

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE



Par Yannick ROELENS

Etude et caractérisations microondes en basses températures de résonateurs coplanaires supraconducteurs et de transistors en vue de réaliser des dispositifs micro-électroniques

Soutenue le 26 octobre 2000 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Président :	Monsieur G. SALMER
Directeur de thèse :	Monsieur J.C. CARRU
Rapporteurs :	Monsieur G. ALQUIE Monsieur A. PERRIN
Examineurs :	Monsieur A. KREISLER Monsieur P. TABOURIER
Invité :	Monsieur N. BOURZGUI

Table des matières

Table des matières	1
Introduction	7
Chapitre I : Aspects technologiques – Dispositifs en or et en supraconducteur	11
I.1. Techniques de réalisations – Généralités	11
I.1.1. Introduction	11
I.1.2. L'étape incontournable : La lithographie	12
I.1.2.a. Possibilités – Difficultés – Choix.	12
I.1.2.b. Cas particulier de la résine PMMA	14
I.2. Réalisation de motifs de test en or par électrolyse	16
I.3. Réalisation de dispositifs supraconducteurs	19
I.3.1. Introduction – Matériaux utilisés	19
I.3.2. Gravure	20
I.3.2.a. Etat de l'art	20
I.3.2.b. Gravures humides utilisées à l'IEMN : problèmes et limites rencontrés	22
I.3.2.c. Contacts métalliques sur YBaCuO	26
Chapitre II : Lignes coplanaires	31
II.1. Généralités, conditions d'utilisation	31
II.1.1. Introduction	31
II.1.2. Conditions d'utilisation	32
II.1.2.a. Modes.	32
II.1.2.b. Interactions entre les modes	33
II.1.2.c. Cas de notre étude	35
II.1.3. Cas particulier des lignes à ondes ralenties (slow wave)	35
II.2. Modèles de lignes	36
II.2.1. Modélisations analytiques	36
II.2.2. Modèles issus de mesures ou de simulations électromagnétiques.	38
II.2.3. Modélisations électromagnétiques	41
II.3. Mesures	41
II.3.1. Dispositif de mesures	41
II.3.2. Extraction des paramètres de propagation	42
II.3.3. Comparaisons modèles / mesures	42

II.4. Autres Modèles	46
II.4.1. Modèle de lignes à ondes ralenties	46
II.4.1.a. Modélisation	46
II.4.1.b. Validation du modèle :	47
II.4.1.c. Observations sur l'usage des lignes coplanaires slow-wave	50
II.4.2. Passage d'une ligne étroite à une ligne large.	51
Chapitre III : Résonateurs coplanaires	57
III.1. Etude des résonateurs or/alumine	57
III.1.1. Etude préliminaire	57
III.1.1.a. Influence des dimensions sur les pertes	58
III.1.1.b. Vérification expérimentale	59
III.1.2. Etude du couplage	60
III.1.3. Résonateurs en transmission	64
III.1.3.a. Résonateur droit	64
III.1.3.b. Résonateur coplanaire courbé	64
III.1.3.c. Résonateur slow-wave	65
III.1.4. Résonateurs en réflexion	66
III.1.5. Résonateurs en réaction / Résonateur inclus	67
III.2. Etude des résonateurs supraconducteurs	70
III.2.1. Dispositif et conditions de mesure	70
III.2.2. Caractéristiques des films et étapes technologiques	72
III.2.3. Résonateur droit	73
III.2.3.a. Résultats de mesures	73
III.2.3.b. Exploitation	76
III.2.3.c. Etat de l'art	80
III.2.4. Résonateur slow-wave	82
III.2.5. Résonateur inclus	84
Chapitre IV : Transistors en basses températures	89
IV.1. Transistors étudiés	89
IV.2. Environnements de mesures	89
IV.2.1. Environnement de mesures cryogéniques statiques	90
IV.2.2. Environnements de mesures cryogéniques hyperfréquences	90
IV.2.2.a. Mesures en Cellule K	90
IV.2.2.b. Mesures sous pointes [93,]	93
IV.3. Résultats de mesures	94
IV.3.1. Transistor HEMT Métamorphique.	94
IV.3.2. Transistor HEMT FHX06X	95

IV.3.3. Transistor Higtet	96
IV.3.4. Transistors MESFET Marconi.	97
IV.3.5. Transistors Infineon	100
IV.3.5.a. Remarques préliminaires	100
IV.3.5.b. Transistor BFP540	101
IV.3.5.c. Transistor BFP 620.	102
IV.3.6. Emplois des transistors aux températures cryogéniques	103
IV.4. Prototype d'oscillateur cryogénique hybride	104
IV.5. Conclusions	106
<i>Conclusions et Perspectives</i>	<i>111</i>
<i>Annexe I.1 Récapitulatif des films supraconducteurs utilisés :</i>	<i>115</i>
<i>Annexe II.1 Conditions utilisées pour réaliser des simulations sous Sonnet et HFSS</i>	<i>117</i>

<i>Annexe II.2 Constante de propagation et impédance caractéristique d'une ligne.</i>	<i>121</i>
<i>Annexe II.3 : Modèle de ligne Slow-wave.</i>	<i>124</i>
<i>Bibliographie</i>	<i>131</i>

Introduction

Introduction

Notre travail de thèse porte sur la réalisation de circuits à base de matériaux supraconducteurs.

Les supraconducteurs ont été découverts en 1911 par Kamerlingh Onnes. Ils sont caractérisés par plusieurs propriétés :

- leur résistance continue s'annule en-dessous d'une température critique T_c . En-dessous de T_c , on parle d'état supraconducteur, au-delà, d'état normal. Un matériau supraconducteur utilisé à fréquence non nulle présente des pertes qui restent cependant très inférieures à celles obtenues sur les métaux en dessous de 100GHz. Aux Etats-Unis, des sociétés commencent à commercialiser des stations de bases pour les télécommunications mobiles comportant des dispositifs supraconducteurs.

- dans l'état supraconducteur, ils sont parfaitement diamagnétiques c'est à dire que le champ magnétique est exclu du matériau (effet Meissner). On distingue les supraconducteurs de type I et les supraconducteurs de type II en fonction de leur comportement en présence de champs magnétiques critiques H_{c1} et H_{c2} .

- la capacité calorifique présente une discontinuité en température, en deçà d'un champ critique H_c .

Jusqu'à 1986, les applications de la supraconductivité ont été limitées par le coût de la cryogénie. En effet, la température critique la plus élevée connue était de 23.5K, ce qui impose un refroidissement à l'Hélium liquide. La découverte par G.Bednorz et A.Müller d'un matériau, de la famille des cuprates, supraconducteur à 35K a été très rapidement suivie, en 1987, de la découverte d'un autre cuprate de formule $YBa_2Cu_3O_{7-x}$, dont la température critique de 92K permet l'utilisation d'une cryogénie à l'azote liquide moins coûteuse ou de cryogénérateurs miniatures. On parle alors de supraconducteurs à haute température critique (SHTC). Bien que de nombreux supraconducteurs à plus haute température critique aient été découverts depuis, le matériau YBaCuO reste le plus couramment utilisé pour les films minces supraconducteurs en raison de sa stabilité et de sa non toxicité.

Les supraconducteurs et leurs propriétés fondamentales ont fait l'objet de très nombreux ouvrages. Aussi, ne détaillerons-nous pas davantage ce sujet mais on pourra se référer à la liste non exhaustive suivante [1,2,3,4,24,66,95].

Notre étude, menée à l'IEMN au sein de l'équipe « Caractérisation de Matériaux » dirigée par le Professeur Pierre Tabourier, s'inscrit plus particulièrement dans le cadre des

travaux menés depuis 10 ans par le professeur Jean-Claude Carru, sur les supraconducteurs à haute température critique. Les études réalisées jusqu'alors portaient :

- sur la caractérisation de films SHTC, à l'aide de méthodes microondes non destructives en cavité [66] et en transmission [4],
- sur la réalisation d'oscillateurs en technologie mixte HEMT / résonateur micro-ruban supraconducteur dans le cadre d'un contrat européen ESPRIT [95,66],
- sur la réalisation de circuits passifs micro-rubans supraconducteurs, essentiellement des filtres [24].

Dans ce contexte, deux études sont poursuivies depuis 4 ans : l'amélioration de la technique de caractérisation en cavité par M.Achani [73] et notre étude qui porte sur les dispositifs coplanaires et les transistors en vue d'applications microondes. Les travaux antérieurs en technique micro-ruban ont montré que cette structure n'était pas idéale pour les dispositifs supraconducteurs. En effet, les films supraconducteurs dont nous disposons sont déposés sur une seule face du substrat : la structure coplaire utilisant un film SHTC sur une seule face du substrat nous a donc semblé plus adaptée.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différents procédés technologiques que nous avons étudiés et mis au point pour réaliser les dispositifs en or ou en supraconducteur de cette étude.

Dans le second chapitre, nous dresserons le cadre théorique de notre étude des circuits coplanaires. Une première partie de ce chapitre sera consacrée à la description, aux conditions d'utilisation et à la modélisation de la ligne coplaire classique. Dans une seconde partie, nous nous intéresserons aux dispositifs coplanaires plus originaux à ondes ralenties.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons l'étude expérimentale réalisée sur des résonateurs en or afin d'obtenir des résonateurs à forts coefficients de qualité. Suite à cette étude, nous avons réalisé des résonateurs coplanaires supraconducteurs, dont nous présenterons les résultats en terme de coefficient de qualité et l'exploitation de ces résonateurs pour la caractérisation de films supraconducteurs.

Le quatrième chapitre sera principalement consacré à la caractérisation de nombreux types de transistors aux températures cryogéniques. Nous achèverons cette étude par la réalisation d'un premier prototype d'oscillateur en technologie mixte transistor bipolaire / supraconducteurs.

Chapitre I

Chapitre I : Aspects technologiques – Dispositifs en or et en supraconducteur

I.1. Techniques de réalisations – Généralités

I.1.1. Introduction

Pour réaliser des motifs élémentaires en or et en supraconducteur, il faut utiliser divers procédés. Dans le cadre de ce travail, nous utilisons :

- La gravure humide, qui permet de retirer de la matière sur la surface d'un matériau.
- L'électrolyse, qui permet de faire croître des motifs sur une surface.
- Les dépôts métalliques, qui permettent soit de couvrir une surface entière, soit de déposer des motifs sur une surface.

D'une manière générale, on peut décrire l'ensemble des opérations technologiques sous la forme d'un diagramme (voir Figure I-1).

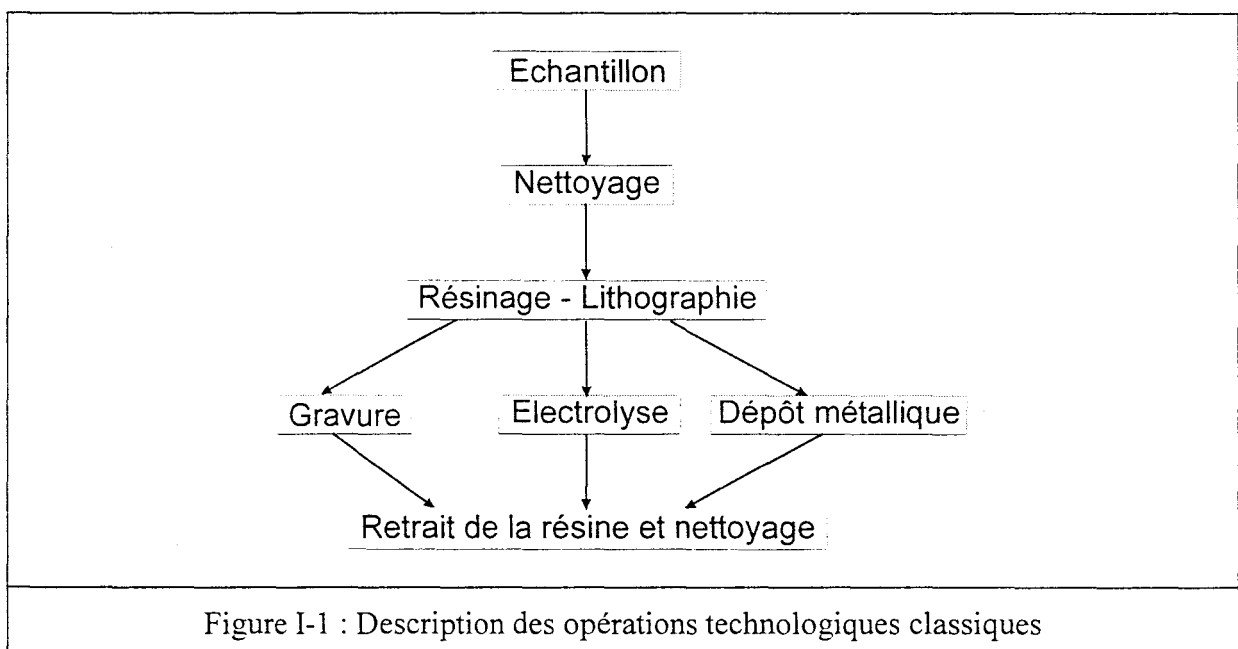


Figure I-1 : Description des opérations technologiques classiques

Ce diagramme met en évidence l'importance de la lithographie dans les procédés technologiques. On notera cependant que dans de rares cas comme le dépôt d'un film ou le retrait d'un matériau sur l'ensemble de la surface, l'étape de lithographie n'est pas utile.

I.1.2. L'étape incontournable : La lithographie

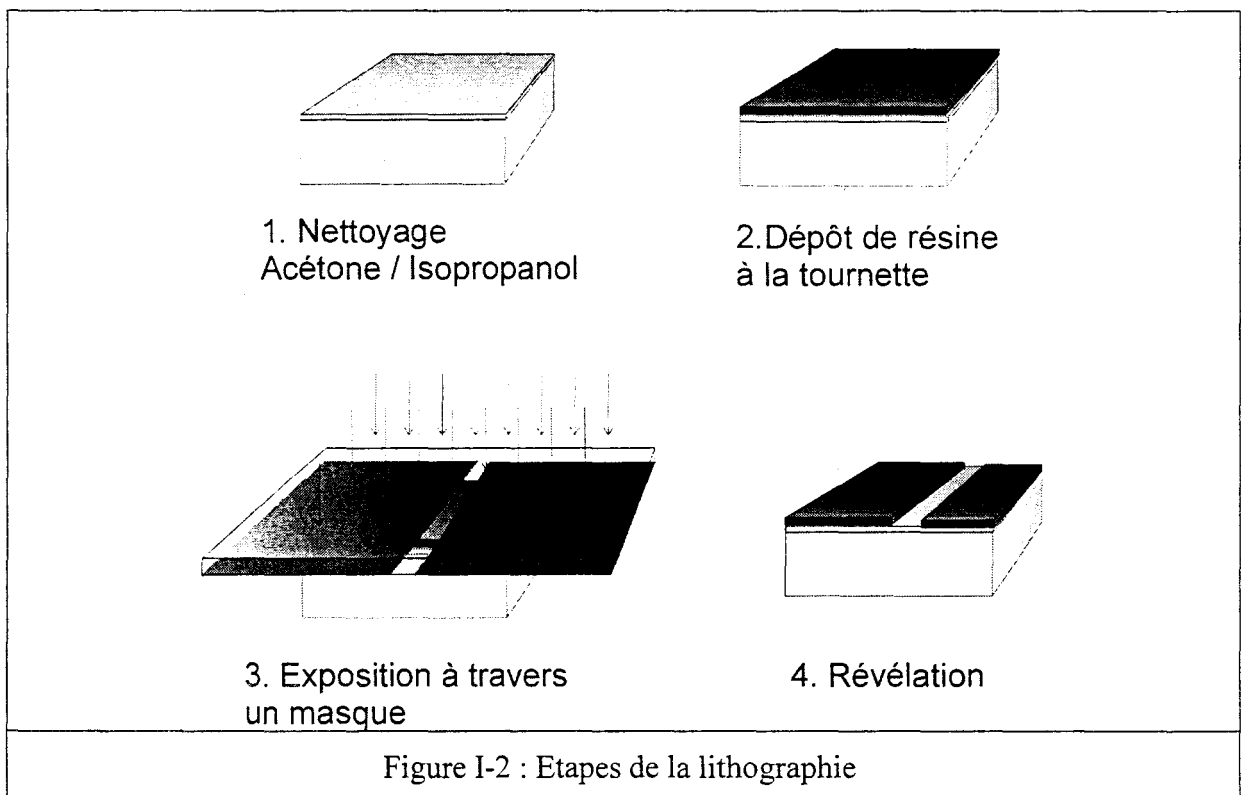
De manière générale, dans la plupart des opérations technologiques, on utilise une résine qui permet de définir les motifs. La méthode suivie est toujours la même : une résine sensible est déposée sur l'ensemble de la surface, ensuite on expose certaines parties, enfin on utilise un révélateur qui supprime soit les parties exposées (résine positive), soit les parties non exposées (résine négative).

I.1.2.a. Possibilités – Difficultés – Choix.

Dans le cadre de ce travail, nous avons utilisé des résines optiques (sensibles aux ultraviolets UV) ou électroniques (sensibles aux électrons mais aussi aux UV profonds). Selon l'application, nous avons utilisé les résines HOECHST AZ5214, AZ4562, SHIPLEY 1400-27, ou PMMA.

Dans tous les cas, la technique employée est la suivante (voir Figure I-2) :

- l'échantillon est nettoyé à l'acétone puis à l'isopropanol (IPA),
- la résine est appliquée à la tournette puis séchée,
- la résine est insolée aux UV ou aux ultraviolets profonds (Deep UV) au travers d'un masque de chrome déposé sur une plaque de verre (UV) ou de quartz (UV ou Deep UV),
- la résine est développée à l'aide d'une solution appropriée.



Le choix de la résine dépend des propriétés recherchées, nous regroupons dans le Tableau I-1, les résines que nous utilisons selon l'application.

Procédé	Gravure	Electrolyse	Contacts métalliques
Résine utilisée	AZ5214 ou PMMA	AZ4562	1400-27

Tableau I-1 : Types de résines utilisées

Dans tous les cas, l'application de la résine à la tournette est à l'origine d'un effet de bord : sur les bords des échantillons et particulièrement dans les coins, il y a une accumulation de résine, que nous nommerons « bourrelets » (voir Figure I-3).

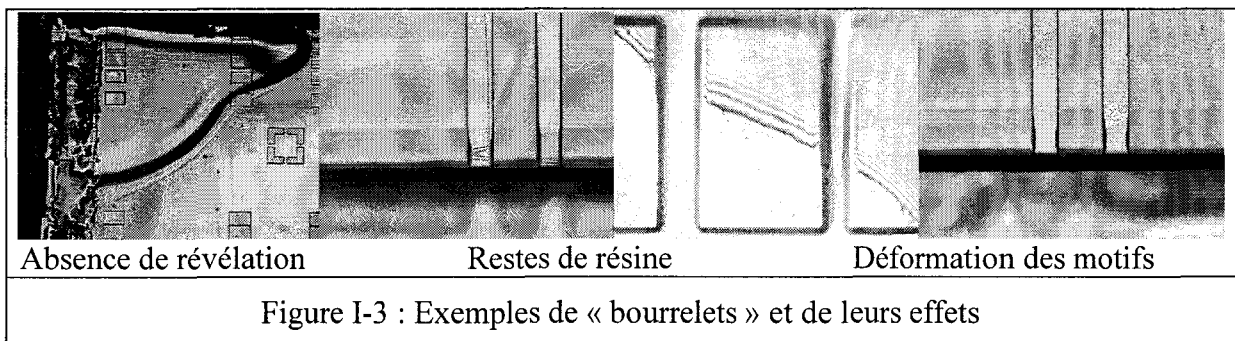


Figure I-3 : Exemples de « bourrelets » et de leurs effets

Ces « bourrelets » dépendent à la fois du type de résine et de la façon dont la résine est appliquée. Ils s'étendent jusqu'à environ 1.5mm du bord et sont particulièrement gênants sur quelques centaines de microns. D'une manière générale, ils ne constituent pas un problème majeur pour des échantillons de tailles standards (Wafers semi-conducteur de 2'', alumine de 1'' ou 2''...). Ils ne représentent alors qu'un très faible pourcentage de la surface. Par contre dans le cas des films supraconducteurs, qui sont généralement de faibles dimensions, typiquement 1 cm², des bourrelets de largeur 1mm représentent 30% de la surface utile. Ce cas atypique nécessite des réponses appropriées :

- choisir la résine, les conditions de dépôt, le temps d'exposition et le temps de révélation,
- éviter les motifs de petites dimensions sur les bords (typiquement inférieurs à 25µm),
- ne pas placer de motifs dans les coins (typiquement 1.5x1.5 mm).

