 3-6 : Simulation du filtre en or en prenant en compte les couplages de "bout"

3.3.2. Filtres supraconducteurs

Sur les Figure 3-7 et Figure 3-8, nous présentons les résultats de filtres réalisés à l'aide des films supraconducteurs SN351 et SN387, déposé à l'I.M.E.C. (Louvain). Le film SN351 a été gravé par voie sèche à l'I.E.M.N., le film SN387 par voie humide.

Nous constatons que pour les deux cas, il n'y a pas d'amélioration des pertes, puisqu'elles sont de 26 dB dans un cas et de 20 dB dans l'autre.

Pour le filtre gravé par voie chimique, la bande passante est de 2.25 % et la pente de réjection est très faible. Le filtre gravé par voie sèche présente des pertes plus élevées mais la pente de réjection est bien meilleure, 15 dB pour 200 MHz et la bande passante plus faible, 2.1 %.

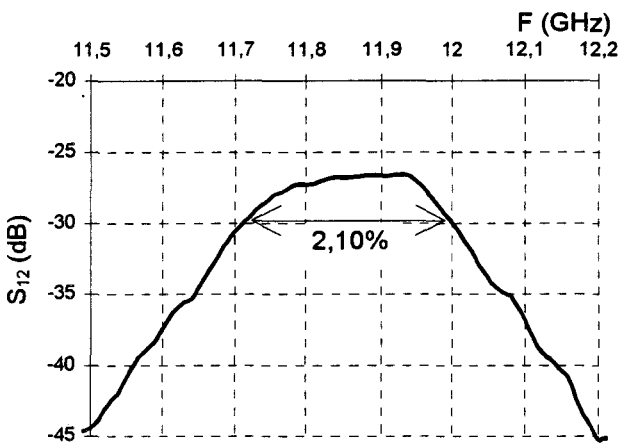


Figure 3-7 : Filtre supraconducteur trois pôles réalisé à partir du film SN351, gravé par voie sèche, mesuré à 65 K

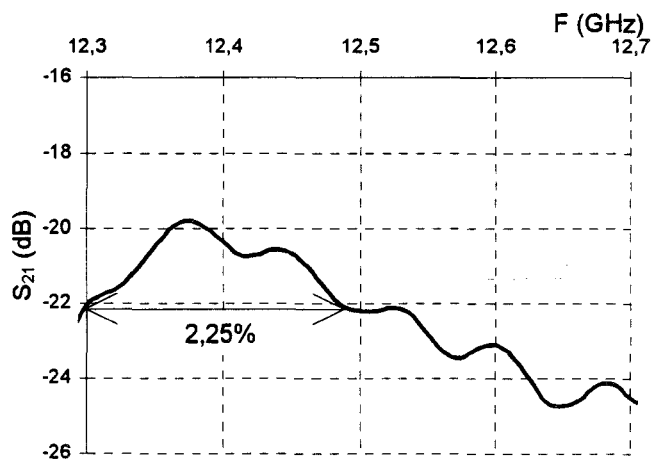


Figure 3-8 : Filtre supraconducteur trois pôles réalisé à partir du film SN387, gravé par voie humide, mesuré à 20 K

Les pertes importantes notées dans le cas des filtres supraconducteurs peuvent être attribuées à deux causes. Tout d'abord, une mauvaise qualité des films supraconducteurs, dont nous n'avons pas pu avoir les caractéristiques hyperfréquences. Ensuite, les logiciels de simulation ne tiennent pas compte des effets de rayonnement, ors le grand espacement de certaines lignes (1.838 mm) dans le cas présent produit vraisemblablement un rayonnement important.

Pour conclure, nous constatons que le filtre supraconducteur gravé par voie sèche présente une amélioration de la pente de réjection par rapport au prototype en or et au filtre supraconducteur gravé par voie humide. Nous ne notons pas d'amélioration en ce qui concerne les pertes d'insertion et la bande passante est proche de celle prévue par M.D.S. mais pas Parfil. Comme nous l'avons déjà constaté dans le cas du filtre six pôles sur MgO, les logiciels de simulation ne semblent pas adaptés au cas des bandes très étroites.

4. DIPLEXEUR

Les multiplexeurs sont des circuits qui permettent de canaliser les signaux dans le domaine fréquentiel. Ils consistent en un assemblage de filtres passe-bande de fréquences centrales différentes mais proches. Cet assemblage peut être réalisé soit en connectant directement les filtres, soit en utilisant des coupleurs.

La fonction des multiplexeurs est de séparer (démultiplexer) les différentes fréquences d'un signal d'entrée afin de retrouver les signaux informatifs. Ces circuits peuvent aussi être utilisés de façon inverse pour réunir (multiplexer) différentes fréquences sur un même signal de sortie. Les multiplexeurs ont une large gamme d'applications dans le domaine des systèmes de télécommunications.

Le diplexeur est un cas particulier de multiplexeur. Sa fonction est de séparer ou réunir deux fréquences très proches (cf. Figure 4-1).

Les filtres nécessaires à ce type de circuit doivent avoir des bandes passantes très étroites, pour pouvoir traiter des signaux très proches dans le domaine fréquentiel, et des pertes d'insertion à la fréquence centrale très faibles, pour avoir la meilleure restitution possible de l'amplitude du signal [8] [9]. C'est donc à ce niveau qu'interviennent les filtres supraconducteurs que nous avons présentés.

Les coupleurs réalisés en matériau supraconducteur permettent d'être intégrés directement sur le même circuit et donc de faciliter la mise en oeuvre du circuit.

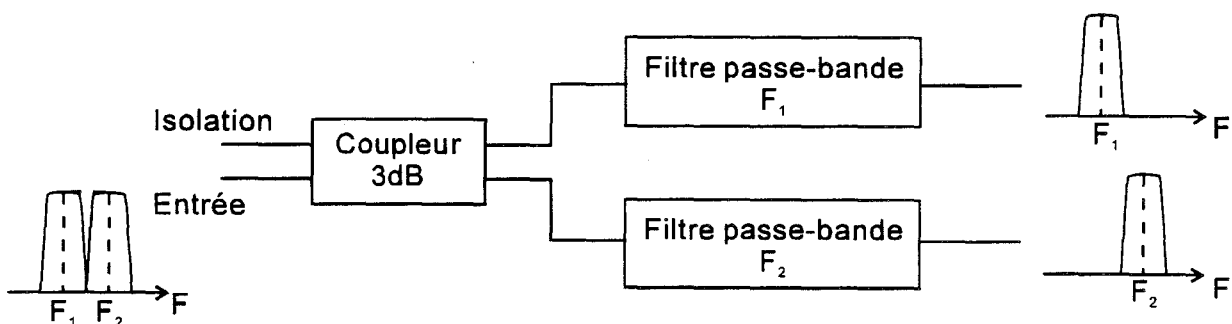


Figure 4-1 : Schéma du principe de fonctionnement d'un diplexeur

Nous proposons Figure 4-2 le schéma de principe d'un diplexeur réalisé par l'association du coupleur large bande présenté dans le Chapitre 3 et de deux filtres passe-bande quatre pôles, de fréquences centrales F_1 et F_2 . Pour minimiser les dimensions des circuits, il faudrait le réaliser sur un substrat de forte permittivité ($\epsilon_r > 20$).

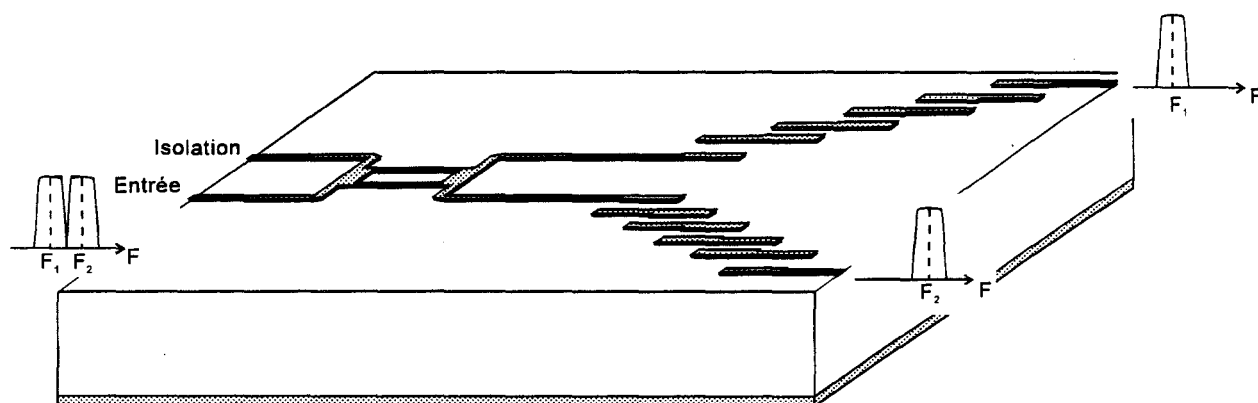


Figure 4-2 : Diplexeur formé par l'association d'un coupleur hybride large bande et de deux filtres passe-bande quatre pôles