I.1.2.b. Cas particulier de la résine PMMA

Il a été montré dans la littérature [5] que l'utilisation de résine optique classique pouvait dégrader les propriétés des supraconducteurs. Ce phénomène est attribué à l'utilisation de solutions aqueuses.

Dans ce contexte, il nous a semblé pertinent d'étudier l'influence de nos procédés lithographiques sur la résistance de surface des films supraconducteurs et particulièrement, l'impact d'un processus technologique utilisant de la résine PMMA. Cette résine est en effet développée dans une solution MIBK/IPA, donc sans eau.

Pour effectuer cette étude, nous avons utilisé un film supraconducteur YBaCuO déposé sur SrLaAlO₄ par ablation laser au LCSIM référencé L436Y. Avec l'aide de Mohamed Achani [73], nous avons effectué des mesures en cavité à 36GHz au cours des étapes technologiques. Après une mesure initiale de l'échantillon, nous avons réalisé les étapes technologiques présentées dans le Tableau I-2. Entre chaque étape, nous avons effectué la mesure de l'échantillon.

Mesures 36GHz	Résine	Recuit	insolation	révélation	rinçage
INITIALE	-	-	-	-	-
PMMA1	PMMA	5mn à 80° (plaque) 1h à 170° (Etuve)	UV profonds	MIBK/IPA	IPA
AZ5214	AZ5214	5mn à 110° (plaque)	UV	AZ726-MIF	Eau D.I.
PMMA2	PMMA	10mn à 80° (plaque) 8mn à 120° (Etuve)	UV profonds	MIBK/IPA	IPA
PMMA3	PMMA	5mn à 80° (plaque) 1h30 à 170° (Etuve)	UV profonds	MIBK/IPA	IPA

Tableau I-2 : Séquence réalisée

Nous présentons sur la Figure I-4 l'évolution de la résistance du film en fonction de la température et de l'étape technologique (INITIALE / PMMA1 / AZ5214 / PMMA2 / PMMA3).

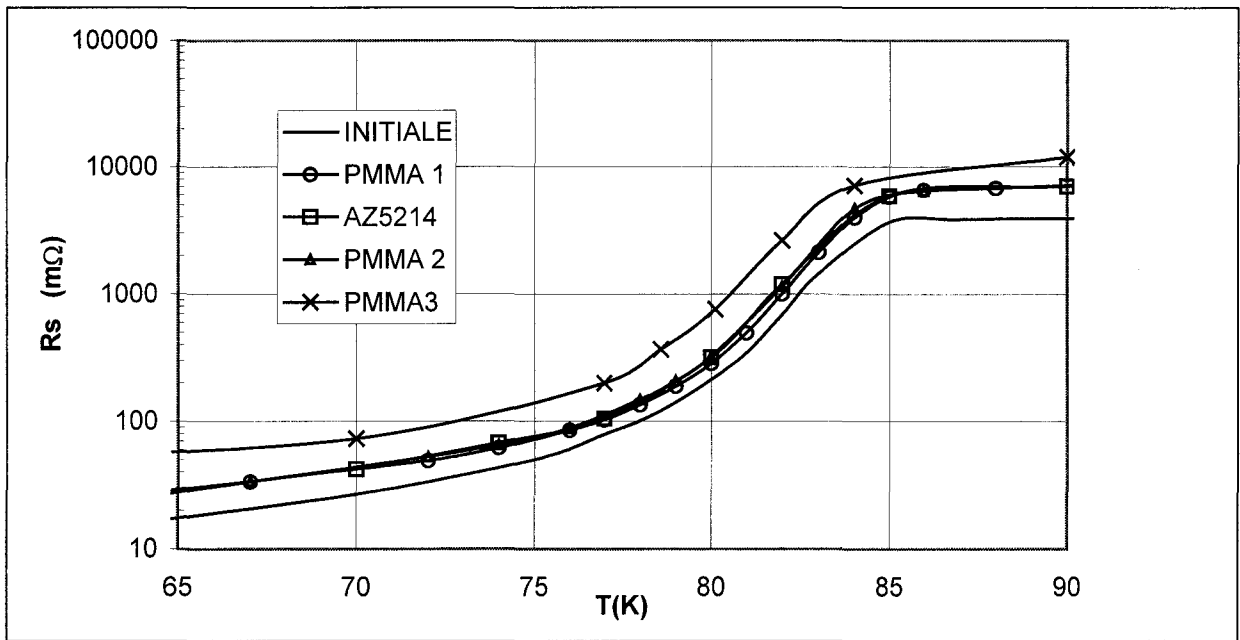


Figure I-4 : Evolution de la résistance de surface au cours des étapes technologiques

Afin d’alléger la représentation, nous n’avons pas fait figurer les erreurs sur les courbes de la Figure I-4 : l’erreur maximale est de 30% [73]. On constate donc que les étapes technologiques PMMA, associées à des recuits longs en étuve à 170°C, dégradent fortement la résistance du film, qui est approximativement doublée. Par contre, l’utilisation de résine AZ5214 ou de résine PMMA avec un recuit plus court et à plus basse température n’introduit pas de différences significatives.

Outre l’avantage de permettre une technologie sans eau, la résine PMMA est très peu sensible, les risques de sur-révélation sont donc très faibles. On peut alors définir correctement les motifs même sur les bords (cf. Figure I-5).

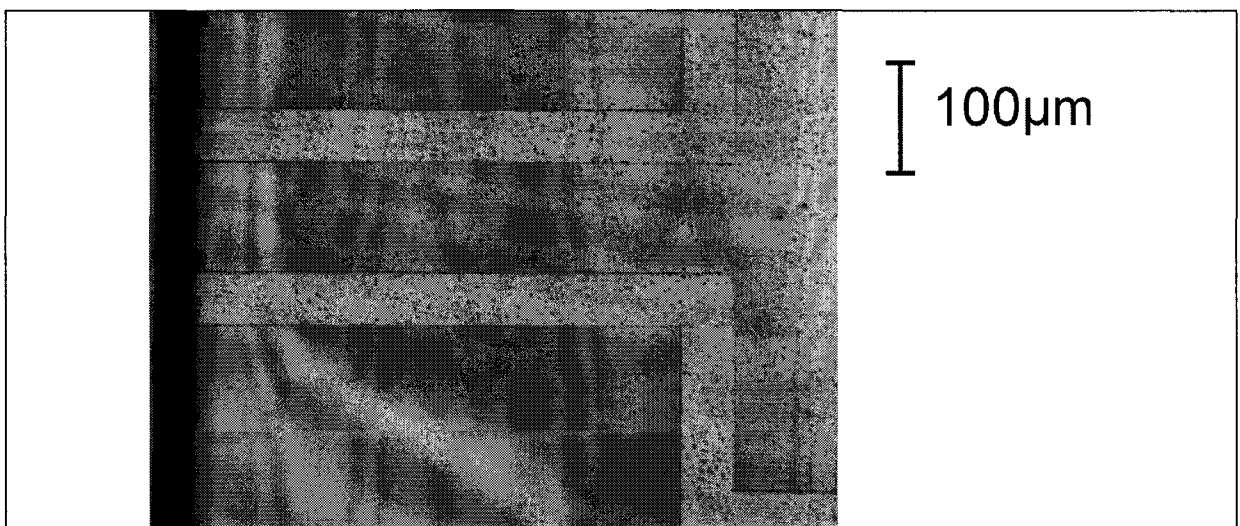


Figure I-5 : Exemple de révélation en bord de plaque de la résine PMMA

I.2. Réalisation de motifs de test en or par électrolyse

Afin de réaliser des motifs de test en or sur alumine, nous disposons de 3 techniques :

- graver les motifs dans une surface d'or : c'est la solution généralement utilisée,
- déposer des motifs en or par évaporation (épaisseur inférieure à $1\mu\text{m}$),
- faire croître des motifs d'or par électrolyse sur plusieurs microns d'épaisseur.

Le principal problème de la gravure est d'être isotrope. On a donc toujours une sous-gravure qui est environ égale à l'épaisseur de métallisation. Si cette sous-gravure peut généralement être prise en compte dans la taille des motifs du masque, la distance minimale de séparation de 2 motifs est de 2 fois l'épaisseur de métallisation.

L'électrolyse présente de nombreux avantages par rapport à la gravure :

- la résolution des motifs n'est pas liée à un mécanisme de sous-gravure mais à la résolution de la résine,
 - la distance limite de séparation de 2 motifs n'est limitée que par la résolution de la résine.
- Sur la Figure I-6, nous donnons un exemple de réalisation d'un gap de $5\mu\text{m}$,
- l'électrolyse est « effaçable » : en effet, on peut recycler des alumines précédemment utilisées en supprimant les motifs d'or par gravure humide,
 - elle permet de réaliser des ponts à air : nous n'avons pas utilisé cette possibilité qui ne correspondait pas au cas des supraconducteurs.

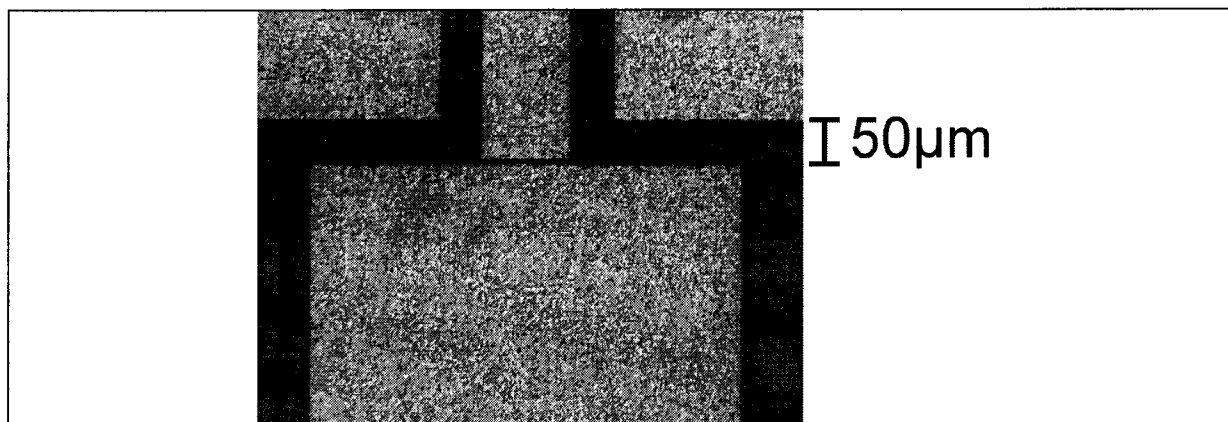


Figure I-6 : Exemple d'électrolyse d'or sur alumine (Gap de $5\mu\text{m}$)

• Mode opératoire

La technique que nous utilisons a été mise en place à l'IEMN par S.Boret [56]. Les étapes technologiques pour réaliser une électrolyse d'or sont décrites sur la Figure I-7.

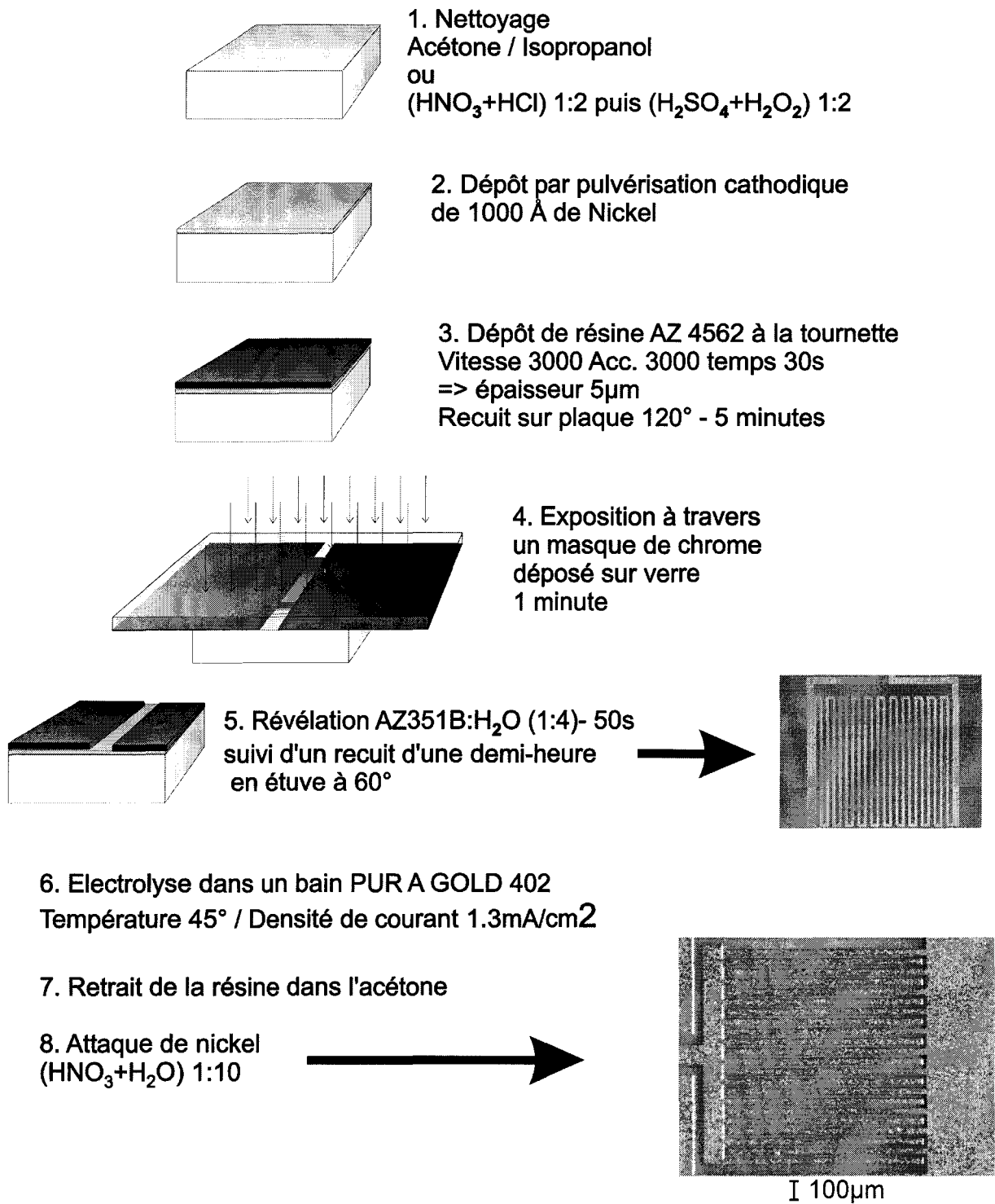


Figure I-7 : Etapes technologiques de l'électrolyse.

Nous avons adapté les différents paramètres afin de tenir compte de nos spécificités, en l'occurrence :

- L'étape de nettoyage d'un substrat vierge peut être réalisée à l'aide d'une séquence Acétone / IPA. Pour recycler une alumine, on utilise 2 bains. Le premier bain est une solution (HNO_3 : HCl) dans la proportion 1 : 2 qui permet d'éliminer toutes les métallisations d'une précédente électrolyse. Le second bain est une solution (H_2SO_4 : H_2O_2) dans la proportion 1 : 2 qui permet d'éliminer toute trace organique.
- L'épaisseur du film de Nickel utilisé dans le cadre de l'électrolyse sur des semi-conducteurs était de 400Å. Nous nous sommes rendu compte que cette épaisseur n'était pas suffisante. En effet, la rugosité de surface (voir Figure I-8) des alumines est plus importante que celle des substrats semi-conducteurs et conduit à une mauvaise conductivité lors de l'utilisation d'un film de 400Å. Une épaisseur de Nickel de 1000Å est préférable pour travailler sur alumine.
- La rugosité de surface du film dépend à la fois de l'état de surface de l'alumine mais également de la densité de courant choisie pour l'électrolyse. La densité de courant retenue par S.Boret était de $1,5\text{mA}/\text{cm}^2$. Dans le cas d'alumine de 2'', une densité de courant légèrement plus faible de $1,3\text{mA}/\text{cm}^2$ conduit à une meilleure uniformité de l'état de surface (voir Figure I-9, Figure I-10).

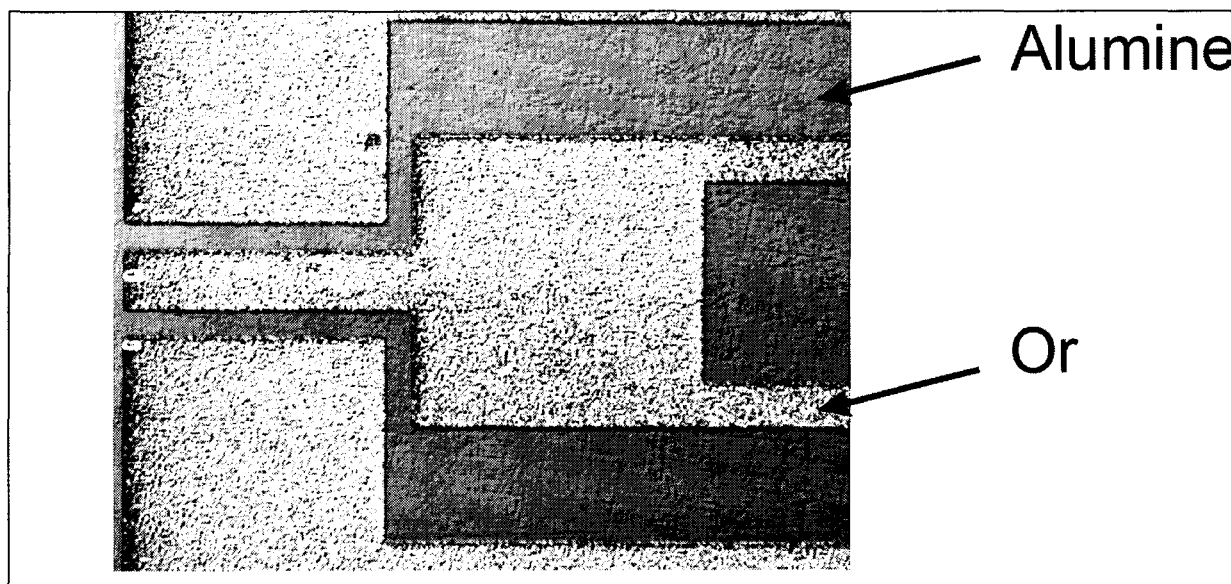
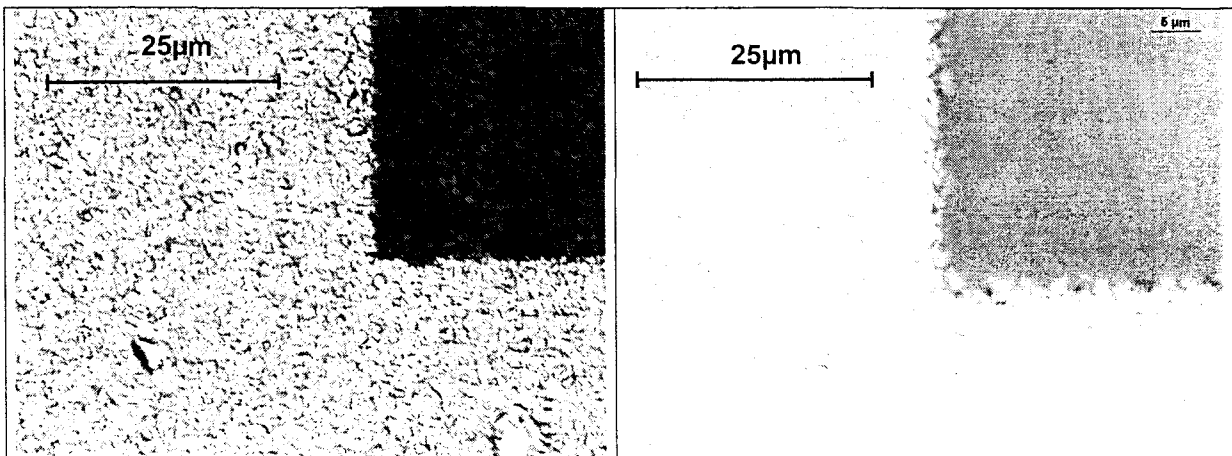


Figure I-8 : Rugosité de l'alumine

Figure I-9 : Densité de courant 1.5mA/cm²Figure I-10 : Densité de courant 1.3mA/cm²

1.3. Réalisation de dispositifs supraconducteurs

1.3.1. Introduction – Matériaux utilisés

Les films supraconducteurs que nous avons utilisés sont des films YBaCuO. La majorité des films est déposée sur MgO, certains sur zircone polycristalline. Trois techniques de dépôts sont utilisées en fonction de l'origine des films :

- l'ablation laser pour les films du LCSIM de Rennes (équipe dirigée par A.Perrin) ou d'Alcatel Marcoussis (équipe dirigée par C.Belouet),
- la pulvérisation cathodique pour les films du LGEP de Paris VI (équipe dirigée par A.Kreisler),
- la technique de « co-évaporation thermique réactive » qui est basée sur les travaux du Professeur Kinder de l'Université de Munich, pour les films provenant de l'entreprise allemande THEVA GmbH.