- [1] "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures"
G.L.Matthaei, L.Young, E.M.T.Jones
Artech House Books, 1964
- [2] "The design of coupled microstrip lines"
S.Akhtarzad, T.R.Rowbotham and P.B.Jones
IEEE MTT, vol 23, n° 6, p 486-492, Juin 1975
- [3] "Computer-aided design of microwave circuits"
K.C.Gupta, R.Garg and R.Chadha
Artech House Books, p 47-88, 1981
- [4] "Microwave engineer's handbook"
Horizon House-Microwave, vol 1, p 163-166, 1971
- [5] "High temperature superconducting 8-45 GHz bandpass filter for deep space network"
G.L.Matthaei and G.L.Hey-Shipton
IEEE MTT-S Digest, p 1273, 1993
- [6] "Réalisation d'un filtre supraconducteur à 10 GHz"
E.Husse, P.Lepercq, J.C.Carru, C.Thivet, A.Perrin
Journal de physique III, p 615-619, Avril 1994
- [7] "Microwave HTSC resonators and filters"
E.Husse, D.Chauvel, C.Thivet, M.Guilloux-Viry, J.C.Carru, A.Perrin
Physica C, p 3379-3380, 1994
- [8] "Design of hybrid-coupled multiplexers and diplexers using asymmetrical superconducting filters"
R.R.Mansour, F.Rammo and V.Dokas
IEEE MTT-S Digest, p 1281-1284, 1993
- [9] "High-temperature superconducting microwave circuits"
Z.Y.Shen
Artech House, p 120-126, 1994

CONCLUSION



CONCLUSION

Le but de ce travail était de démontrer, au travers de la réalisation de coupleurs et de filtres, l'intérêt de l'utilisation des films supraconducteurs dans des circuits intégrant des composants passifs microondes.

L'étude entreprise s'inscrit au laboratoire à la suite de la mise au point de méthodes de caractérisation, en guides d'ondes et en cavités, de matériaux supraconducteurs et d'une première réalisation de circuit, un oscillateur hybride supraconducteur - matériau III/V.

Après une recherche bibliographique portant sur les réalisations existantes, nous sommes passés à la conception des composants. Celle-ci passe par une première étape d'études théoriques et de simulations. En ce qui concerne les filtres et les coupleurs en anneau, nous avons utilisés les logiciels de simulation existants, en les adaptant au mieux aux contraintes des matériaux supraconducteurs et de leur substrat. Pour les coupleurs à lignes non uniformes, nous avons développé un programme de simulation afin de permettre son utilisation pour des substrats de permittivité élevée (supérieure à 20) et pour des hautes fréquences (quelques dizaines de gigahertz).

La réalisation des composants demande une mise en œuvre de procédés technologiques. A cet effet, nous avons développé une méthode de gravure sèche pour les films minces supraconducteurs. Après la remise en fonctionnement et l'étalonnage du bâti, nous avons procédé à la gravure par usinage ionique d'ions argon de films supraconducteurs. Cette gravure présente l'avantage sur la gravure humide de limiter le nombre de bains chimiques nécessaires à la réalisation d'un composant et d'avoir une définition plus précise. Nous avons montré que les résultats de mesures sont meilleurs lorsque l'on utilise la gravure sèche plutôt que la gravure humide.

La démonstration de la faisabilité des filtres microondes supraconducteurs a été faite par le biais d'un filtre de fréquence centrale 10 GHz et de bande passante 4 %, réalisé sur des substrats de MgO. Ce filtre présente, dans sa version supraconductrice, des pertes de 2 dB alors que le même filtre réalisé en or a des pertes d'insertion à la fréquence centrale de 2.2 dB.

Des filtres six pôles de bande passante proche de 1 % ont ensuite été réalisés sur des substrats de MgO. Les pertes du filtre supraconducteur sont de 4.2 dB, contre 12 dB pour la version en cuivre. La pente de réjection est de 20 dB pour 100 MHz. Nous avons obtenu une amélioration de la bande passante, qui passe de 1.5 % dans le cas du filtre en cuivre à 1.15 % dans la version supraconductrice. Ces filtres montrent donc bien l'intérêt de l'utilisation des supraconducteurs pour la réalisation de tels circuits.

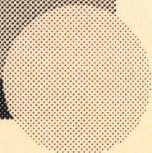
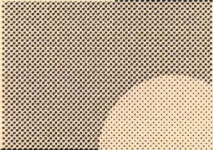
Une réalisation de filtres trois pôles de bande passante inférieure à 1 % sur LaAlO_3 a été effectuée. Les filtres réalisés, supraconducteurs et métalliques, présentent tous des pertes de l'ordre de 20 dB. La bande passante est de 1.25 % pour le prototype métallique et de 2.1 et 2.25 % pour les versions supraconductrices. Deux filtres supraconducteurs ont été réalisés, utilisant deux méthodes de gravure différentes, sèche et humide. Seul le filtre gravé par voie sèche présente une pente de réjection correcte, de 15 dB pour 200 MHz. En regard des résultats décevants au niveau des performances en pertes d'insertion, nous mettons fortement en cause la validité des logiciels de simulation dans le cas d'une constante diélectrique élevée (supérieure à 18) et d'une bande passante très faible.

Nous avons donc présenté, par le biais de deux types de composants passifs microondes, filtres et coupleurs, la faisabilité et l'intérêt de l'utilisation des matériaux supraconducteurs. Afin de poursuivre ce travail et de résoudre les problèmes restants, nous pouvons envisager deux pistes d'évolution.

Tout d'abord, coupleurs et filtres pourront être intégrés sur un même substrat pour réaliser dans un premier temps un diplexeur, voir par la suite un multiplexeur. Ce circuit constituera alors le premier élément permettant d'accéder aux circuits de télécommunication. En effet, la voie est ouverte, si la possibilité d'avoir des films de surfaces suffisamment grande se présente, pour réaliser un système plus complexe, réunissant composants passifs et composants actifs, notamment des antennes, pour aboutir à un circuit de réception/émission de signal.

La seconde voie de développement est de faire évoluer le programme sur les coupleurs à lignes couplées en prenant en compte la conductivité complexe, la variation d'inductance cinétique et autres propriétés supraconductrices. Ce programme, permettant la simulation de substrat de permittivité diélectrique élevée, pourrait ensuite être utilisé pour simuler des filtres à lignes couplées sur LaAlO_3 .

ANNEXES



ANNEXE 1. RECAPITULATIF DES REALISATIONS EFFECTUEES

Nom de la réalisation, surface	Substrat, épaisseur	Film, épaisseur	Provenance/ nom	T _c	Plan de masse, épaisseur	Type de gravure	Performances
Filtre 3 pôles, 10 x 10 mm ²	LaAlO ₃ , 500 µm	Or, 4 µm	I.E.M.N.	/	Or, 4 µm	Sèche (I.E.M.N.)	T = 300 K P = -17.5 dB (-16 dB) f _c = 12 GHz BP = 1.4 %
Filtre 3 pôles, 10 x 10 mm ²	LaAlO ₃ , 500 µm	YBa ₂ Cu ₃ O ₇ , 3000 Å	I.M.E.C., SN351	89 K	Or, 1 µm	Sèche (I.E.M.N.)	T = 300 K P = -26 dB (-24.5 dB) f _c = 11.85 GHz BP = 2.1 %
Filtre 3 pôles, 10 x 10 mm ²	LaAlO ₃ , 500 µm	YBa ₂ Cu ₃ O ₇ , 3000 Å	I.M.E.C., SN387	89 K	Or, 1 µm	Humide	T = 300 K P = -20 dB (-18.5 dB) f _c = 12.4 GHz BP = 2.25 %
Filtre 4 pôles, 15 x 15 mm ²	MgO, 500 µm	Or, 4 µm	I.E.M.N.	/	Or, 4 µm	Humide	T = 77 K P = -2 dB (-0.6 dB) f _c = 10 GHz BP = 4 %
Filtre 4 pôles, 15 x 15 mm ²	MgO, 500 µm	YBa ₂ Cu ₃ O ₇ , 3000 Å	L.C.S.I.M. L181Y	85 K	Or, 4 µm	Humide	T = 70 K P = -1.4 dB (< -0.1 dB) f _c = 10.4 GHz BP = 3.7 %

Nom de la réalisation, surface	Substrat, épaisseur	Film, épaisseur	Provenance/nom	Tc	Plan de masse, épaisseur	Type de gravure	Performances
Filtre 6 pôles, 20 x 20 mm ²	Duroid, 250 µm	Cuivre, 17.5 µm	Commerciale	/	Cuivre, 17.5 µm	Humide	T = 300 K P = -12 dB (-10.5 dB) f _c = 9.92 GHz BP = 1.5 %
Filtre 6 pôles, 20 x 20 mm ²	MgO, 250 µm	YBa ₂ Cu ₃ O ₇ , 2100 Å	L.C.S.I.M., L437Y	85 K	Ag, 3000 Å	Sèche (I.N.S.A.)	T = 30 K P = -5.8 dB (-4.2 dB) f _c = 10.1 GHz BP = 1.15 %

Abréviations :

T : Température

P : pertes à la fréquence centrale avec les pertes dues au boîtier et connectique (pertes sans celles du boîtier et connectique)

f_c : fréquence centrale

BP : bande passante, à 3 dB pour les filtres

Provenance des échantillons :

I.E.M.N. : Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord, Villeneuve d'Ascq