Nous ne détaillerons pas ici ces différentes techniques dont on peut trouver les détails dans les références suivantes [6,7,8]. Ce sont des techniques complexes. On retrouve les problèmes de stœchiométrie ou d'accord de mailles que l'on trouve dans tous les dépôts de films cristallins comme pour les semi-conducteurs. Cependant, ce qui fait la spécificité de ces techniques est l'oxygénation du film. En effet, les propriétés supraconductrices des films réalisés en dépendent directement. Un film YBa₂Cu₃O₆ n'est pas supraconducteur, un film YBa₂Cu₃O_{7-x} est un supraconducteur dont la température critique varie en fonction de x. Cela nécessite un équilibre complexe entre une température élevée du substrat et une pression

d'oxygène. Selon les techniques, l'oxygénation est réalisée en même temps que le dépôt des autres constituants, alternativement ou après le dépôt.

Toutes ces techniques permettent d'obtenir des films d'excellente qualité supraconductrice [73]. Cependant, nous avons noté que selon la technique utilisée, il pouvait exister des différences lors des gravures. Dans le Tableau I-3, nous présentons les films utilisés dans cette étude.

Nom des films	Origine	Méthode de dépôt	substrat
T66-T67	LGEP	Pulvérisation	Zircone polycristalline
D156-D0406	Alcatel	Ablation laser	MgO
L681Y-L694Y	LCSIM	Ablation laser	MgO
THEVA	THEVA	Co-évaporation	MgO

Tableau I-3 : Films utilisés

I.3.2. Gravure

I.3.2.a. Etat de l'art

De nombreuses techniques existent pour graver les supraconducteurs. On peut attribuer cette multiplication des méthodes au fait qu'aucune n'est parfaite. On distingue 2 familles de gravures, les gravures humides et les gravures sèches.

- **Gravures humides**

Les méthodes dites en phase humide sont des techniques de gravure consistant à placer le film YBaCuO dans une solution d'attaque acide. Les solutions les plus couramment utilisées sont à base d'acide chlorhydrique [8], d'acide orthophosphorique [95] ou encore d'EDTA [9]. Mais on peut trouver également des attaques à base d'acide nitrique [10], ou d'acide Di et tri-carboxylique [11] (Citrique, Adipic...). Le principal inconvénient de cette technique est que la gravure est plus rapide dans le plan a-b que suivant l'axe c et, ce, quel que soit l'acide choisi. C'est à dire qu'il y a une sous-gravure importante [12,13]. On notera également que la solution aqueuse peut dégrader les propriétés de certains substrats comme le MgO. Aussi, trouve-t-on des techniques de gravure humide qui ne sont pas en solution aqueuse tel le Br-ethanol [14]. Les 2 principales limites de ces techniques sont la toxicité élevée et la tenue des résines dans ces solutions.

- **Gravures sèches**

De nombreuses techniques de gravure sèche existent. Leur principal avantage est d'être anisotrope. Les principales catégories sont :

- la gravure GIR (ou RIE= Reactive ion etching),
- la gravure ionique,
- la gravure à l'aide d'un laser,
- l'implantation.

La gravure RIE qui combine une action physique et une action chimique, couramment utilisée pour les semi-conducteurs n'est pas utilisable avec les supraconducteurs. En effet, les études sur l'action des plasmas chimiques [15] ont montré que les composés créés lors de cette gravure ne sont pas volatils à température ambiante. Il faut une température supérieure à 350°C pour obtenir un effet de gravure. Cette température très élevée dégrade fortement les supraconducteurs. Cette technique n'est donc pas utilisée.

La gravure ionique est un procédé de gravure physique. Des ions sont fortement accélérés et leurs impacts creusent le matériau. C'est la technique sèche qui est la plus couramment utilisée. De nombreuses variantes existent :

- Le gaz le plus souvent utilisé est l'Argon mais on trouve aussi des gravures ioniques au Xenon [16].
- En général, l'ensemble de la surface est attaquée, ce qui nécessite de protéger les zones que l'on veut conserver mais on trouve également des techniques focalisées [17].
- Dans certains cas, le film est refroidi à l'azote liquide [16].

Cette gravure permet d'obtenir une gravure très anisotrope dont les 2 intérêts sont d'avoir des flancs de gravure droits et des dimensions sub-micrométriques [17]. Cependant, la supraconductivité des bords est davantage dégradée qu'avec les attaques humides (d'où les variantes au Xenon ou sous azote liquide). Une variante qui semble très intéressante est la gravure combinée [18]. Le film est dans un premier temps gravé par attaque ionique. On obtient alors des flancs droits, puis une gravure humide est utilisée pour éliminer les bords. On obtient finalement des bords droits de très bonne qualité supraconductrice.

La gravure à l'aide d'un laser est également présentée dans la littérature. Il existe 2 techniques : la première consiste à graver le film [19], la seconde à changer localement la stœchiométrie du film de manière à obtenir des zones isolantes [20]. Outre un équipement très spécifique, on peut supposer que les bords sont dégradés par cette technique. Cette méthode, bien qu'elle ait suscité beaucoup d'intérêt au début des années 90 n'est plus couramment utilisée aujourd'hui.

L'implantation n'est pas à proprement parler une technique de gravure mais répond aux mêmes besoins, à savoir définir des zones supraconductrices et des zones isolantes dans

un film. Généralement, on utilise un matériau qui présente une forte affinité pour l'oxygène (Silicium, Aluminium) [21,22]. Ce matériau attire l'oxygène du film qui passe de supraconducteur à isolant. La principale limite de cette technique est la frontière entre les zones implantées et les zones supraconductrices. Elle n'est, en effet, pas précisément définie suite à la diffusion. On notera qu'il existe également des techniques d'implantations où l'effet recherché est une dégradation physique localisée : le matériau implanté peut alors être de l'oxygène. De plus, il existe également une technique de gravure combinée [23] qui sera détaillée ultérieurement dans ce chapitre.

I.3.2.b. Gravures humides utilisées à l'IEMN : problèmes et limites rencontrés

L'attaque couramment utilisée dans notre équipe était une solution d'acide orthophosphorique à 3%. Cependant cette attaque n'est pas précise [24]. Nous avons donc testé d'autres solutions d'attaques à base d'acide citrique, de Na₂EDTA, d'EDTA, ou de H₃PO₄. Nos premiers essais ont été effectués avec des solutions d'acide citrique [11] (0.1 Mole/l) sur les échantillons T66, T67 et D156, à température ambiante et à 80°C. Pour les 3 films et dans les 2 conditions de températures, nous avons obtenu un bord irrégulier (voir Figure I-11).

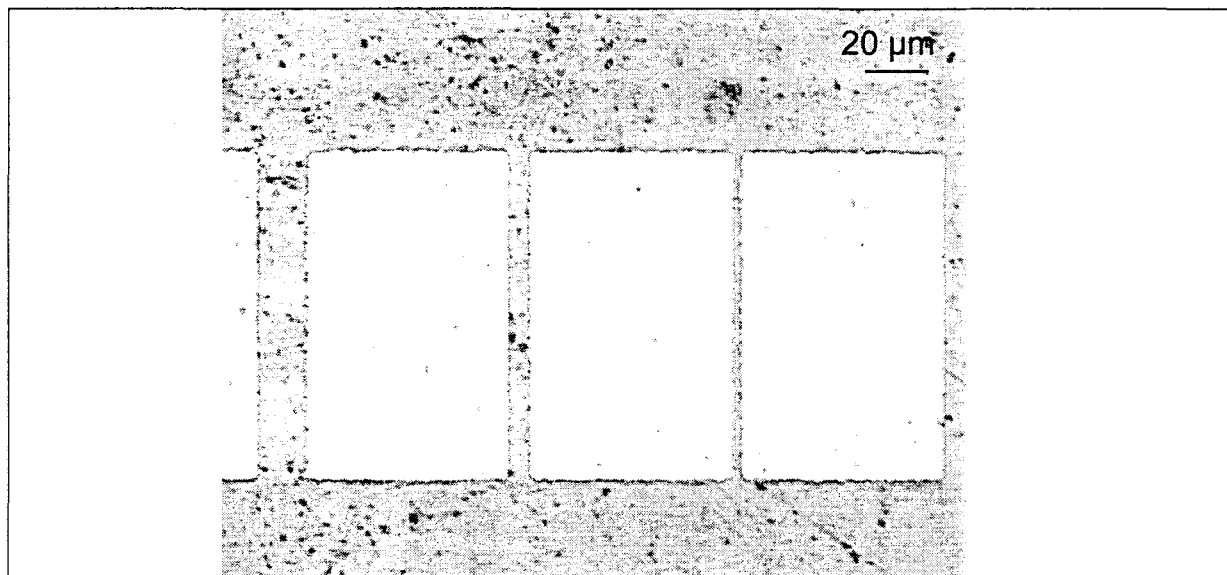


Figure I-11 : Exemple de gravure à l'acide citrique

Suite à ce problème de définition des bords, nous avons testé une solution de Na₂EDTA [11] sur le film L694Y. Cette solution est préparée par l'ajout progressif de soude dans une solution d'EDTA de concentration 0.1 mole/l, jusqu'à l'obtention d'un pH de 4.6.

Nous présentons sur la Figure I-12, la gravure réalisée sur le film L694Y.

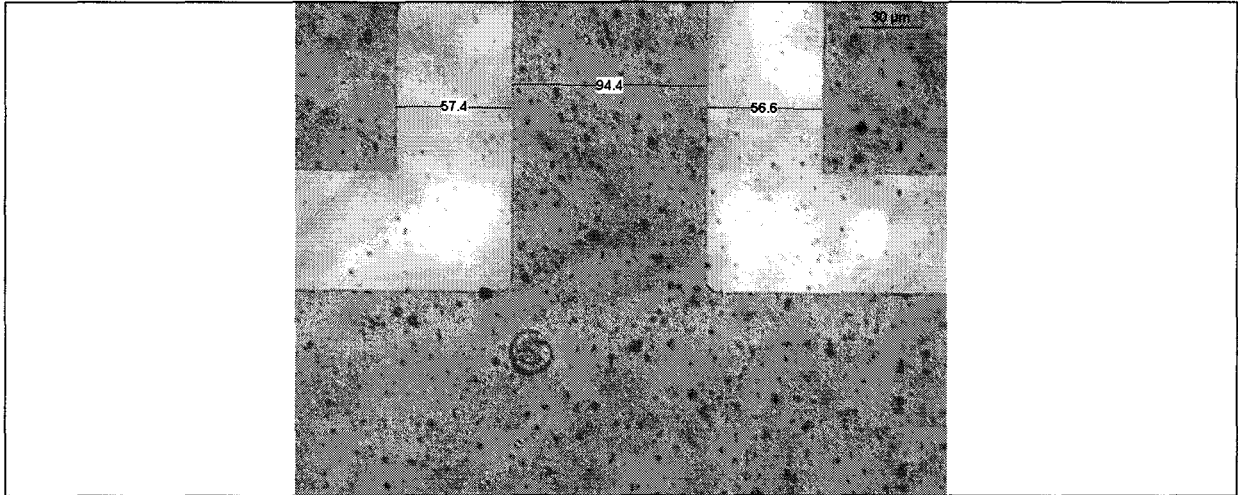


Figure I-12 : Exemple de gravure Na₂EDTA

Dans le cas de cette gravure, les bords sont beaucoup plus réguliers. Cependant, la sous-gravure est de l'ordre de 3.5μm et la vitesse de gravure de 400Å/mn est trop faible.

Pour pallier ces défauts, nous avons ensuite testé l'EDTA sur les échantillons D0406 et L681Y. La solution utilisée est une solution saturée d'EDTA à la température de 80° [9]. Nous présentons le résultat de cette gravure sur l'échantillon L681Y sur la Figure I-13.

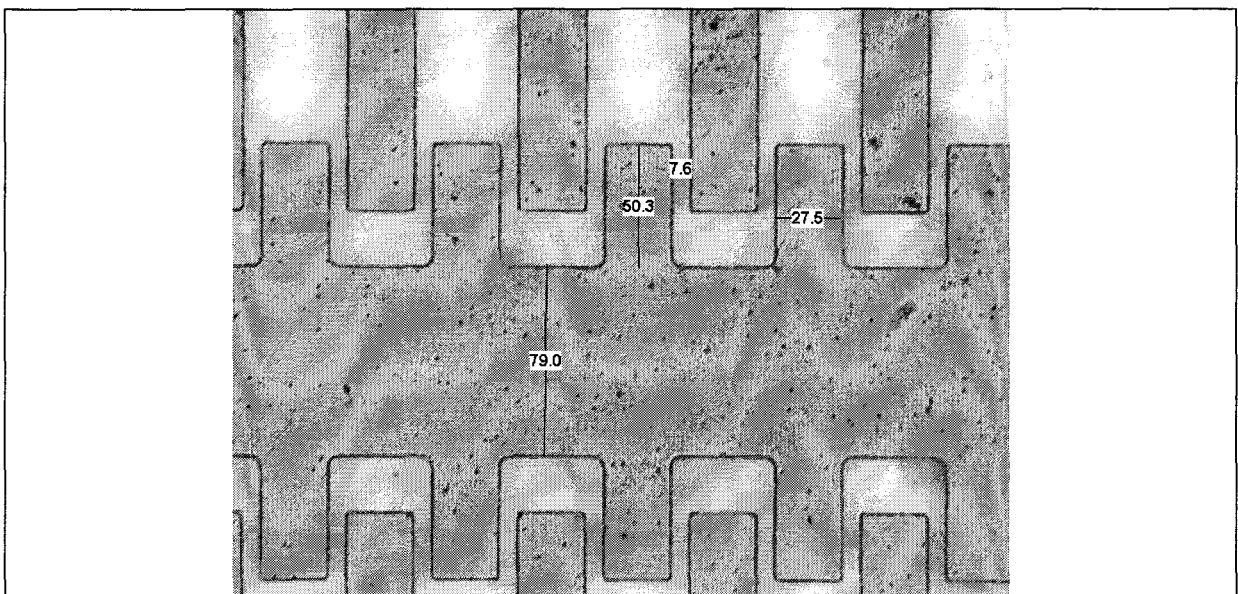
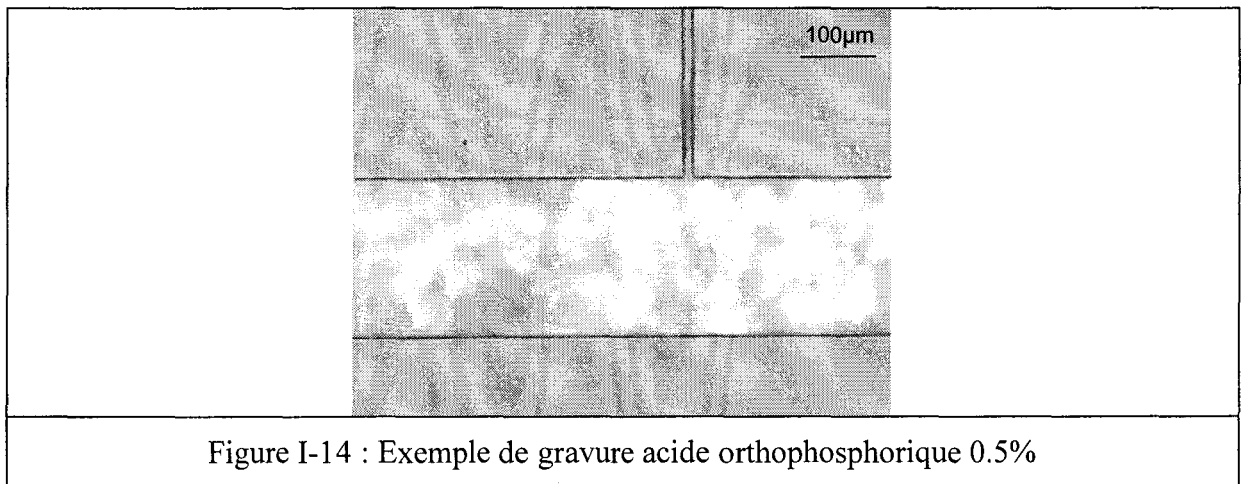


Figure I-13 : Exemple de gravure EDTA

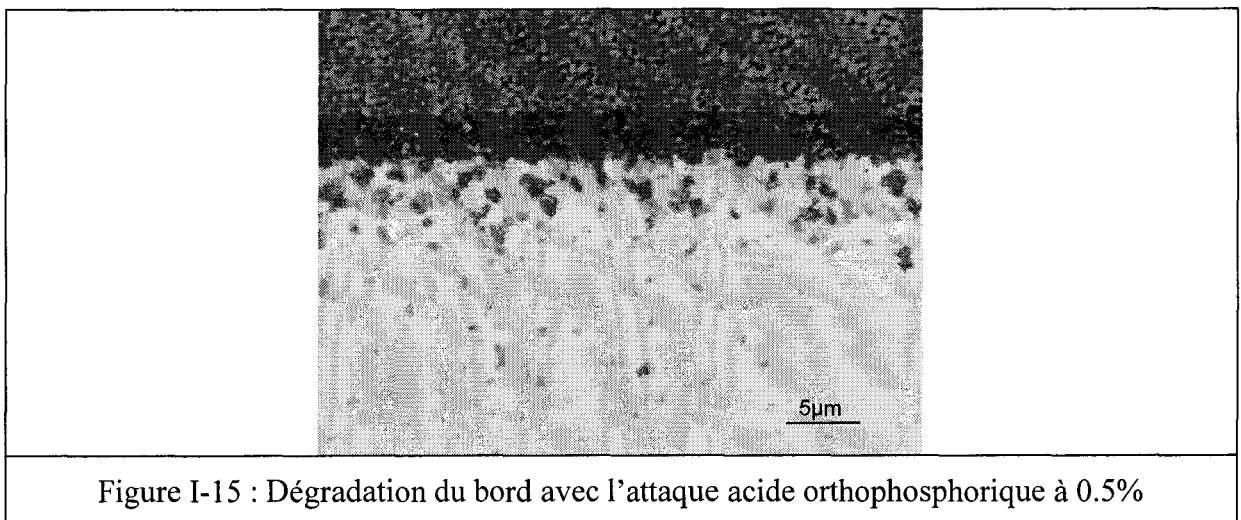
Pour les 2 échantillons, la définition des bords est régulière, la sous-gravure est de l'ordre de 1.3μm à 2μm pour un film d'épaisseur 2500Å et la vitesse de gravure est de 4000 à 5000Å/mn.

- **Cas des films de THEVA**

Nous avons rencontré un problème lors de la gravure des films de THEVA avec l'EDTA. En effet, lors de l'attaque, une partie du film s'est décollée du substrat. Nous attribuons ce décollement à la combinaison d'une moins bonne adhésion du film que celle des autres films et du choc thermique dû à la température de l'EDTA (80°C). Nous avons donc testé des solutions d'acide orthophosphorique à l'ambiante et à différentes concentrations. La solution retenue est une solution d'acide orthophosphorique à 0.5%. On peut voir le résultat de cette gravure sur la Figure I-14.



L'utilisation d'une solution de gravure d'acide orthophosphorique à 0.5% permet donc de définir des bords droits. La sous-gravure est de l'ordre de 8µm dont 3µm de bord dégradé (voir Figure I-15) pour un film de 7000Å. La vitesse de gravure est d'environ 2200Å/mn.



On notera que F.M Kamm [25] a également constaté un meilleur contrôle de la sous-gravure avec les solutions d'acide orthophosphorique fortement diluées par rapport aux solutions couramment utilisées (typiquement 3%). D'après nos résultats et ceux présentés par F.M Kamm, la sous-gravure dans les solutions faiblement concentrées d'acide orthophosphorique est de l'ordre de 10 fois l'épaisseur du film et, ce, pour des motifs de quelques microns à quelques centaines de microns.