L.C.S.I.M : Laboratoire de Chimie du Solide et Inorganique Moléculaire, Rennes

I.N.S.A : Institut National des Sciences Appliquées, Rennes

I.M.E.C. : Interuniversitair Micro-Elektronica Centrum, Louvain (Belgique)

L.E.T.I. : Laboratoire d'Electronique, de Technologie et d'Instrumentation, Grenoble

ANNEXE 2. ETUDE DES RESONANCES DANS UNE CAVITE RECTANGULAIRE

ANNEXE 2.1. Equation d'onde

On considère une onde électromagnétique plane se propageant dans un milieu linéaire, homogène, isotrope, de permittivité ϵ et de perméabilité μ . Les champs électrique et magnétique vérifient alors l'équation d'onde :

$$\nabla^2 \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} + \omega^2 \mu \epsilon \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} = \vec{0} \Leftrightarrow \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} + \omega^2 \mu \epsilon \begin{Bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{Bmatrix} = \vec{0}$$

Eq. 2-1

En appliquant la méthode de séparation des variables à E_z et H_z , c'est à dire en posant $E_z = X(x)Y(y)Z(z)$ et $H_z = X'(x)Y'(y)Z'(z)$, l'équation d'onde devient pour les composantes en z de E et H :

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} + k^2 = 0$$

où $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

Eq. 2-2

On pose $k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$ où k_i ne dépend que de la variable i . L'équation d'onde devient alors un système de trois équations :

$$\begin{cases} \frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + k_x^2 = 0 \\ \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + k_y^2 = 0 \\ \frac{1}{Z} \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} + k_z^2 = 0 \end{cases}$$

Eq. 2-3

La solution générale de chaque équation du système Eq. 2-3 est du type $A_i \cos(k_i i) + B_i \sin(k_i i)$ avec $i = x, y, z$. Pour déterminer A_i et B_i , il faut appliquer les conditions aux limites, c'est à dire sur chaque surface de la cavité, aux champs électrique et magnétique.

A l'aide des équations de Faraday et Ampère (cf. Eq. 2-4), nous pouvons déterminer les composantes transversales des champs électriques et magnétiques.

$$\begin{cases} \nabla \wedge \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \wedge \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \end{cases}$$

Eq. 2-4

ou encore :

$$\begin{cases} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu H_x \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega\varepsilon E_x \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z \end{cases}$$

Eq. 2-5

On en déduit :

$$\begin{cases} E_x = -\frac{j\omega\mu}{k^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial x \partial z} \\ E_y = \frac{j\omega\mu}{k^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial y \partial z} \\ H_x = \frac{j\omega\varepsilon}{k^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial x \partial z} \\ H_y = \frac{-j\omega\varepsilon}{k^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial y \partial z} \end{cases}$$

Eq. 2-6

ANNEXE 2.2. Conditions aux limites

ANNEXE 2.2.1. Cavité rectangulaire remplie d'air

Etudions tout d'abord le cas d'une cavité ayant la forme d'un parallélépipède dont chaque surface est formé d'un métal parfait, c'est à dire de conductivité infinie. Les dimensions de cette cavité sont a, b et c, suivant respectivement les directions Ox, Oy et Oz (cf. Figure 2-1)

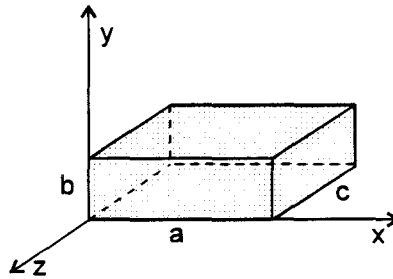


Figure 2-1 : Cavité rectangulaire

A la surface du conducteur parfait, la composante tangentielle du champ électrique est nulle, de même que la composante normale du champ magnétique. La composante normale du champ électrique et la composante tangentielle du champ magnétique sont quant à elles maximales (cf. Eq. 2-1).

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\text{tangente}} = 0 \\ H_{\text{normale}} = 0 \\ \frac{\partial E_{\text{normale}}}{\partial n} = 0 \\ \frac{\partial H_{\text{tangente}}}{\partial n} = 0 \end{array} \right. \quad \text{où } n \text{ est la normale à la surface}$$

Eq. 2-1

Nous appliquons ces conditions aux composantes E_z et H_z des champs électriques et magnétiques. On obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} E_z(0, y, z) = 0 \\ E_z(a, y, z) = 0 \\ E_z(x, 0, z) = 0 \\ E_z(x, b, z) = 0 \\ \frac{\partial E_z(x, y, 0)}{\partial z} = 0 \\ \frac{\partial E_z(x, y, -c)}{\partial z} = 0 \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} H_z(x, y, 0) = 0 \\ H_z(x, y, -c) = 0 \\ H_z(x, 0, z) = 0 \\ H_z(x, b, z) = 0 \\ \frac{\partial H_z(0, y, z)}{\partial x} = 0 \\ \frac{\partial H_z(a, y, z)}{\partial x} = 0 \end{array} \right.$$

Eq. 2-2

En appliquant ces équations aux solutions générales du système Eq. 2-3, on obtient pour E_z et H_z :

$$\begin{cases} E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \\ H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \sin\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} k_x = \frac{m\pi}{a} \\ k_y = \frac{n\pi}{b} \\ k_z = \frac{p\pi}{c} \end{cases} \text{ et } m, n, p \in \mathbb{N}$$

Eq. 2-3

De k_x, k_y, k_z , on peut déduire la fréquence de coupure f_c :

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

où c est la vitesse de la lumière dans le vide

Eq. 2-4

Nous devons déterminer quels sont les modes qui se propagent et pour quelles valeurs de m, n et p .

ANNEXE 2.2.1.1. Mode TE

Pour le mode TE, on a $E_z = 0$. Les composantes des champs sont alors :

$$\begin{cases} E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{k^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \sin\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \\ E_y = H_0 \frac{-j\omega\mu}{k^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \sin\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \\ E_z = 0 \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} H_x = H_0 \frac{-1}{k^2} \frac{mp\pi^2}{ac} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \\ H_y = H_0 \frac{-1}{k^2} \frac{np\pi^2}{bc} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \\ H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \sin\left(\frac{p\pi}{c}z\right) \end{cases}$$

Eq. 2-5

A partir de ces équations, nous constatons que les modes TE_{0n0} et TE_{m00} n'existent pas.

ANNEXE 2.2.1.2. Mode TM

Les modes TM sont les modes pour lesquels $H_z = 0$. Les composantes des champs sont alors :

$$\begin{cases} E_x = E_0 \frac{-1}{k^2} \frac{m p \pi^2}{a c} \cos\left(\frac{m \pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n \pi}{b} y\right) \sin\left(\frac{p \pi}{c} z\right) \\ E_y = E_0 \frac{-1}{k^2} \frac{n p \pi^2}{b c} \sin\left(\frac{m \pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n \pi}{b} y\right) \sin\left(\frac{p \pi}{c} z\right) \\ E_z = E_0 \sin\left(\frac{m \pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n \pi}{b} y\right) \cos\left(\frac{p \pi}{c} z\right) \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} H_x = E_0 \frac{j \omega \epsilon}{k^2} \frac{n \pi}{b} \sin\left(\frac{m \pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n \pi}{b} y\right) \cos\left(\frac{p \pi}{c} z\right) \\ H_y = E_0 \frac{-j \omega \epsilon}{k^2} \frac{m \pi}{a} \cos\left(\frac{m \pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n \pi}{b} y\right) \cos\left(\frac{p \pi}{c} z\right) \\ H_z = 0 \end{cases}$$

Eq. 2-6

A partir de ces équations, nous constatons que les modes TM_{0np} et TM_{m0p} n'existent pas.

ANNEXE 2.2.2. Cavité rectangulaire composée de deux milieux

Notre cellule de mesure comprend deux milieux diélectriques différents. Le premier, le plus important en volume, est l'air. Le second de hauteur faible devant celle du premier est constitué du substrat sur lequel est gravé notre circuit [1] (cf. Figure 2-2). Nous allons étudier l'influence portée par ce substrat sur les fréquences de résonances calculées dans le paragraphe précédent.

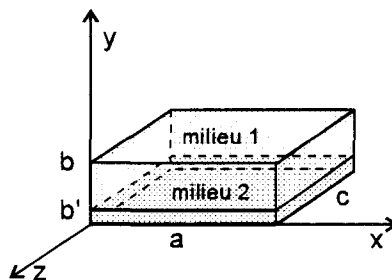


Figure 2-2 : Cavité rectangulaire composée de deux diélectriques différents

Les conditions aux limites restent les mêmes que précédemment sur les parois de la cavité. Elles sont complétées par les conditions à l'interface des deux diélectriques, qui s'écrivent pour le champ électrique :

$$\begin{cases} E_{\text{tang1}} = E_{\text{tang2}} \\ \varepsilon_1 E_{\text{normal1}} = \varepsilon_2 E_{\text{normal2}} \end{cases} \text{ soit } \begin{cases} E_{z1}(x, b', y) = E_{z2}(x, b', y) \\ E_{x1}(x, b', y) = E_{x2}(x, b', y) \\ \varepsilon_1 E_{y1}(x, b', y) = \varepsilon_2 E_{y2}(x, b', y) \end{cases}$$