• Gravure combinée

M.L. Chen [23] a présenté une technique de gravure combinant une implantation et une gravure en phase humide. Il montre que la vitesse de gravure d'un film implanté est plus élevée que celle d'un film normal. Ce rapport de vitesse varie entre 2 et 5, selon l'espèce implantée et l'énergie. Cependant son étude ne porte que sur des espèces particulières qui sont celles utilisées dans la technique d'implantation traditionnelle pour « empoisonner » les films (Silicium, Bore, Aluminium...). Donc, comme pour les techniques d'implantations traditionnelles, il y a un risque de dégradation de la supraconductivité.

Plusieurs éléments peuvent être à l'origine de l'augmentation de la vitesse de gravure dans les films implantés. En particulier, M.L. Chen montre que la vitesse de gravure d'un film implanté avec de l'aluminium augmente avec l'énergie d'implantation. Nous avons donc testé cette méthode avec une espèce chimiquement neutre, l'Argon, et un film de THEVA. Le protocole expérimental est le suivant :

- Implantation du film avec une énergie de 192keV.
- Lithographie.
- Gravure d'une durée de 20s dans une solution d'acide orthophosphorique à 0.5%.
- Retrait de la résine (Acétone/Alcool).
- Mesure à l'alphastep de l'épaisseur gravée.

Nous avons effectué ces tests sur un film non implanté (Ref), et 3 films implantés respectivement avec de l'argon ionisé une fois (Ar^+), deux fois (Ar^{2+}) et trois fois (Ar^{3+}). Nous reportons la vitesse de gravure mesurée dans le Tableau I-4.

Echantillons	Ref	Ar^+	Ar^{2+}	Ar^{3+}
Vitesse de gravure en Å/mn	2200	3600	5400	6400

Tableau I-4 : Vitesse de gravure en fonction de l'espèce implantée.

On montre donc que l'implantation d'une espèce chimiquement neutre permet également d'accroître la vitesse de gravure d'un film et que cette augmentation est directement liée à l'énergie des particules implantées. Cependant, le gain maximum est un rapport 3, ce qui reste faible par rapport à la vitesse de sous-gravure. L'intérêt potentiel de cette technique est essentiellement la réduction de la dimension limite de séparation que l'on peut atteindre entre 2 composants supraconducteurs, cette distance étant égale à 2 fois la sous-gravure.

I.3.2.c. Contacts métalliques sur YBaCuO

Les contacts métalliques sur YBaCuO ont fait l'objet de nombreuses études [6,26,27]. Pour réaliser ces contacts, il faut utiliser des métaux nobles (Or, Argent) qui ne réagissent pas avec le film. On peut réaliser ces dépôts métalliques juste après le dépôt du film d'YBaCuO dans le même bâti (in-situ) ou ultérieurement (ex-situ). Les dépôts in-situ couvrent généralement l'ensemble de la surface du film. La résistance de contact est dans ce cas très faible, mais il faut ensuite graver le film métallique [28], ce qui dégrade la surface du film YBaCuO. La résistance des contacts ex-situ peut être diminuée par des recuits sous oxygène [6].

Pour pouvoir connecter nos circuits, nous utilisons des contacts en or réalisés par évaporation. La technique utilisée est une technique appelée « lift-off ». Le principe est d'obtenir un profil de résine qui empêche la connexion entre l'or déposé sur la résine et l'or déposé sur l'échantillon. On peut alors retirer la résine dans un bain d'acétone. Il ne reste que l'or déposé sur l'échantillon. Pour réaliser ce profil de résine, on peut utiliser une technique, dite « bicouche », à l'aide de 2 résines. La première résine est une résine Copolymer, la seconde une résine PMMA. La différence de sensibilité des 2 résines permet alors d'obtenir le profil de la Figure I-16. Cette technique a l'avantage de ne pas utiliser de solutions aqueuses cependant, elle nécessite 2 recuits d'une demi-heure à 170°C. En effet, les résines doivent être complètement polymérisées pour éviter qu'elles ne se mélangent, ce qui ne permettrait pas d'obtenir un profil de résine correct. Nous avons vu que de tels recuits dégradent fortement la supraconductivité (I.1.2.b). Aussi, avons-nous opté pour un procédé classique à l'aide d'une résine 1400-27 et de chlorobenzène (voir Figure I-17).

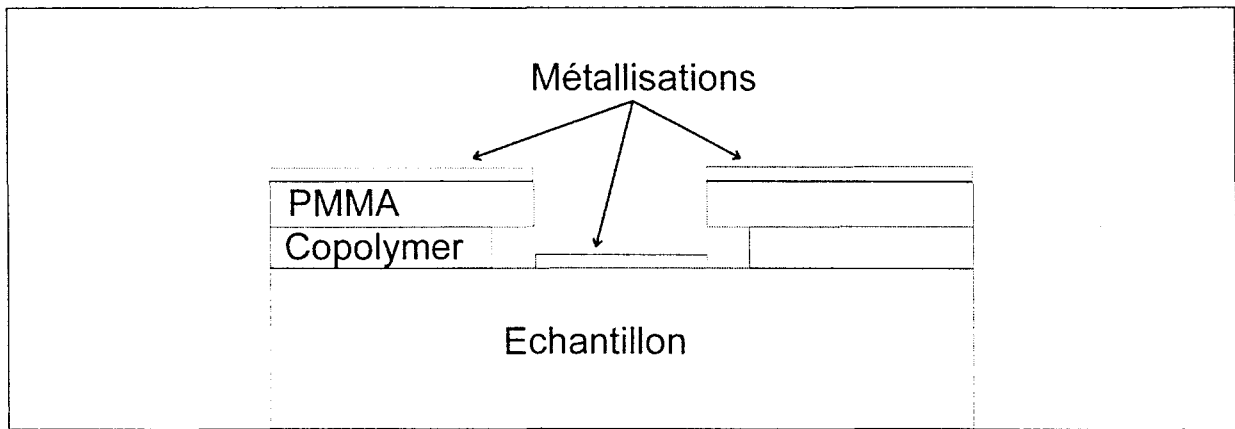


Figure I-16 : Procédé « bicouche »

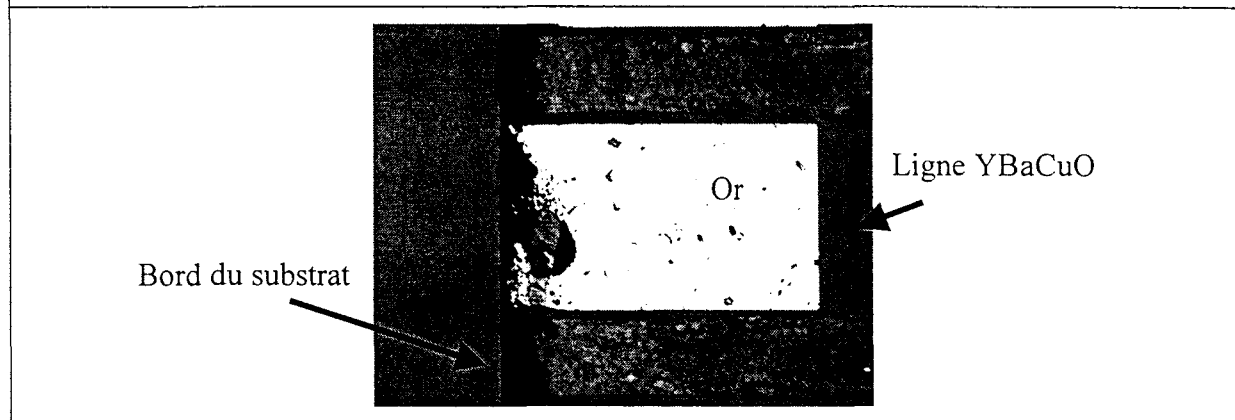


Figure I-17 : Exemple de contact métallique

Pour nos applications, nous avons constaté que le point le plus critique n'est pas le contact entre l'or et le film mais le contact entre l'or et la cellule de mesure. En effet l'utilisation de laque d'argent au lieu d'une colle époxy conductrice augmente les pertes sur la transmission de nos résonateurs de l'ordre de 1dB à 5 GHz.

Chapitre II





CHAPITRE II : Lignes coplanaires

Ce chapitre porte sur l'étude des lignes de propagation coplanaire. Ces lignes, nécessitant des métallisations sur une seule face d'un substrat diélectrique, sont en effet adaptées aux films supraconducteurs qui sont généralement déposés d'un seul côté. Après une description de la structure, nous étudierons les conditions d'utilisation puis les modélisations.

II.1. Généralités, conditions d'utilisation

II.1.1. Introduction

La ligne de transmission coplanaire (CPW, Coplanar Waveguide) a été proposée par C.Wen [29] en 1969. Elle est constituée par 3 rubans métalliques déposés sur un substrat diélectrique (voir Figure II-1). Le conducteur central conduit le signal hyperfréquence et les conducteurs latéraux constituent le plan de masse de la structure.

	
<p>Figure II-1: Ligne coplanaire (CPW)</p>	<p>Figure II-2: Substrat d'épaisseur finie</p>
	
<p>Figure II-3: Plans de masse de largeur finie</p>	<p>Figure II-4: Masse en face arrière du diélectrique</p>

Contrairement à d'autres lignes comme les lignes micro-rubans, de nombreuses variations de la géométrie de la ligne coplanaire sont envisageables. La structure la plus simple est constituée de plans de masse infinis et d'un substrat d'épaisseur infinie. On peut également avoir le cas d'un substrat d'épaisseur finie (Figure II-2) ou de plans de masse de largeur finie (Figure II-3). Des métallisations en face arrière du substrat peuvent également intervenir dans certains cas (Figure II-4).

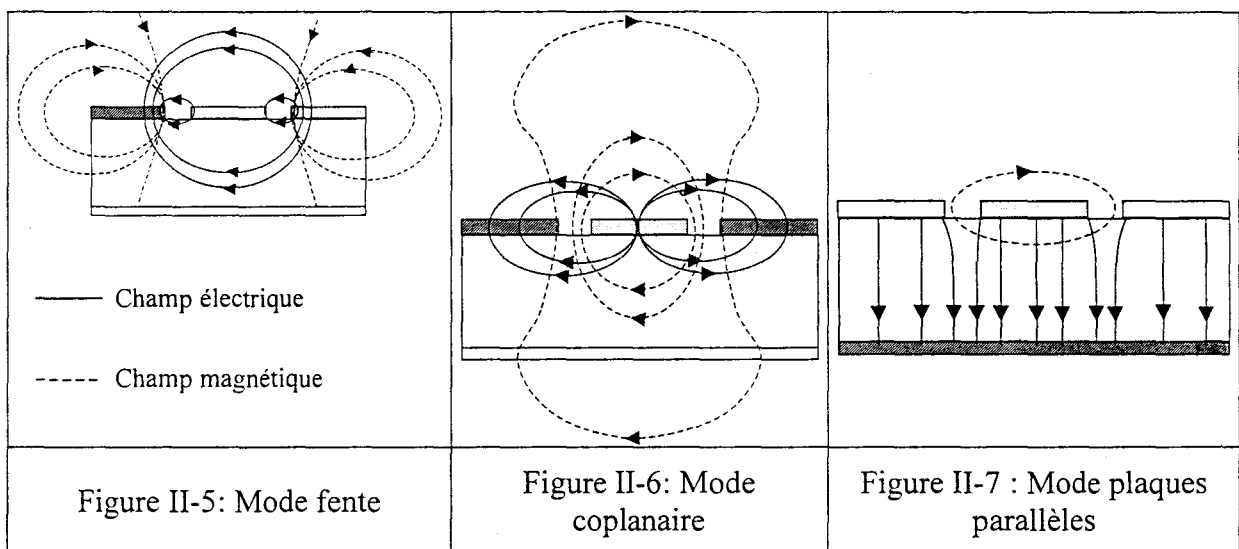
II.1.2. Conditions d'utilisation

II.1.2.a.Modes.

Pour définir les conditions optimales d'utilisation, il faut connaître les modes qui se propagent dans les structures coplanaires.

La ligne coplanaire est constituée de 3 conducteurs distincts. Dans ces conditions, elle supporte 2 modes fondamentaux : le mode pair (fente ou slotline, Figure II-5) et le mode impair (coplanaire, Figure II-6). Dans le cas de l'adjonction d'un plan de masse en face arrière du substrat, un troisième mode fondamental apparaît : le mode plaques parallèles qui correspond au mode existant dans une structure micro-ruban (Figure II-7) et que l'on peut nommer, par analogie, mode micro-ruban.

En pratique, c'est le mode coplanaire qui est utilisé. En effet, le mode fente est plus dispersif et peut être obtenu à l'aide de lignes à fente constituées de 2 conducteurs déposés sur la même face d'un substrat. Le mode micro-ruban est également un mode parasite pour les structures coplanaires.



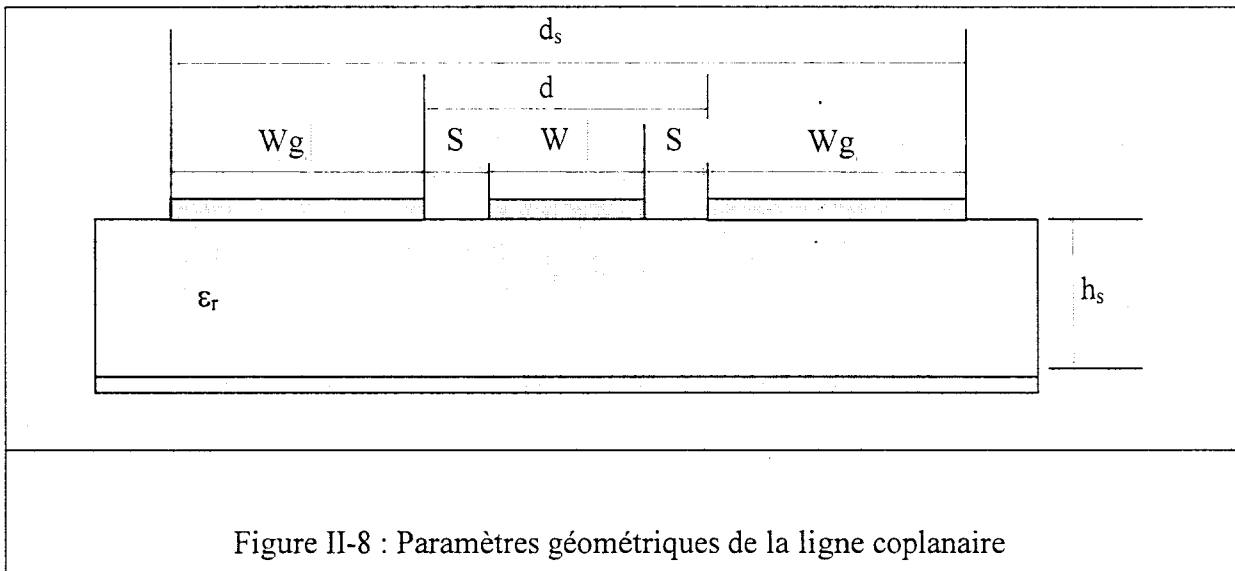
Outre ces différents modes, des ondes de surfaces (mode TM et TE) peuvent également nuire à la propagation du mode coplanaire [30,31].

II.1.2.b. Interactions entre les modes

Afin de limiter les pertes liées à l'interaction entre le mode coplanaire et d'autres modes, on peut utiliser différentes conditions. Ces dernières, permettent de minimiser ou de faire disparaître les effets des autres modes, et dépendent à la fois du type de ligne coplanaire considérée, coplanaire ou coplanaire avec métallisation en face arrière, et des paramètres géométriques de la ligne.

Afin de définir les conditions optimales, nous allons utiliser les notations suivantes indiquées Figure II-8:

- W , la largeur de la ligne coplanaire
- S , la distance entre la ligne et le plan de masse
- W_g , la largeur des plans de masse
- d , la distance intermasse égale à $W+2.S$
- d_s , la largeur totale de la ligne égale à $W+2S+2W_g$
- h_s , la hauteur du substrat
- ϵ_r , la permittivité relative du substrat
- f_{max} , la fréquence de travail maximale
- λ_d , la longueur d'onde dans le substrat telle que $\lambda_d = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f_{max}}$ (II.1) avec $C_0=3.10^8$ m/s.



- **Cas du mode fente (slotline) :**

Lors d'une propagation en mode coplanaire, les plans de masse sont équipotentiels. Le mode fente est excité au niveau des discontinuités. Afin de limiter l'influence de ce mode, différentes techniques existent :

- Utiliser des motifs coplanaires symétriques pour garder des plans de masse équipotentiels.
- Insérer des ponts à air au niveau des discontinuités [32,33]
- Ajouter par exemple des motifs en face arrière du substrat permettant de supprimer le mode fente dans les lignes coplanaires courbées [34].

- **Cas du mode micro-ruban (microstrip):**

Ce mode n'intervient qu'en présence d'une métallisation en face arrière du substrat. La solution la plus simple pour l'éliminer est d'éviter les cellules de mesures en dessous des motifs coplanaires. Cependant, dans de nombreux cas, pour des problèmes de rigidité mécanique, de transfert thermique, de boîtiers ou de mesures sous pointes, un plan métallique existe sous la structure coplanaire. Dans ce cas, on peut limiter ou éviter l'excitation du mode micro-ruban en respectant les conditions suivantes [30,35] :

$$d \ll h_s \text{ (II.2) ou } d < 5.h_s \text{ (II.3)}$$

$$\text{et } d \ll W_g \text{ (II.4)}$$

D'autres techniques existent comme l'utilisation de substrats constitués de 2 matériaux de permittivités différentes afin de modifier les caractéristiques du mode plaques parallèles pour qu'il ne perturbe plus le mode coplanaire [36,37].

- **Cas des modes TM et TE :**

Les modes TM et TE d'une structure coplanaire s'apparentent à ceux d'un guide diélectrique ou d'un guide d'onde rectangulaire rempli d'un diélectrique. Le calcul de leurs caractéristiques nécessite des simulations électromagnétiques lourdes du type FDTD (Finite Difference Time Domain). Des différentes études [30,38,39,40] portant sur le sujet, on peut extraire des conditions limitant les interactions entre le mode coplanaire et ces modes. Bien qu'il existe des différences entre les différentes structures coplanaires (avec ou sans métallisation en face arrière, plans de masse infinis ou limités...), nous donnons ici les conditions les plus strictes :

$$h_s < 0.1 \lambda_d \text{ (II.5)}$$

$$d \leq 0.1 \lambda_d \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Max} \left\{ h, \frac{ds}{2} \right\} \leq \frac{1}{f_{\max} \cdot \sqrt{2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0 (\epsilon_r - 1)}} \quad (\text{II.7})$$

• **Interactions entre les lignes coplanaires :**

Le dernier type d'interactions qu'il faut éliminer est le couplage direct entre les différents motifs coplanaires définis sur un même substrat.

Il est recommandé, pour des lignes coplanaires ne disposant pas de métallisation en face arrière, d'avoir une distance séparant les lignes coplanaires d'au moins 2 fois la distance intermasse d [41].

II.1.2.c. Cas de notre étude

Dans le cadre de notre étude des résonateurs coplanaires métalliques et supraconducteurs, la fréquence maximale de travail est de 10 GHz.

Nous utilisons pour cette étude soit des substrats d'alumine soit des substrats MgO : dans les 2 cas la permittivité relative ϵ_r est égale à 9.6. Pour des raisons que nous expliquerons ultérieurement les critères de minimisation du mode micro-ruban ne seront pas tous respectés, il faudra donc veiller à éloigner la ligne de plans métalliques pour ne pas nous trouver dans le cas d'une métallisation en face arrière. Nous regroupons dans le Tableau II-1, les contraintes imposées pour limiter les interactions entre les modes.