Eq. 2-7

Pour les champs, nous trouvons alors les expressions générales :

$$\begin{cases} E_{z1} = E_{01} \sin(k_x x) \sin(k_{y1}(y - b)) \cos(k_z z) \\ E_{z2} = E_{02} \sin(k_x x) \sin(k_{y2} y) \cos(k_z z) \\ H_{z1} = H_{01} \cos(k_x x) \cos(k_{y1}(y - b)) \sin(k_z z) \\ H_{z2} = H_{02} \cos(k_x x) \cos(k_{y2} y) \sin(k_z z) \end{cases}$$

Eq. 2-8

En mode TE, en appliquant les conditions aux limites à l'interface des diélectriques, nous obtenons :

$$\begin{cases} H_{01} \frac{k_{y1}}{k_1^2} \sin(k_{y1}(b' - b)) = H_{02} \frac{k_{y2}}{k_2^2} \sin(k_{y2} b') \\ H_{01} \frac{1}{k_1^2} \cos(k_{y1}(b' - b)) = H_{02} \frac{1}{k_2^2} \varepsilon_r \cos(k_{y2} b') \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\varepsilon_r k_{y1} \tan(k_{y1}(b - b')) = -k_{y2} \tan(k_{y2} b')$$

Eq. 2-9

Par ailleurs, nous avons :

$$k_2^2 = \varepsilon_r k_1^2 \Leftrightarrow k_{y2}^2 = [(\varepsilon_r - 1)k_x^2 + (\varepsilon_r - 1)k_z^2 + \varepsilon_r k_{y1}^2]$$

Eq. 2-10

En injectant Eq. 2-10 dans Eq. 2-9, nous aboutissons à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_r k_{y1} \tan(k_{y1}(b-b')) \\ + \sqrt{[(\varepsilon_r - 1)k_x^2 + (\varepsilon_r - 1)k_z^2 + \varepsilon_r k_{y1}^2]} \tan\left[\left[(\varepsilon_r - 1)k_x^2 + (\varepsilon_r - 1)k_z^2 + \varepsilon_r k_{y1}^2\right]b'\right] = 0 \\ \text{avec } \begin{cases} k_x = \frac{m\pi}{a} \\ k_z = \frac{p\pi}{c} \end{cases} \quad m, p \in \mathbb{N} \\ k_1^2 = k_x^2 + k_{y1}^2 + k_z^2 \\ f_c = \frac{ck_1}{2\pi} \end{array} \right.$$

Eq. 2-11

La première équation de ce système peut être résolue de façon graphique. On en déduit alors facilement la fréquence de résonance.

Le traitement en mode TM aboutit au même système d'équations.

ANNEXE 3. EFFETS DE LA DISPERSION

Le modèle empirique étudiant les effets de la dispersion due à la fréquence le plus précis à été proposé par Kirschning et Jansen [2]. Il se base sur le modèle statique de Hammerstad et Jensen [3]. Les différentes équations permettant d'obtenir les valeurs des constantes diélectriques effectives de modes pair et impair en fonction de la fréquence sont données ci-dessous.

Constante diélectrique effective en mode statique

$$\varepsilon_{r_{\text{effectif}}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\varepsilon_r)}$$

$$\text{avec } \begin{cases} u = \frac{w}{h} \\ a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right) \\ b(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \end{cases}$$

Eq. 3-1

Constantes diélectriques effectives de modes pair et impair en mode statique

Mode pair

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab}$$

$$\text{où } \begin{cases} u = \frac{w}{h} \frac{20 + \left(\frac{s}{h}\right)^2}{10 + \left(\frac{s}{h}\right)^2} + \frac{s}{h} \exp\left(-\frac{s}{h}\right) \\ a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right) \\ b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \end{cases}$$

Eq. 3-2

Mode impair

$$\varepsilon_{ro} = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + a - \varepsilon_{r_{\text{effectif}}} \right) \exp\left(-c \frac{ds}{h}\right) + \varepsilon_{r_{\text{effectif}}}$$

$$\text{où } \begin{cases} a = 0.7287 \left(\varepsilon_{r_{\text{effectif}}} - \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) \left(1 - \exp\left(-0.179 \frac{w}{h}\right) \right) \\ b = 0.747 \left(\frac{\varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r} \right) \\ c = b - (b - 0.207) \exp\left(-0.414 \frac{w}{h}\right) \\ d = 0.593 + 0.694 \exp\left(-0.562 \frac{w}{h}\right) \end{cases}$$

Eq. 3-3

Constantes effectives de modes pair et impair en fonction de la fréquence

Dans les formules suivantes, la fréquence f est en gigahertz et la hauteur en millimètres.