Epaisseur maximale du substrat hs	Distance intermasse $d = (W+2.S)$	Largeur maximale des plans de masse Wg
$0.1 \lambda_d$	$0.1 \lambda_d$	$\frac{1}{f_{\max} \cdot \sqrt{2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0 (\epsilon_r - 1)}} - 0.05 \lambda_d$
$hs < 970 \mu\text{m}$	$d < 970 \mu\text{m}$	$Wg < 6750 \mu\text{m}$

Tableau II-1: Limites imposées aux lignes coplanaires pour $f_{\max} = 10\text{GHz}$

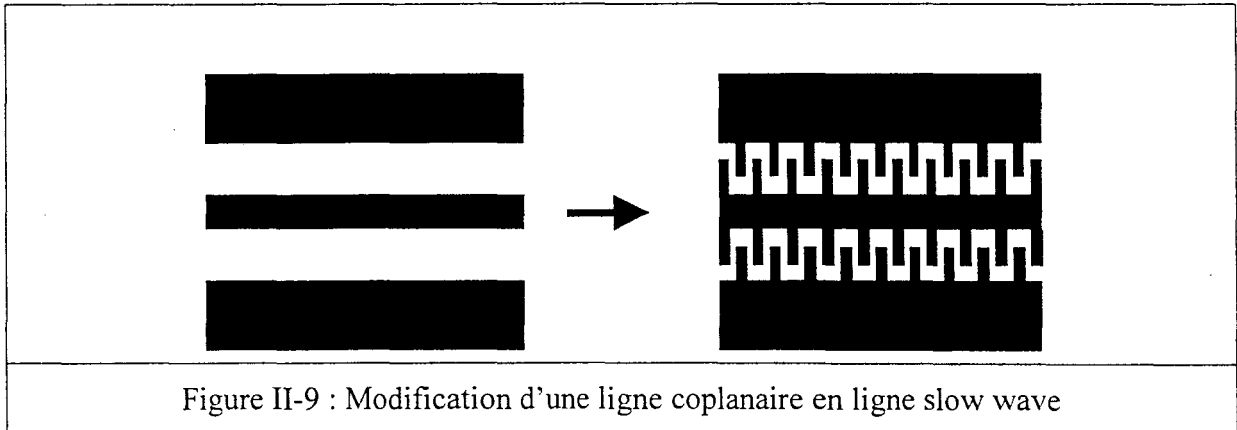
II.1.3. Cas particulier des lignes à ondes ralenties (slow wave)

Dans le but de réduire l'encombrement des lignes coplanaires, nous nous sommes intéressés aux lignes à ondes ralenties [42,43,44].

Le principe de fonctionnement d'une ligne à ondes ralenties s'applique à toutes les lignes quasi-TEM. En effet, dans ce cas, on peut utiliser la théorie des lignes de transmission TEM et donc un modèle à constantes réparties LC. En augmentant artificiellement la valeur de la capacité, on modifie les caractéristiques de la ligne et en particulier, on diminue la

vitesse de propagation $v_\varphi = 1/\sqrt{L.C}$. Cela permet de réduire la longueur d'onde guidée $\lambda = v_\varphi / f$ et donc de réduire l'encombrement.

Pour augmenter la valeur de la capacité d'une ligne coplanaire, il suffit d'introduire des doigts interdigités entre la ligne et la masse (voir Figure II-9).



On notera qu'une ligne coplanaire modifiée respecte obligatoirement les critères du paragraphe II.1.2.b si la ligne coplanaire originale les respectait. En effet, les pertes dans les autres modes n'interviennent que si la vitesse de propagation de ceux-ci est plus faible que celle du mode coplanaire [45]. Comme la vitesse de la structure slow wave est réduite, les autres modes n'interviennent pas.

Nous verrons, par la suite, la modélisation d'une telle ligne.

II.2. Modèles de lignes

Pour prévoir les performances de dispositifs coplanaires, l'utilisation d'outils de modélisation est incontournable. De nombreuses études ont été menées sur la modélisation des lignes coplanaires. Il existe de très nombreuses méthodes, certaines basées sur des calculs directs, d'autres sur des exploitations de mesures ou des simulations électromagnétiques. Nous allons présenter ici les méthodes les plus adaptées à nos problèmes puis nous confronterons les résultats obtenus à l'aide de ces méthodes avec nos mesures.

II.2.1. Modélisations analytiques

La première modélisation de la structure coplanaire provient de Wen lorsqu'il a présenté la ligne coplanaire [29]. Elle est basée sur des techniques de transformations conformes. Cette méthode a été ensuite très largement utilisée pour définir de nouveaux modèles. En effet, la ligne coplanaire se décline en de nombreuses variations et des modèles

de plus en plus précis sont apparus. Nous ne traiterons pas ici le cas de ligne à métallisation en face arrière [46] ou le cas de lignes disposées de manière non symétrique entre les 2 plans de masse [47,48] car ils sortent du cadre de cette étude. De nombreux modèles ont été regroupés dans le livre de K.C. Gupta [49].

- **Modèle de C.Veyres [50]**

Nous présenterons ici le modèle d'une ligne dont les plans de masse sont de largeur finie et dont l'épaisseur du substrat est également finie [50]. Les notations utilisées pour ce modèle sont :

- a , la demi-largeur de la ligne soit $W/2$
- b, la demi-distance intermasse soit $S+0.5.W$
- c, la demi-largeur de la structure soit $Wg+S+0.5.W$

Ces notations ne sont pas celles utilisées par les auteurs du modèle mais correspondent à des notations régulièrement rencontrées dans la littérature.

On peut alors définir l'impédance Z_0 et la permittivité effective ϵ_{re} de la ligne coplanaire de la manière suivante :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \cdot \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (\text{II.8}) \quad \text{et} \quad \epsilon_{re} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \cdot \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (\text{II.9})$$

avec K l'intégrale elliptique complète de 1^{ère} espèce et K' son complément. On notera que le rapport K/K' est directement calculable à l'aide des formules de Hilberg mais qu'on peut également trouver ces fonctions dans la plupart des logiciels dédiés aux traitements mathématiques.

et avec,

$$k_3 = \frac{a}{b} \cdot \sqrt{\frac{1 - b^2/c^2}{1 - a^2/c^2}} \quad (\text{II.10})$$

$$k_4 = \frac{\sinh(\pi.a/2h_s)}{\sinh(\pi.b/2h_s)} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sinh^2(\pi.b/2h_s)/\sinh^2(\pi.c/2h_s)}{1 - \sinh^2(\pi.a/2h_s)/\sinh^2(\pi.c/2h_s)}} \quad (\text{II.11})$$

Ce type de modèle permet de calculer rapidement les paramètres d'une ligne coplanaire. On notera, néanmoins, que la permittivité effective du modèle est une constante qui ne tient donc pas compte de la variation fréquentielle et que les pertes ne sont pas définies. On peut trouver dans la littérature des propositions pour décrire plus précisément la permittivité effective dans les modèles issus des techniques de transformations conformes

[51] mais comme ces modèles utilisent des résultats de simulations numériques nous ne les traiterons pas dans cette section. On trouve par ailleurs, des techniques basées également sur les transformations conformes, mais appliquées à des segments de lignes, et sur l'usage de la notion d'impédance de surface pour décrire le comportement des lignes coplanaires et plus particulièrement leurs pertes [52].

II.2.2. Modèles issus de mesures ou de simulations électromagnétiques.

La deuxième grande catégorie de modélisation est l'extraction de formules déterminées soit à partir de mesures soit à partir de calculs électromagnétiques. L'intérêt de ces démarches est de prendre en compte de manière plus précise l'ensemble des phénomènes physiques par rapport à une modélisation purement théorique, tout en gardant une simplicité et une rapidité d'utilisation. La principale limitation est liée au domaine de validité de ces modèles qui ne couvre que la gamme des éléments mesurés ou simulés. La librairie commerciale d'éléments coplanaires COPLAN de l'IMST est basée sur cette technique. De très nombreux modèles sont basés sur ce principe, et nous nous limiterons ici, à trois modèles celui de T.Q.Deng [53,54] , celui de W.Heinrich [38], tous deux dérivés de simulations électromagnétiques, et celui de G.E. Ponchack [55] basé sur des mesures.

- **Modèle de T.Q. Deng [53,54]**

Ce modèle a 2 intérêts :

- d'une part, d'être exprimé sous forme de formules de synthèse c'est à dire que les paramètres d'entrée sont l'impédance de la ligne Z_0 et la largeur de la ligne W . Cette formulation correspond davantage aux besoins des concepteurs.

- d'autre part, d'avoir, d'après les auteurs, un domaine de validité relativement étendu. Dans le cadre de cette étude, nous nous limiterons au cas d'une permittivité relative du substrat ϵ_r voisine de 9.6 et d'une impédance Z_0 inférieure à 80 Ohms. Dans ce cas, le domaine de validité, proposé par les auteurs, est le suivant :

$$\begin{cases} 0 < S/h_s \leq 1 \\ 0 < W/h_s \leq 8 \end{cases}$$

Ces formulations permettent donc de traiter le cas de structures particulièrement larges par rapport à la hauteur h_s du substrat (jusqu'à 10 fois plus larges).

On a alors l'expression de la largeur masse-ligne S et celle de la permittivité effective de la ligne ϵ_{re} suivantes :

$$S = \frac{W}{\frac{30.\pi^2}{0.25.e \frac{Z_0.T}{+e}} + \frac{30.\pi^2}{Z_0.T - 1}} \quad (\text{II.12}) \quad \text{et} \quad \epsilon_{re} = (1 + T_A) \cdot [1 + (\epsilon_r - 1)^{1.5} \cdot Z_0 \cdot T_B] \quad (\text{II.13})$$

avec

$$T = \sqrt{[1 + (\epsilon_r - 1) \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1} \cdot Z_0 \cdot T_B]} \cdot (1 + T_A) \quad (\text{II.14})$$

$$T_A = \tanh \left\{ \frac{\epsilon_r^5}{(\epsilon_r + 1)^6} \cdot \left(\frac{60}{Z_0} \right)^2 \cdot e^{(1 + 0.0002 \cdot \epsilon_r \cdot Z_0 \cdot W / (Q \cdot h_s)) \cdot \ln(W / (Q \cdot h_s))} \right\} \quad (\text{II.15})$$

$$T_B = \frac{\ln[2 \cdot (1 + g) / (1 - g)]}{837.5} \quad (\text{II.16}) \quad \text{pour} \quad 0.841 \leq g < 1$$

$$\text{et} \quad T_B = \frac{1}{84.85 \cdot \ln \left\{ 2 \cdot \frac{1 + (1 - g^4)^{0.25}}{1 - (1 - g^4)^{0.25}} \right\}} \quad (\text{II.17}) \quad \text{pour} \quad 0 < g \leq 0.841$$

$$\text{et avec} \quad g = \sqrt{\frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot W}{4 \cdot h_s}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi \cdot W \cdot (1 + 2/Q)}{4 \cdot h_s}\right)}} \quad (\text{II.18}) \quad \text{et} \quad Q = 0.25 \cdot e^{\frac{30.\pi^2 \cdot \sqrt{2}}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1}} + e^{-\frac{30.\pi^2 \cdot \sqrt{2}}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1}} - 1}} \quad (\text{II.19})$$

On notera que l'expression de la distance ligne-masse S a été reprise de [53], et que la permittivité effective provient de [54].

- **Le modèle de pertes de Ponchak [55].**

La deuxième catégorie de modèles est basée sur l'extraction de formules à partir des mesures. Les auteurs ont mesuré des lignes d'or d'épaisseur variable déposées sur des substrats semi-conducteurs par évaporation pour en extraire une représentation des pertes dans les lignes coplanaires.

Les limitations d'un tel modèle sont imposées par la gamme de mesures couvertes. En l'occurrence ici d'après les auteurs, l'épaisseur de métallisation t doit être comprise entre $0.5\mu\text{m}$ et $3\mu\text{m}$ et la largeur de la ligne W entre $10\mu\text{m}$ et $80\mu\text{m}$. De plus, le rapport d'aspect k , qui est le rapport de la largeur de la ligne à la distance inter-masse est compris entre 0.2 et 0.7. Outre ces limitations clairement définies par les auteurs, on notera que l'épaisseur du substrat est au moins 3 fois supérieure à la distance inter-masse, et que les mesures sont effectuées sur des substrats dont la permittivité varie entre 11.9 et 12.95.

On a dans ces conditions, les pertes $\alpha = a.f^b$ (dB/mm)

$$\text{Avec } a = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \cdot \left[\frac{4.5152}{(SW)^{0.41} \cdot e^{2.127 \cdot \sqrt{t}}} \right] \quad (\text{II.20})$$

$$b = 0.183 \cdot (t + 0.464) - 0.095 \cdot k_t^{2.484} \cdot (t - 2.595) \quad (\text{II.21})$$

$$k_t = \frac{W + \Delta t}{W + 2 \cdot S - \Delta t} \quad (\text{II.22}) \quad \text{et} \quad \Delta t = \frac{1.25 \cdot t}{\pi} \cdot \left[1 + \ln\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot W}{t}\right) \right] \quad (\text{II.23})$$

Les notations initiales ont été modifiées pour correspondre à celles fréquemment rencontrées dans la littérature.

- **Modèle de Heinrich [38]**

Ce dernier modèle est basé sur une description quasi-TEM « RLCG » de la ligne coplanaire. Les éléments sont définis à l'aide de différentes modélisations suivant les plages de fréquences et les zones de transition sont définies par des expressions déterminées à l'aide de simulations électromagnétiques. L'intérêt de ce modèle est d'être très complet. En effet, il permet d'accéder à l'ensemble des caractéristiques de la ligne (impédance, propagation et pertes) en tenant compte de l'épaisseur de métallisation.

Les limites de ce modèle sont les suivantes :

- le double de la distance intermasse n'excède pas l'épaisseur du substrat,
- les dimensions de la ligne considérée restent compatibles avec l'approximation quasi-TEM.

On notera que l'on peut retrouver une implantation partielle de ce modèle dans le logiciel gratuit TXLine de Applied Wave Research.

Nous ne décrivons pas davantage ce modèle, on peut consulter la référence [38] pour une description détaillée.

II.2.3. Modélisations électromagnétiques

La dernière catégorie de modélisation regroupe les différentes méthodes de simulation électromagnétique. Ces méthodes sont soit 2.5-D soit 3-D, la différence résidant dans une description de la structure simulée respectivement dans un plan avec une description en couches ou dans l'espace. Les méthodes rencontrées pour traiter ces problèmes sont souvent des logiciels « maisons » FDTD, mais on trouve également des descriptions FDFD (Finite Difference Frequency Domain), d'autres basées sur la méthode des moments, SDA (Spectral domain Approach)...

Dans le cadre de cette étude, nous nous intéresserons aux logiciels commerciaux Momentum, HFSS et au logiciel gratuit SONNET Lite (version limitée du simulateur commercial SONNET)

Le logiciel Momentum est un logiciel 2.5-D basé sur une méthode des moments et l'analyse s'effectue dans les fentes de la structure coplanaire.

Le logiciel HFSS est un logiciel 3-D basé sur une méthode d'éléments finis.

Le logiciel Sonnet (Lite) est basé sur une méthode « full-wave » apparentée à la technique SDA.

On peut retrouver en annexe II.1/ les conditions de simulation utilisées pour effectuer l'analyse des structures coplanaires.

II.3. Mesures

II.3.1. Dispositif de mesures

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'une station de mesure sous pointes Cascade Microtech et d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510B ou HP85107. Les pointes utilisées sont des pointes Picoprobe de type Masse-Signal-Masse et de distance entre les électrodes 125 μm . Afin de s'affranchir du plan métallique du système sous pointes et donc du mode plaques parallèles, les substrats mesurés ont été surélevés à l'aide de cales diélectriques. Le calibrage utilisé pour ces mesures est un calibrage LRM réalisé à l'aide de standards commerciaux déposés sur alumine.

II.3.2. Extraction des paramètres de propagation

Afin de valider les modèles de lignes coplanaires, nous allons les comparer à des mesures obtenues sur des lignes. Pour cela, il nous faut déterminer les caractéristiques de propagation de nos lignes à partir de nos mesures paramètres S.

S. Boret [56] a présenté dans sa thèse une technique d'extraction de ces paramètres basée sur la mesure de 2 lignes de caractéristiques identiques mais de longueurs différentes ; cette différence de longueur est notée ΔL . Nous reprenons en annexe II.2 l'exposé de cette méthode. Nous l'avons simplifiée en utilisant le principe suivant : à l'aide de la mesure d'une ligne de longueur L, on obtient, par calcul, la matrice de longueur 2.L.

Grâce à cette observation, pour déterminer les caractéristiques d'une ligne, il nous suffit d'une seule mesure et donc également de réaliser un seul motif. On applique ensuite la méthode [56] en considérant la matrice mesurée de la ligne et la matrice calculée de la ligne de longueur double.

On rappelle également que connaissant la constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$ avec α le coefficient d'atténuation et β la constante de phase à la fréquence f, on obtient aisément la permittivité effective. On a en effet,

$$\varepsilon_{re} = \left(\frac{\beta \cdot C_0}{2 \cdot \pi \cdot f} \right)^2 \quad (\text{II.24})$$

avec $C_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s

II.3.3. Comparaisons modèles / mesures

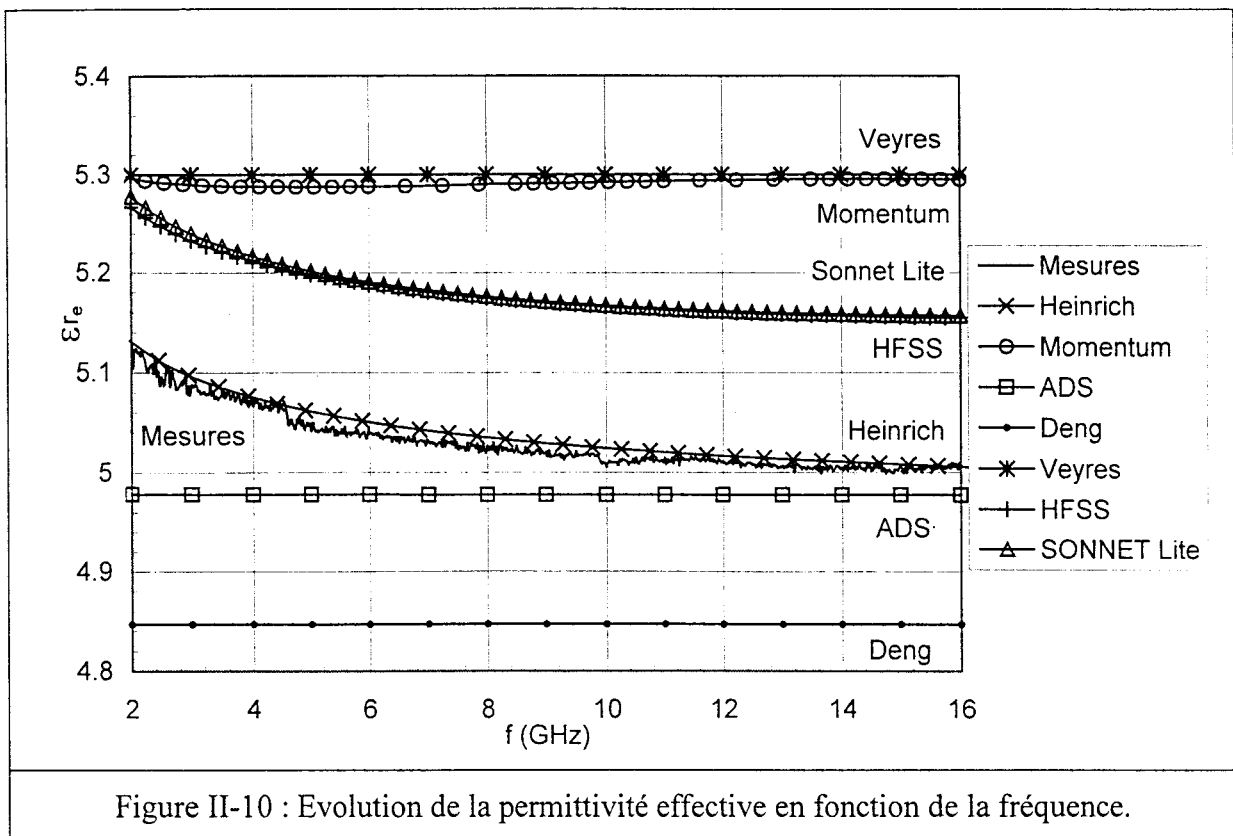
Dans cette section, nous allons comparer les caractéristiques de propagation d'une ligne coplanaire que nous avons mesurée à celles déterminées avec les modèles. Nous avons réalisée cette ligne par électrolyse d'or sur un substrat d'alumine d'épaisseur 635 μm . Ses caractéristiques sont une largeur W de 100 μm , une distance ligne-masse de 50 μm et des plans de masse de largeur 1400 μm .

- **Permittivité effective :**

Nous présentons Figure II-10, l'évolution de la permittivité effective de la ligne en fonction de la fréquence. La valeur dite théorique [29] est donnée par la formule $\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}$.

Elle est indépendante de la fréquence et vaut 5.3. En pratique, des fréquences différentes correspondent à des distributions de courant différentes dues à l'effet de peau. On a donc, une

distribution des champs qui varie avec la fréquence et par conséquent, une permittivité effective qui varie également.



On peut faire les remarques suivantes sur l'estimation de la permittivité effective :

- La valeur déterminée à l'aide du logiciel Momentum tend vers la valeur théorique de la ligne coplanaire.
- La valeur obtenue avec le modèle de C. Veyres correspond à la valeur théorique.
- Celle du modèle de T.Q. Deng est trop faible.
- Celle du modèle de ligne coplanaire inclus dans le logiciel ADS est particulièrement proche de la valeur mesurée mais ne présente pas de variation en fonction de la fréquence.
- La permittivité effective déterminée à l'aide de HFSS et SONNET Lite se situe entre la valeur théorique et la valeur mesurée (Voir Annexe II.1, décrivant les conditions d'utilisation de ces logiciels).
- Le modèle de Heinrich est particulièrement bien adapté. Il a été, en effet, développé spécifiquement pour tenir compte de l'épaisseur de métallisation dans les structures coplanaires.

- **Impédance Z_0 :**

Nous présentons dans le Tableau II-2, l'impédance caractéristique de la ligne obtenue par modélisation et par mesure (Annexe II.2).

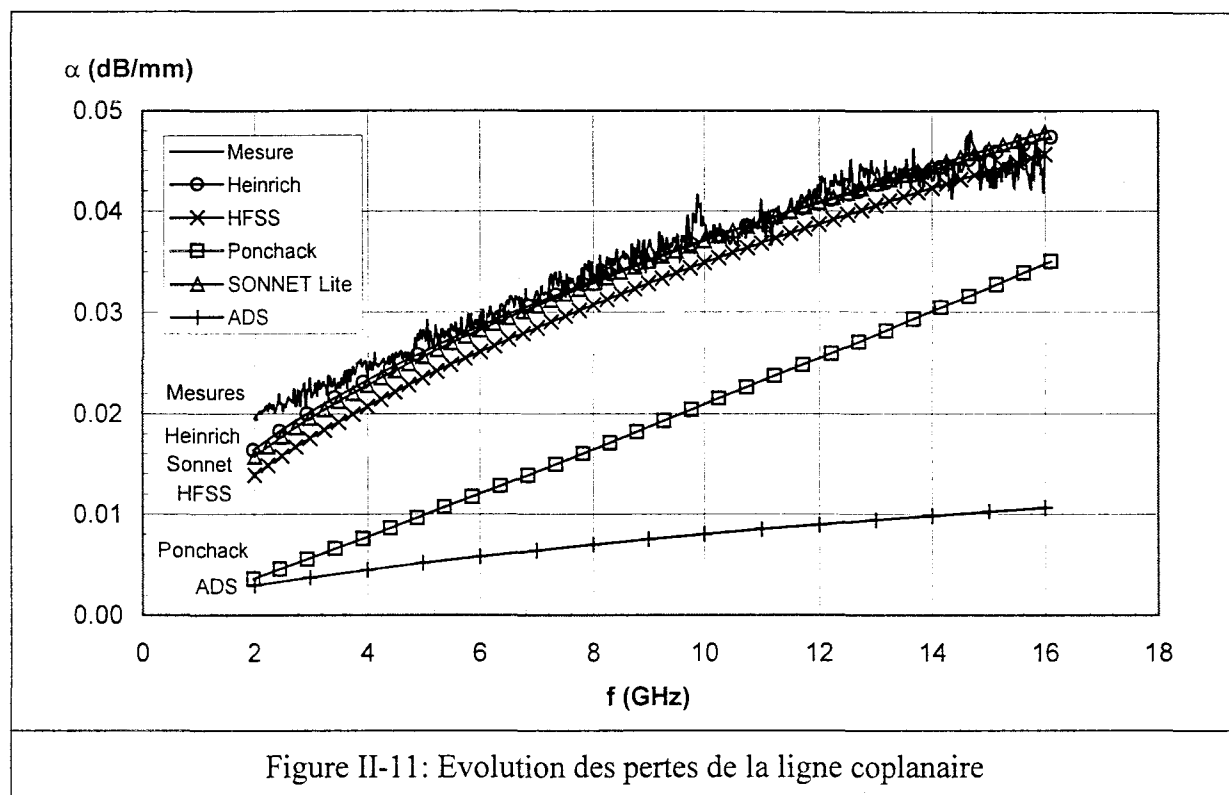
	Mesures	Momentum	Sonnet Lite	HFSS	ADS	Veyres	Deng	Heinrich
Z_0 (Ohms)	53.2	52.2	54.6	53.2	50.8	52.4	52.6	49.9

Tableau II-2: Impédance caractéristique d'une ligne coplaire ($W=100\mu\text{m}$, $S=50\mu\text{m}$)

En ce qui concerne l'impédance, la majeure partie des modèles sont proches de la mesure à 2% près, à l'exception du modèle d'ADS (5%) et de celui d'Heinrich (6.5%).

- **Pertes :**

Les pertes en (dB/mm) de la ligne coplaire sont la dernière caractéristique que nous présentons ici (voir Figure II-11).



On peut constater que les pertes obtenues avec HFSS, SONNET Lite et le modèle de Heinrich sont très proches de celles mesurées.

Le modèle de ligne de ADS sous-estime très largement les pertes. Le modèle de Ponchak est plus proche de la mesure mais il est utilisé hors de la plage de validité donnée par les auteurs. Cela montre cependant le manque de souplesse d'un tel modèle.

Les pertes issues de la simulation sur Momentum sont nulles bien que les métallisations ne soient pas définies comme idéales.

• **Conclusions relatives à cette étude :**

Nous avons montré qu'aucun modèle n'était totalement satisfaisant. Les modèles analytiques ou extraits de mesures ou de simulations que nous avons présentés donnent pour la plupart des résultats relativement approximatifs. D'une manière générale, ces modèles peuvent être utiles pour faire une première évaluation d'un problème au même titre que le modèle d'ADS qui permet d'obtenir une bonne estimation de la permittivité effective.

Les simulations électromagnétiques donnent des résultats plus complets et plus proches de la mesure à l'exception notable de Momentum qui n'apporte rien par rapport à un modèle simple comme celui de Veyres. On notera que le traitement des métallisations dans les logiciels Sonnet et HFSS, est excellent pour déterminer les pertes, mais n'est pas adéquat pour définir la permittivité effective.

Enfin, le modèle de Heinrich est particulièrement adapté à la détermination de la permittivité effective et des pertes mais l'impédance est moins bien définie.

Le tableau ci-dessous récapitule de manière qualitative l'ensemble de cette étude

		Permittivité effective	Impédance caractéristique	Pertes
Modèles	Veyres	F	B	-
	Deng	F	B	-
	Ponchak	-	-	M
	Heinrich	E	M	E
Logiciels	ADS	B	M	F
	HFSS	M	E	E
	Momentum	F	B	-
	Sonnet	M	B	E

F= Faible, M= Moyen, B= Bien, E= Excellent

II.4. Autres Modèles

II.4.1. Modèle de lignes à ondes ralenties

II.4.1.a. Modélisation

Le principe des lignes coplanaires à ondes ralenties, basé sur l'introduction de doigts entre la ligne et la masse qui chargent capacitivement la ligne, a été utilisé depuis quelques années [42,43,44]. E.H. Bottcher [43] propose pour modéliser une ligne coplaire sans pertes chargée par des capacités métal-semiconducteur-métal, de remplacer la valeur de la capacité distribuée de la ligne coplaire en l'absence de doigts, par la capacité quasi-distribuée liée à l'introduction de doigts interdigités.

Pour pouvoir réaliser notre modèle de ligne coplaire slow-wave, nous allons utiliser une partie du modèle de capacité interdigitée (IDC) proposé par S.S. Gevorgian [57].

Ce modèle définit la capacité totale de la structure IDC comme étant la somme de 3 capacités :

- C_{3G} et C_n sont des capacités liées aux interactions entre les doigts ; C_{3G} est relatif aux doigts situés aux extrémités de la structure, C_n aux doigts situés à l'intérieur.
- C_{end} est la capacité introduite en bout de doigts.

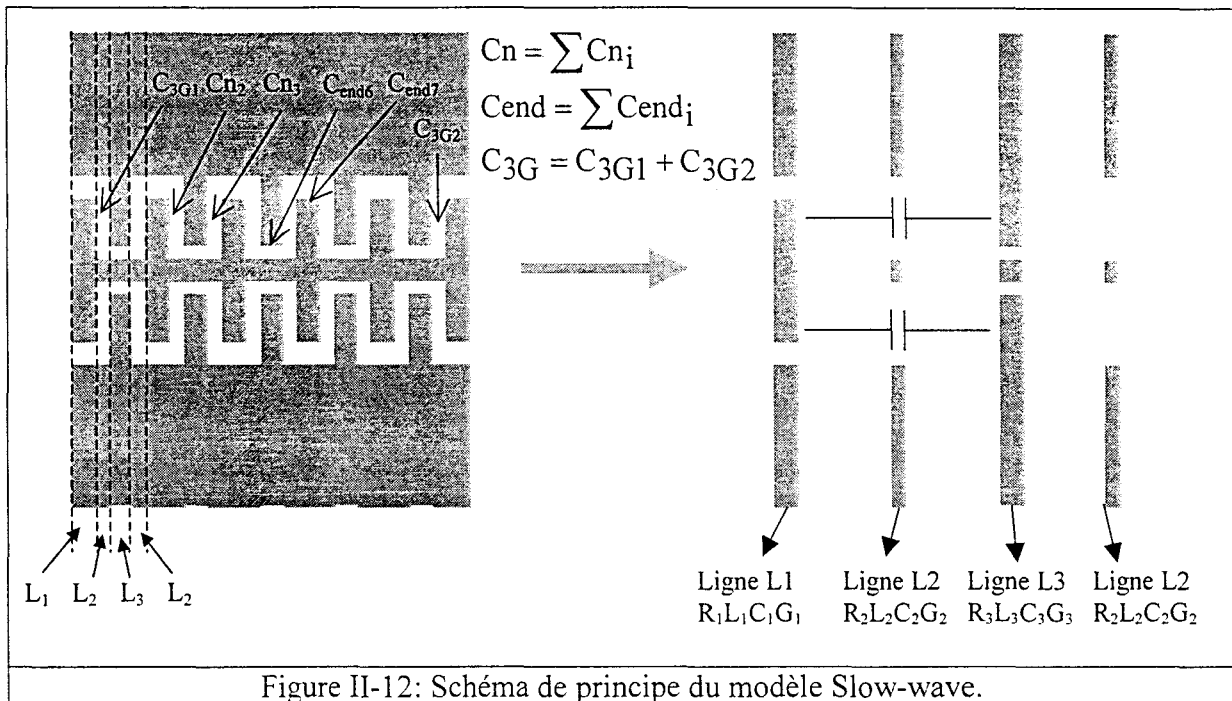
Cette dernière capacité est très importante puisqu'elle peut intervenir pour plus d'un tiers dans la valeur de la capacité totale. Or cette capacité contrairement aux 2 autres n'est pas déterminée de manière purement théorique mais fait intervenir un terme correctif. Ce terme rend délicat la détermination précise, a priori, de la valeur de la capacité totale. Ce manque de précision a été également constaté par L. Zhu [58] qui utilise une méthode des moments pour déterminer les paramètres de la capacité IDC.

Pour pouvoir définir un modèle simple de ligne slow-wave, nous avons légèrement modifié le principe donné par E.H. Bottcher et partiellement le modèle de S.S. Gevorgian (voir Figure II-12).

Nous considérons que la ligne slow-wave est constituée d'une succession de lignes coplanaires de sections différentes à laquelle il faut ajouter la capacité liée à l'interaction entre les doigts. Le modèle final peut alors être décrit sous une forme RLCG, avec les éléments R, L et G définis comme une somme pondérée des éléments R, L, G des différents tronçons de lignes, et la capacité C comme la somme de la capacité due aux lignes, incluant $2.C_{end}$ et des capacités dues aux interactions entre les doigts $2.C_{3G}$ et $2.C_n$.

En procédant de cette manière, on s'affranchit du problème de détermination de la capacité C_{end} . De plus, on affine également la description de l'inductance de la ligne en tenant compte de l'influence des doigts. Enfin, notre modèle permet aussi de déterminer, en première approximation, les pertes de la ligne. Ce modèle est détaillé dans l'annexe II.3/.

Ce modèle nécessite un modèle de ligne. Nous utilisons le modèle de Veyres pour sa simplicité, nous le noterons alors SLW-V et le modèle de Heinrich pour sa précision, noté alors SLW-H.



II.4.1.b. Validation du modèle :

- **Comparaison avec les données de la littérature**

Afin de valider notre modèle nous l'avons, dans un premier temps, comparé aux valeurs trouvées dans la littérature [44].

Les mesures de A. Gorur ont été effectuées sur des résonateurs¹ de longueur 24.3 mm réalisés sur un substrat RO3003 d'épaisseur 750 μm et de permittivité relative 3, disposant de 41 doigts.

¹ L1 ($W_1=3200 \mu\text{m}$, $S_1=200\mu\text{m}$), L2 ($W_2=400 \mu\text{m}$, $S_2=1600\mu\text{m}$) L3 ($W_3=400 \mu\text{m}$, $S_3=200\mu\text{m}$), l'épaisseur de métallisation est de 17 μm ou 35 μm d'après le fournisseur ; nous prendrons 35 μm pour cette étude, la largeur des doigts est de 400 μm , la distance séparant les doigts 200 μm et la longueur de recouvrement 1200 μm .

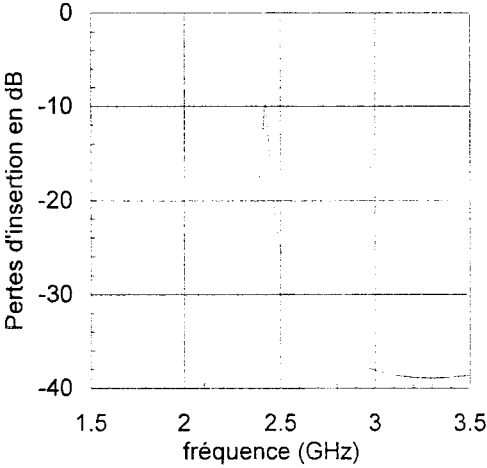
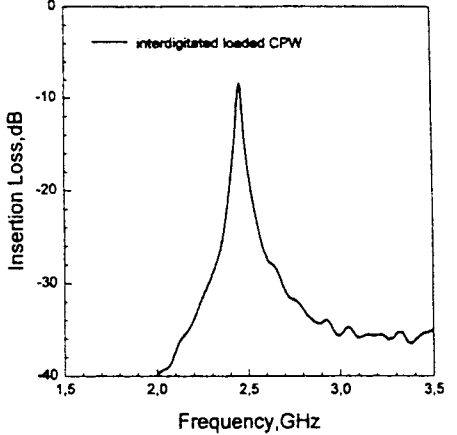
Avec ces indications, nous comparons (voir Tableau II-3), le rapport entre la vitesse de propagation d'une ligne coplanaire normale et celle d'une ligne slow-wave.

	Vitesse d'une ligne slow-wave / Vitesse d'une ligne coplanaire
Mesure de A. Gorur. [44]	0.57
SLW-V	0.563
SLW-H	0.573

Tableau II-3: Comparaison mesures - simulations du rapport de vitesse de propagation entre une ligne coplanaire traditionnelle et une ligne slow-wave.

On constate que les modèles sont en bon accord avec la mesure.

Sur la Figure II-13, nous présentons la simulation du résonateur obtenue avec le modèle SLW-H ; sur la Figure II-14, la mesure de ce résonateur extraite de [44].

	
<p>Figure II-13: Simulation de résonateur.</p>	<p>Figure II-14: Mesure du résonateur Extrait de IEEE. Microw. And Guided Wave Lett. Vol.8 N°8 p.279 Août 1998</p>

On peut constater un très bon accord entre la mesure et le modèle SLW-H.

- **Comparaison avec nos mesures**

Nous avons réalisé des lignes² slow-wave sur alumine par électrolyse d'or. Figure II-15, Figure II-16 et Figure II-17 nous présentons les comparaisons entre les simulations et

² Largeur de ligne w en l'absence d'IDC $50\mu\text{m}$, distance inter-masse de $200\mu\text{m}$, longueur des doigts de $50\mu\text{m}$, largeur de doigts de $30\mu\text{m}$, distance inter-doigts de $20\mu\text{m}$, longueur de la ligne de 9 mm et épaisseur de métallisation de $5\mu\text{m}$.

les mesures pour respectivement le module de la transmission S_{21} en dB, la phase de la transmission et le module du coefficient de réflexion S_{11} .

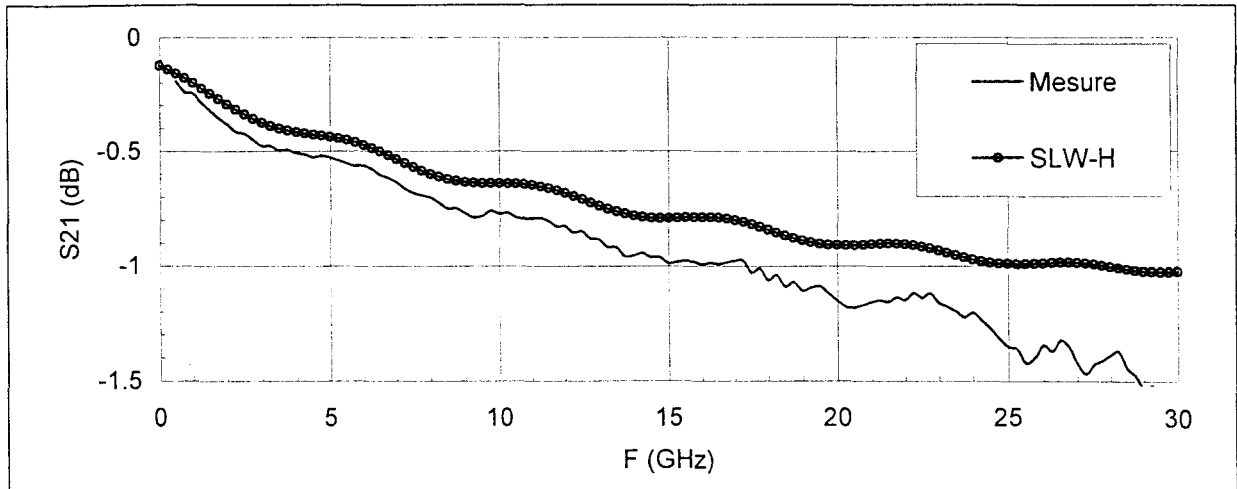


Figure II-15: Module de la transmission de notre ligne slow-wave en fonction de la fréquence

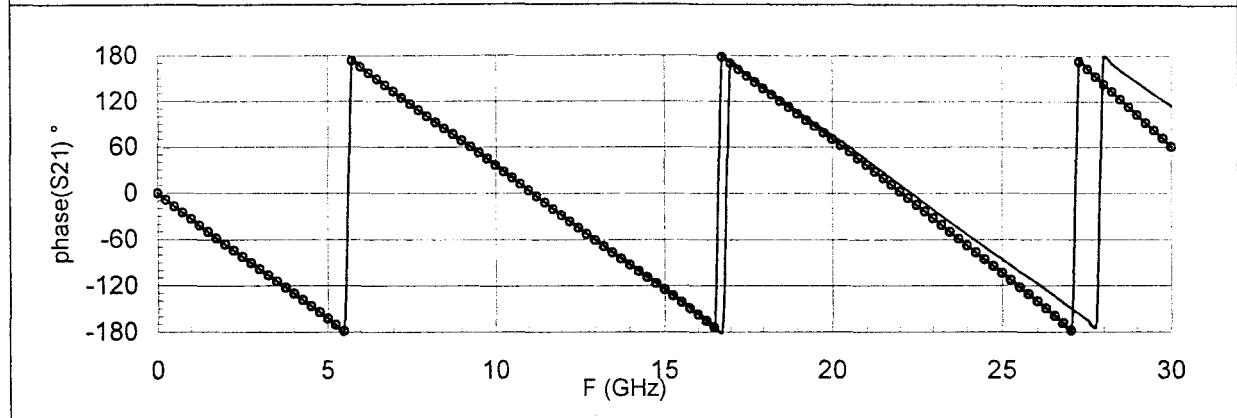


Figure II-16: Phase de la transmission de notre ligne slow-wave en fonction de la fréquence

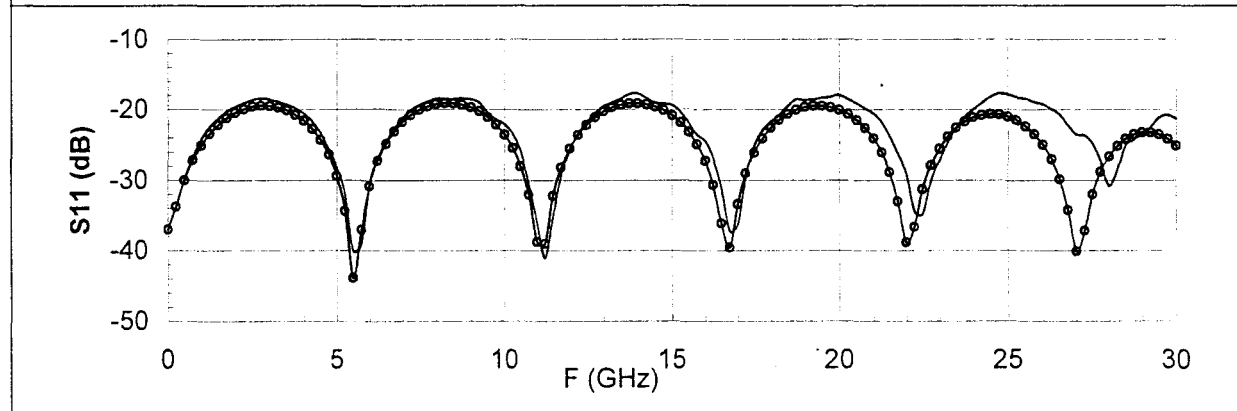


Figure II-17: Module de la réflexion de notre ligne slow-wave en fonction de la fréquence

On constate une légère différence entre le module de la transmission simulé et celui mesuré. Nous attribuons cette différence à des pertes par rayonnement qui ne sont pas

prises en compte dans le modèle. Par ailleurs, on note que l'allure obtenue avec le modèle SLW-H présente une forte similitude avec celle des mesures.