$$\varepsilon_{ri}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{ri}}{1 + F_i(f)}, \quad i \in (e, o)$$

Eq. 3-4

avec

$$F_e(f) = P_1 P_2 \left[(P_3 P_4 + 0.1844 P_7) f h \right]^{1.5763}$$

Eq. 3-5

$$F_o(f) = P_1 P_2 \left[(P_3 P_4 + 0.1844 P_{15}) f h \right]^{1.5763}$$

Eq. 3-6

et

$$\begin{aligned}
 P_1 &= 0.27488 + \left(0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.0157fh)^{20}} \right) \frac{w}{h} - 0.065683 \exp\left(-8.7513 \frac{w}{h}\right) \\
 P_2 &= 0.33622(1 - \exp(-0.03442\varepsilon_r)) \\
 P_3 &= 0.0363 \exp\left(-4.6 \frac{w}{h}\right) \left(1 - \exp\left[-\left(\frac{fh}{38.7}\right)^{4.97}\right] \right) \\
 P_4 &= 1 + 2.751 \left(1 - \exp\left[\left(\frac{\varepsilon_r}{15.916}\right)^8\right] \right) \\
 P_5 &= 0.334 \exp\left(-3.3 \left(\frac{\varepsilon_r}{15}\right)^3\right) + 0.746 \\
 P_6 &= P_5 \exp\left(-\left(\frac{fh}{18}\right)^{0.368}\right) \\
 P_7 &= 1 + 4.069 P_6 \left(\frac{s}{h}\right)^{0.479} \exp\left(-1.347 \left(\frac{s}{h}\right)^{0.595} - 0.17 \left(\frac{s}{h}\right)^{2.5}\right)
 \end{aligned}$$

Eq. 3-7

$$\begin{aligned}
 P_8 &= 0.7168 \left(1 + \frac{1.076}{1 + 0.0576(\varepsilon_r - 1)} \right) \\
 P_9 &= P_8 - 0.7913 \left(1 - \exp\left[-\left(\frac{fh}{20}\right)^{1.424}\right] \arctan\left(2.481 \left(\frac{\varepsilon_r}{8}\right)^{0.946}\right) \right) \\
 P_{10} &= 0.242(\varepsilon_r - 1)^{0.55} \\
 P_{11} &= 0.6366(\exp(-0.3401fh) - 1) \arctan\left(1263 \left(\frac{w}{3h}\right)^{1.629}\right) \\
 P_{12} &= P_9 + \frac{1 - P_9}{1 + 1.183 \left(\frac{w}{h}\right)^{1.376}} \\
 P_{13} &= 1695 \frac{P_{10}}{0.414 + 1605P_{10}} \\
 P_{14} &= 0.8928 + 0.1072 \left(1 - \exp\left[-0.42 \left(\frac{fh}{20}\right)^{3.215}\right] \right) \\
 P_{15} &= \left| 1 - \frac{0.8928(1 + P_{11})P_{12} \exp\left[-P_{13} \left(\frac{s}{h}\right)^{1.092}\right]}{P_{14}} \right|
 \end{aligned}$$

Eq. 3-8

[1] "Handbook of microwave measurements"

Sucher and Fox

Polytechnoc Press, 1963

[2] "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines"

M.Kirschning and R.H.Jansen

IEEE MTT, vol 32, n° 1, p 83-90, Janvier 1984

[3] "Accurate models for microstrip computer-aided design"

E.Hammerstad and O.Jensen

IEEE MTT-S, p 407-409, Mai 1980



RESUME

Le but de ce travail est de démontrer l'intérêt de l'utilisation des films supraconducteurs dans la réalisation de composants passifs microondes, plus précisément des coupleurs large bande et des filtres passe-bande à bande très étroite. Notre choix s'est arrêté sur deux types de coupleurs, des coupleurs hybrides en anneau et des coupleurs à lignes non uniformes. Ces derniers ont nécessité la conception d'un programme de simulation. Les filtres que nous avons étudiés et caractérisés utilisent la structure en lignes quart d'onde couplées. L'objectif est d'aboutir à des filtres présentant une bande passante inférieure à 1 %.

Les composants sont réalisés à l'aide de films minces supraconducteurs déposés sur des substrats de MgO ou de LaAlO₃. Au cours du processus technologique nous avons employé les méthodes de lithographie optique classiques et mis au point une gravure sèche par plasma d'ions argon pour les films minces supraconducteurs.

Une suite possible du travail est la réalisation d'un diplexeur intégrant les filtres et coupleurs conçus.

MOTS CLES

Supraconducteurs à haute température critique	Caractérisation hyperfréquences
Filtres	Films minces YBa ₂ Cu ₃ O ₇
Coupleurs	Basses températures