On constate par ailleurs, que la phase de la transmission est particulièrement bien modélisée avec le modèle SLW-H et ce jusqu'à 15 GHz. Au delà de 15 GHz, une légère différence entre ce modèle et les mesures apparaît.

La modélisation du coefficient de réflexion avec le modèle SLW-H présente un excellent accord avec la mesure jusque 20 GHz.

- **Conclusion**

Le modèle de ligne slow-wave que nous avons établi nécessite un modèle de ligne coplanaire. Nous avons choisi le modèle de Heinrich. Dans ces conditions, notre modèle de ligne slow-wave est en excellent accord jusque 20 GHz avec nos mesures et celles de la littérature.

II.4.1.c. Observations sur l'usage des lignes coplanaires slow-wave

A partir des mesures des paramètres S, il est possible de comparer les pertes d'une ligne slow-wave (SLW) à celles présentées par une ligne coplanaire traditionnelle (CPW) de même distance intermasse. Afin d'évaluer l'impact sur un résonateur, il faut tenir compte à la fois des pertes mais également du changement de longueur d'onde. A cet effet, nous présentons, Figure II-18, le produit du coefficient d'atténuation α_{dB} par la longueur d'onde λ .

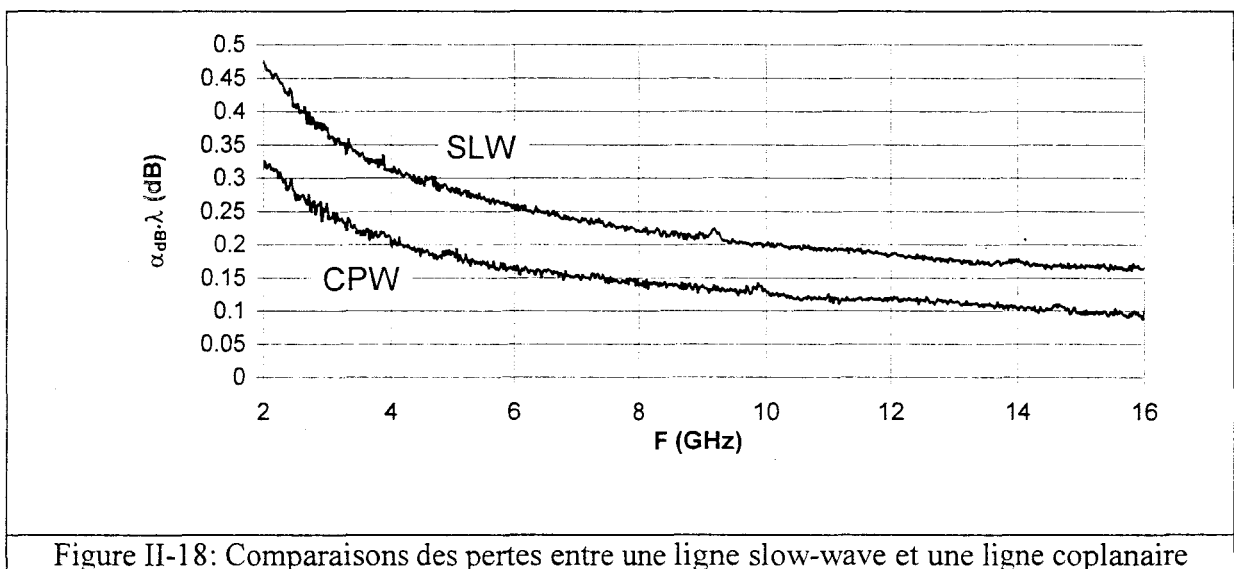


Figure II-18: Comparaisons des pertes entre une ligne slow-wave et une ligne coplanaire

On peut constater que les pertes présentées par la structure slow-wave sont plus importantes que celles obtenues avec une ligne coplanaire classique. On peut donc s'attendre à ce que le coefficient de qualité d'un résonateur de même fréquence réalisé avec une ligne

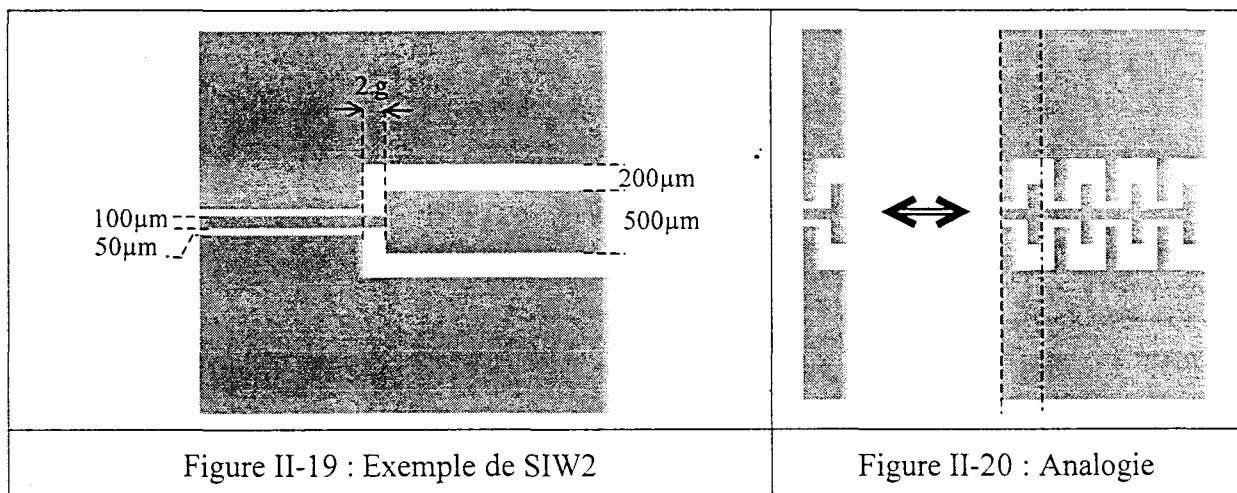
slow-wave soit plus faible que celui d'un résonateur réalisé avec une ligne coplanaire classique.

Enfin, l'utilisation de lignes slow-wave permet la réduction de la longueur d'onde et donc de la taille des résonateurs, ce qui peut être un atout de choix pour ces lignes, particulièrement utile dans le cas de circuits réalisés sur des films supraconducteurs qui n'ont généralement que quelques centimètres carrés de surface.

II.4.2. Passage d'une ligne étroite à une ligne large.

- **Modélisation**

Il peut être nécessaire, dans certains cas, de passer d'une ligne coplanaire étroite à une ligne coplanaire large (noté SIW2 pour double Step In Width) et cela sur une distance réduite (Figure II-19). Dans notre cas, nous utilisons ces SIW2 pour effectuer des mesures de motifs trop larges par rapport aux dimensions des pointes de mesures. L'utilisation classique de transitions, qui sont réalisées en faisant varier progressivement les dimensions, ne nous a pas semblé adaptée. En effet, pour réaliser ces transitions, leur longueur doit être bien supérieure à la longueur d'onde. On a alors des dispositifs encombrants et qui présentent des pertes non négligeables dues à leur longueur. Une solution classique est d'utiliser des transitions courtes mais dans ce cas, les ondes se trouvent en présence d'une discontinuité. Nous avons donc choisi d'utiliser une discontinuité localisée de faible encombrement de forme SIW2.



Afin de modéliser l'impact, d'une telle structure, on peut remarquer que la SIW2 ressemble fortement au motif élémentaire d'une ligne slow-wave (Figure II-20).

On peut donc modéliser cette structure sous la forme $R_{\text{siw2}}, L_{\text{siw2}}, C_{\text{siw2}}, G_{\text{siw2}}$ comme la contribution pondérée de trois lignes L_1, L_2, L_3 à laquelle, il faut ajouter la contribution de l'interaction entre la ligne large et la masse (voir Annexe II.3).

- **Impact sur la propagation : cas d'un substrat de permittivité 9.6.**

Le cas qui nous intéresse particulièrement est le passage d'une ligne 50Ω étroite, de largeur $W_e=100\mu\text{m}$, de distance ligne masse $S_e=50\mu\text{m}$ à une ligne 50Ω large, de largeur $W_l=500\mu\text{m}$, de distance ligne masse $S_l=200\mu\text{m}$.

Afin de minimiser la discontinuité apportée par la structure SIW2, nous cherchons à définir la longueur $2.g$ de manière à avoir une impédance caractéristique Z_{siw} de l'ordre de 50 Ohms. Nous présentons sur la Figure II-21 l'évolution de l'impédance à 5GHz en fonction de la largeur $2.g$.

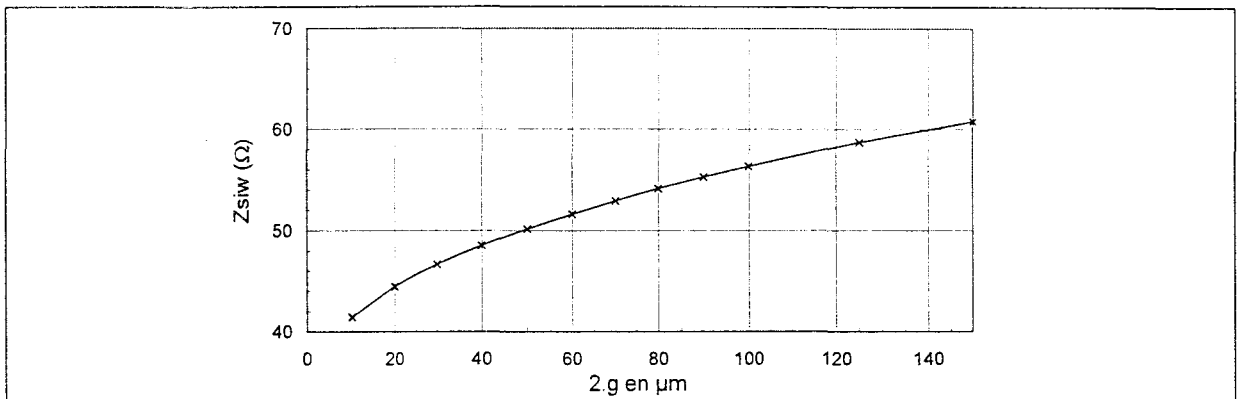


Figure II-21 : Impédance caractéristique simulée à 5 GHz en fonction de $2.g$

On constate donc que la condition optimale pour réduire la discontinuité engendrée par SIW2 est de choisir une distance $2.g$ de $50\mu\text{m}$. Sur la Figure II-22, nous présentons la mesure d'une ligne de distance intermasse $900\mu\text{m}$, de longueur 9mm terminée par 2 accès de type SIW2 raccordés à des tronçons de lignes de $200\mu\text{m}$ de distance intermasse et de longueur $500\mu\text{m}$, permettant la mesure sous pointes.

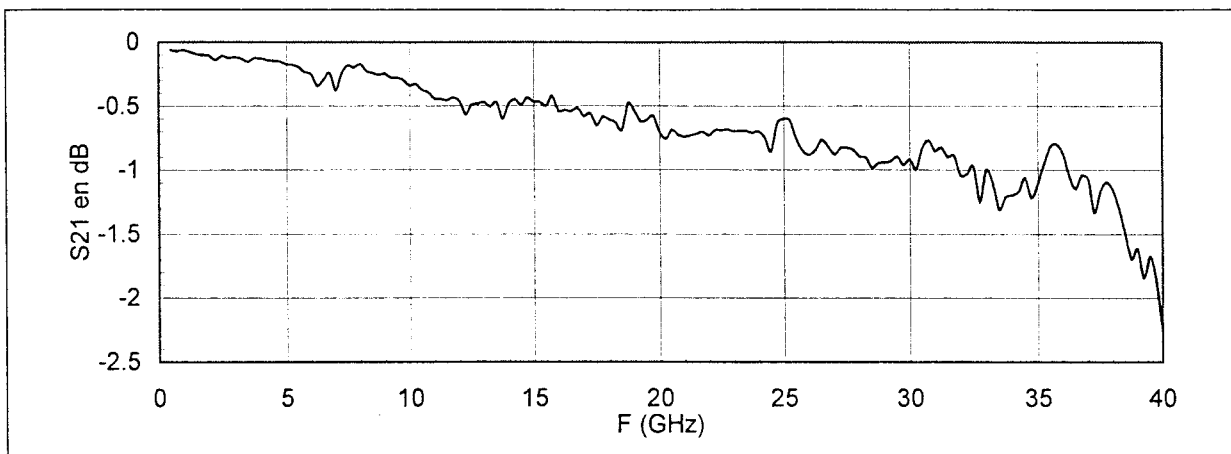


Figure II-22 : Transmission d'une ligne utilisant 2 SIW2

On constate donc que l'utilisation de SIW2 de distance $2g$ égale à $50\mu\text{m}$, constitue une très faible discontinuité et permet d'effectuer des mesures jusque 30GHz avec des pertes inférieures à 1dB .

Chapitre III

Chapitre III : Résonateurs coplanaires

Dans ce chapitre nous présentons l'étude des résonateurs coplanaires. Dans un premier temps, nous étudions les conditions susceptibles d'améliorer la qualité de ces résonateurs. Ensuite, nous présentons les résultats obtenus sur des résonateurs réalisés par dépôt d'or alumine qui nous permettent de fixer les conditions pour des réalisations sur supraconducteurs. Enfin, nous présentons nos résultats de mesures sur des résonateurs coplanaires supraconducteurs optimisés.

Comme pour les autres lignes de transmission, il est possible de réaliser des résonateurs coplanaires fonctionnant à la fréquence de travail f_t , à l'aide de tronçons de lignes de longueur $(n.\lambda_t)/2$ avec λ_t la longueur d'onde à la fréquence f_t et n un nombre entier. On utilise généralement ces résonateurs avec la longueur la plus courte égale à $\lambda_t/2$. En effet, cela permet d'une part d'avoir un encombrement réduit et d'autre part d'avoir les pertes les plus faibles, ces dernières augmentant proportionnellement avec la longueur. Ces pertes influent sur le coefficient de qualité à vide Q_0 qui est défini de la manière suivante :

$$Q_0 = 2.\pi. \frac{\text{Energie stockée dans le résonateur}}{\text{Energie perdue par cycle}}$$

Ce coefficient de qualité respecte la loi suivante : $1/Q_0 = 1/Q_c + 1/Q_r + 1/Q_d$ avec Q_c , Q_r , Q_d liés respectivement aux pertes métalliques, aux pertes par rayonnement et aux pertes diélectriques. Ces pertes dépendent du type de lignes utilisées, des paramètres géométriques et des matériaux choisis (substrat et conducteurs).

III.1. Etude des résonateurs or/alumine

III.1.1. Etude préliminaire

Afin d'obtenir un fort coefficient de qualité à l'aide de résonateurs coplanaires, il faut dans un premier temps déterminer les conditions nécessaires pour minimiser les pertes. Nous avons vu dans le chapitre précédent que sous certaines conditions, on pouvait limiter l'influence des pertes liées à l'interaction du mode coplanaire avec d'autres modes. Nous considérerons donc dans le cadre de cette étude que ces pertes sont négligeables si on respecte

les conditions données au paragraphe II.1.2.c. Le coefficient de qualité d'un résonateur est alors lié à trois types de pertes : les pertes métalliques, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement.

Les pertes diélectriques dépendent du matériau utilisé pour le substrat, dans notre cas de l'alumine ou du MgO. Le cas du MgO est un peu particulier. En effet, les pertes de ce diélectrique augmentent considérablement lors d'une exposition à l'eau. Il faut donc veiller à limiter les contacts avec de l'eau.

Les pertes par rayonnement sont délicates à évaluer précisément. Les expressions de la littérature [59] sont valables pour des lignes coplanaires de distance intermasse faible. Dans le cas général, nous n'avons qu'une indication qualitative : les pertes par rayonnement augmentent lorsque la distance intermasse augmente. Cependant, ces pertes peuvent être considérablement atténuées si la structure coplaire est placée dans un boîtier [60,61].

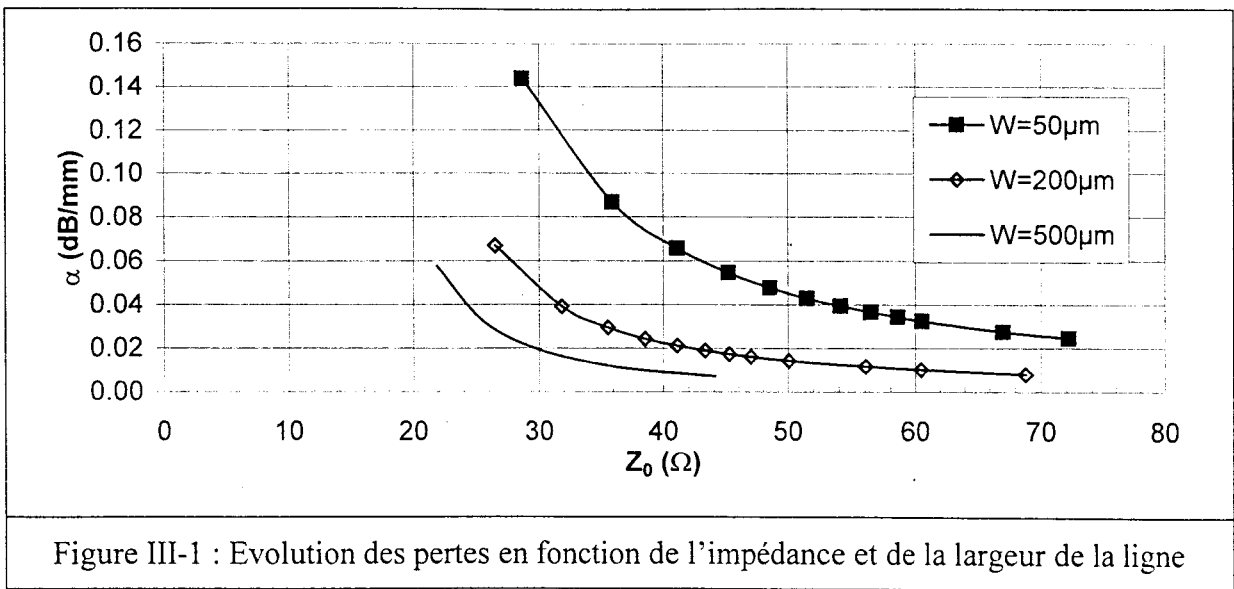
Enfin les pertes métalliques sont liées à la conductivité des conducteurs utilisés et aux dimensions de la ligne. C'est sur ce dernier point que nous avons concentré nos efforts.

III.1.1.a. Influence des dimensions sur les pertes

La ligne coplaire présente un avantage notable par rapport à d'autres structures de propagation tel le micro-ruban : il est possible d'obtenir une même impédance caractéristique pour des dimensions de lignes radicalement différentes. En effet, en coplaire, l'impédance caractéristique de la ligne dépend principalement³ du rapport entre la largeur de la ligne W et la distance intermasse d , contrairement au cas du micro-ruban où le rapport concerne uniquement la largeur de la ligne et la hauteur du substrat et conduit à un couple unique. Cette caractéristique est souvent utilisée pour réduire l'encombrement mais elle est également directement liée aux pertes de la structure. Aussi, il faut étudier l'influence des dimensions sur les pertes pour pouvoir choisir les dimensions optimales pour un résonateur.

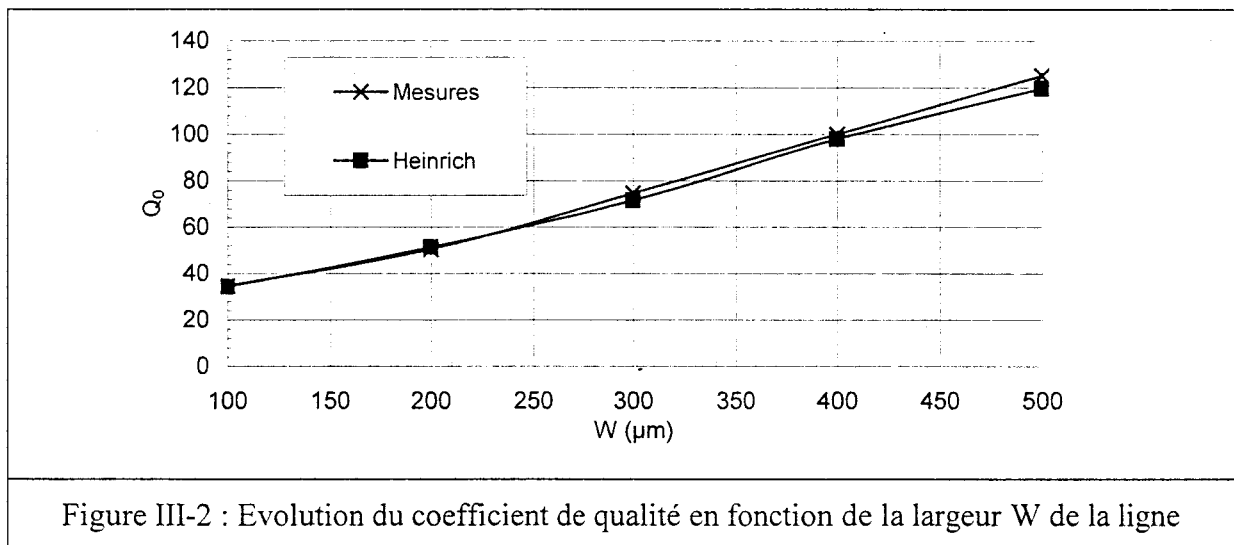
Sur la Figure III-1, nous présentons l'évolution des pertes d'une ligne coplaire en fonction de l'impédance et de la largeur de la ligne, calculées à l'aide du modèle d'Heinrich. On peut constater, d'une part, que les pertes sont plus importantes pour les impédances faibles et d'autre part, que plus la ligne est large, plus les pertes sont faibles.

³ La hauteur h du substrat peut également intervenir dans le cas où les dimensions de la ligne sont du même ordre de grandeur que h .



III.1.1.b. Vérification expérimentale

Afin de vérifier de manière expérimentale les résultats obtenus au paragraphe précédent, nous avons réalisé des mesures sur des résonateurs de largeur de ligne variable, d'impédance environ 50Ω et de fréquence de résonance voisine de 7 GHz. Ces résonateurs ont été réalisés par électrolyse d'or ($6\mu\text{m}$) sur alumine d'épaisseur $635\mu\text{m}$. Ils ont été caractérisés sous pointes. Sur la Figure III-2, nous présentons le coefficient de qualité des résonateurs en fonction de la largeur de la ligne. Ce coefficient de qualité a été obtenu de manière expérimentale et de manière théorique à l'aide du modèle de Heinrich.

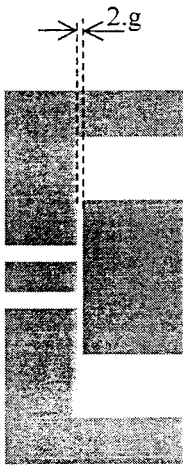
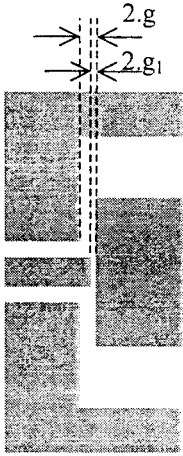
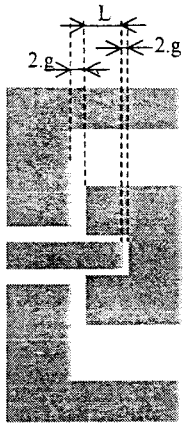
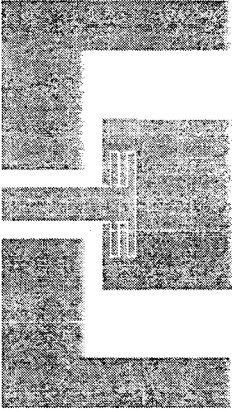


Nous vérifions donc bien que le coefficient de qualité d'un résonateur augmente avec la largeur de ligne coplanaire choisie et donc que les pertes diminuent comme prévu avec la largeur de la ligne.

III.1.2. Etude du couplage

D'après l'étude précédente, afin d'obtenir des coefficients de qualité élevés, il faut choisir des largeurs de lignes coplanaires importantes. Les dimensions retenues sont une largeur de ligne W de $500\mu\text{m}$ et une distance ligne-masse S de $200\mu\text{m}$. Cependant, pour mesurer ces résonateurs sous pointes, la distance intermasse maximale au niveau des accès est de $200\mu\text{m}$. Notre problème est donc d'effectuer un couplage entre une ligne de $200\mu\text{m}$ de distance intermasse et un résonateur de $900\mu\text{m}$ de distance intermasse. Différents cas de figure sont envisageables :

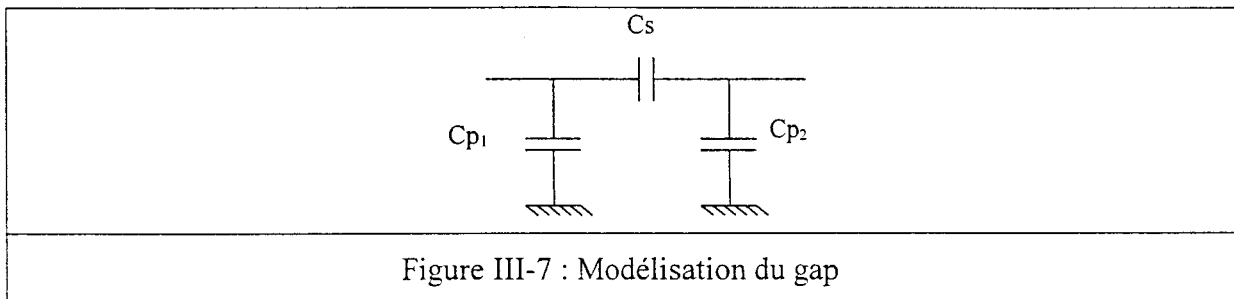
- Un couplage capacitif direct (gap direct) séparant directement les 2 lignes, Figure III-3.
- Un couplage par gap décalé, Figure III-4.
- Un couplage à l'aide de doigts interdigités [62,63] Figure III-5 et Figure III-6.

	
<p>Figure III-3 : Gap direct</p>	<p>Figure III-4 : Gap décalé</p>
	
<p>Figure III-5 : Gap interdigité mono-doigt.</p>	<p>Figure III-6 : Gap interdigité</p>

Les modèles de gap coplanaire sont rares et concernent uniquement des gaps symétriques, c'est à dire pour lesquels les lignes sont identiques [64]. Notre cas présente 2 particularités :

- une différence importante entre les largeurs des lignes,
- une partie importante de la ligne la plus large couplée à la masse.

Cette dernière particularité est à l'origine d'une forte capacité parasite qui « court-circuite » partiellement l'onde. La réalisation de modèle de gap dans ces conditions est extrêmement délicate. Aussi, avons-nous opté pour une approche expérimentale. Le gap est modélisé par le schéma classique constitué de 3 capacités : une capacité de couplage C_s et 2 capacités parasites C_{p1} et C_{p2} (Voir Figure III-7). L'ordre de grandeur des différentes capacités a été estimé à l'aide de publications [57,64] et de notre travail sur SIW2 (paragraphe II.4.2). Nous avons ensuite optimisé ces grandeurs sur ADS en comparant les simulations aux mesures réalisées sur différents résonateurs. Les résonateurs ont été réalisés par électrolyse d'or ($3.5 \mu\text{m}$) sur alumine ($635\mu\text{m}$) et mesurés sous pointes.



• Gap direct

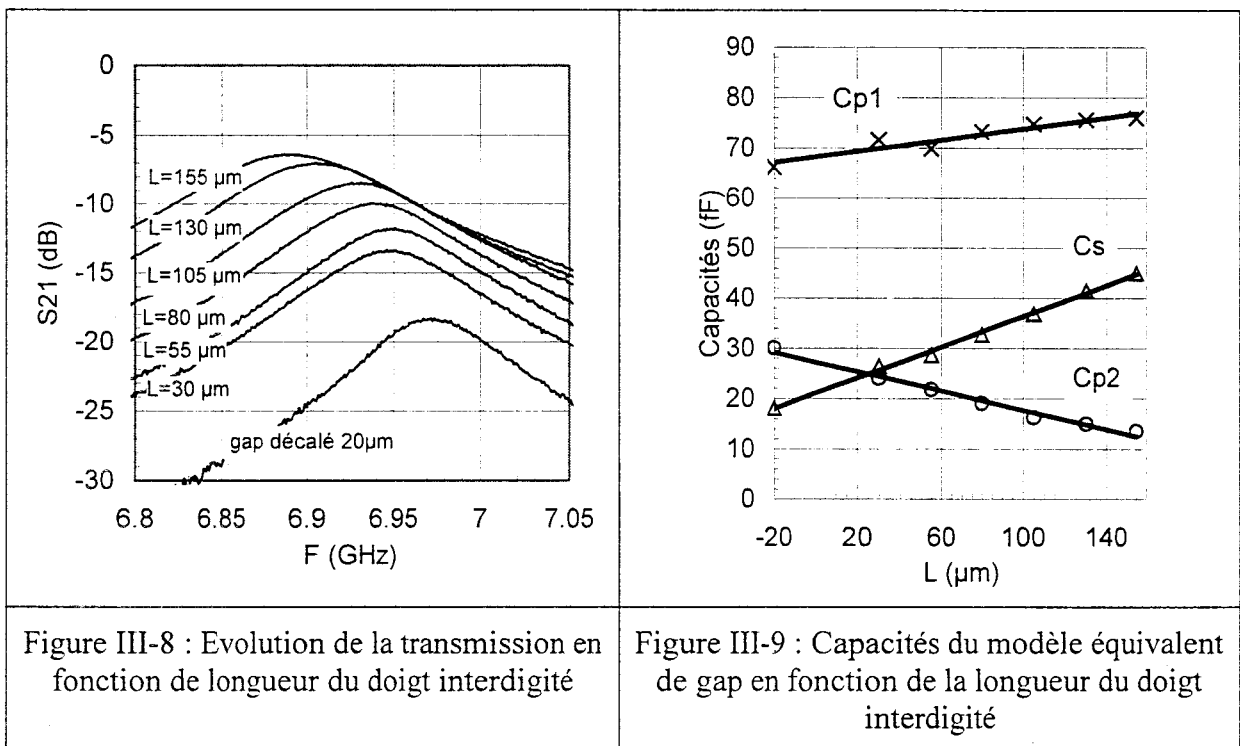
Le gap considéré ici est un gap de $5\mu\text{m}$, les paramètres de ce gap obtenu à l'aide des simulations et des mesures sont les suivants $C_{p1} = 160 \text{ fF}$, $C_{p2} = 70 \text{ fF}$, $C_s = 16.4 \text{ fF}$. On peut constater que les valeurs de C_{p1} et C_{p2} sont différentes, ce qui peut être imputé à la dissymétrie entre les 2 lignes. On peut également constater que la capacité de couplage est extrêmement faible par rapport aux capacités parasites. Cette valeur des capacités parasites extrêmement importante est liée à la faible distance, $5\mu\text{m}$, qui sépare la ligne large de la masse au niveau du gap. Pour limiter ces capacités parasites, nous allons augmenter cette séparation pour avoir $50\mu\text{m}$.

• **Gap décalé**

Nous avons réalisé 2 gaps différents, l'un de $5\mu\text{m}$, l'autre de $20\mu\text{m}$; la distance entre la ligne large et la masse étant de $50\mu\text{m}$. On a alors pour le gap de $5\mu\text{m}$, les capacités suivantes $C_{p1}=69.1\text{ fF}$, $C_{p2}=28.3\text{ fF}$ et $C_s=20\text{ fF}$ et pour le gap de $20\mu\text{m}$, $C_{p1}=66.2\text{ fF}$, $C_{p2}=30.1\text{ fF}$ et $C_s=18.1\text{ fF}$. La capacité de couplage du gap le plus faible est plus importante que celle du gap le plus large. Cependant, ces valeurs sont relativement proches contrairement à ce que l'on pourrait attendre. Ce résultat est attribuable à une forte contribution des effets de bord et permet d'illustrer la difficulté de modélisation que l'on peut rencontrer dans ce cas.

• **Gap interdigité mono-doigt**

Afin d'augmenter l'efficacité du couplage, nous avons réalisé des gaps interdigités mono-doigt de longueurs L différentes et de distance $2.g_1$ entre le doigt et la ligne constante égale à $20\mu\text{m}$. Sur la Figure III-8, nous présentons la mesure de la transmission S_{21} en fonction de la fréquence pour des résonateurs de longueurs de doigt interdigité différentes et d'un résonateur à gap décalé de largeur $20\mu\text{m}$ pour référence.



Sur la Figure III-9, nous présentons l'évolution de la capacité de couplage C_s et des capacités parasites C_{p1} et C_{p2} extraites de ces mesures. Le point d'abscisse négative correspond à un gap décalé de largeur $20\mu\text{m}$.

On constate que la capacité de couplage C_s évolue de manière linéaire en fonction de la longueur du doigt et qu'elle est constituée de 2 composantes : la capacité du gap en bout de doigt, équivalente à celle du gap décalé de $20\mu\text{m}$, c'est à dire 18 fF, et la capacité liée à la longueur du doigt L exprimée en μm de valeur $0.154 (L+20)$ fF. La valeur de cette capacité peut être également calculée de manière théorique et correspond à celle de la capacité C_3 du modèle de doigts interdigités de Gevorgian [57] que nous avons utilisé pour les lignes slow-wave. La valeur des capacités parasites C_{p1} et C_{p2} évolue également de manière linéaire mais la valeur de C_{p1} augmente très légèrement alors que la valeur de C_{p2} diminue fortement.

- **Gap interdigités multi-doigts**

Afin d'accroître davantage le couplage, on peut utiliser des gaps interdigités multi-doigts (Figure III-10).

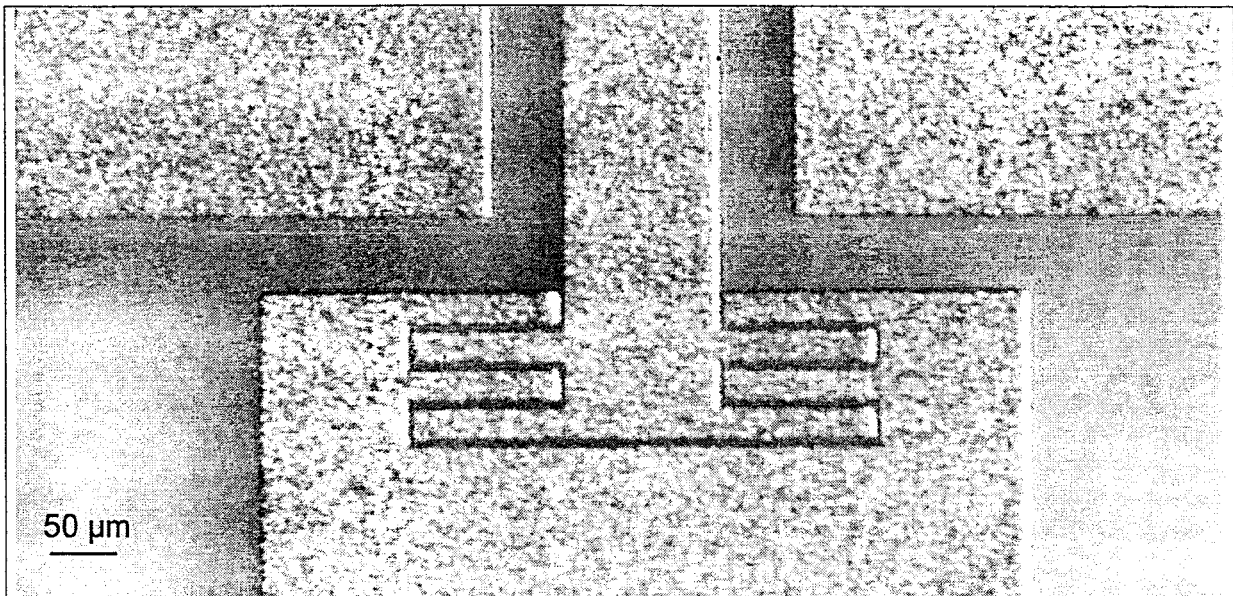


Figure III-10 : Gap interdigité multi-doigts

On obtient alors une capacité de couplage C_s importante de 90.1 fF et des capacités parasites C_{p1} et C_{p2} qui gardent une valeur correspondant à celles des autres couplages, respectivement 75.6 fF et 21.2 fF.

III.1.3. Résonateurs en transmission

Le résonateur en transmission est constitué d'une ligne de longueur $\lambda/2$ couplée par 2 gaps.

III.1.3.a. Résonateur droit

Sur la Figure III-11, nous présentons la mesure en transmission (S_{21}) d'un résonateur droit de longueur $9000\mu\text{m}$, réalisé par électrolyse d'or ($6\mu\text{m}$) sur alumine ($635\mu\text{m}$). Son coefficient de qualité à vide Q_0 est de 125.2 et sa fréquence de résonance f_0 est de 6.963 GHz. Le coefficient de qualité simulé à l'aide du modèle de Heinrich est de 119.8.

Le coefficient de qualité à vide d'un résonateur est déterminé à l'aide de la relation

suivante : $Q_0 = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}|}$ avec Q_L le coefficient de qualité en charge défini par l'expression

suivante : $Q_L = \frac{f_0}{\Delta f}$ avec f_0 la fréquence de résonance et Δf , la bande passante à -3dB .

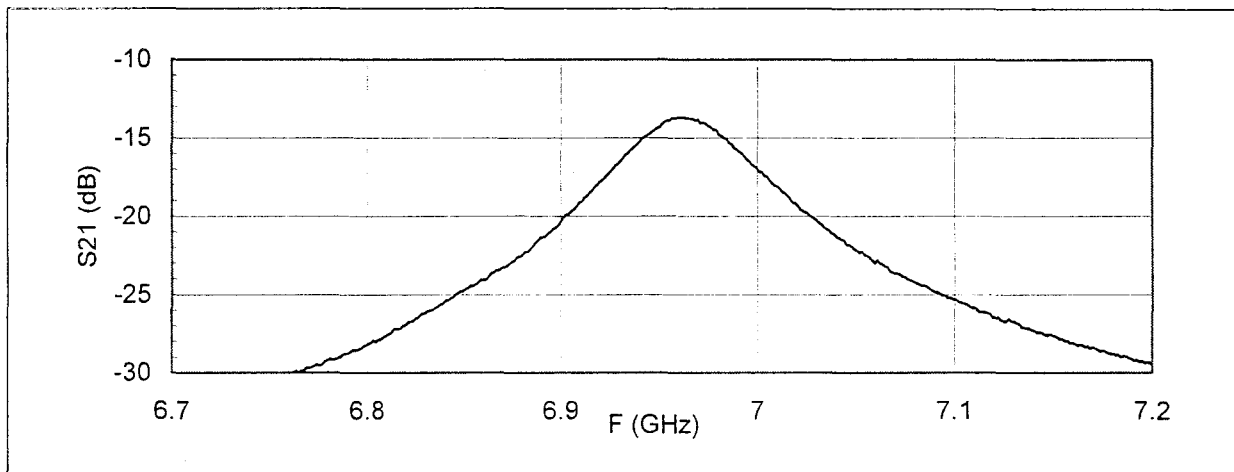


Figure III-11 : Résonateur droit en transmission

III.1.3.b. Résonateur coplanaire courbé

Afin de diminuer la fréquence de résonance de nos résonateurs, tout en gardant une structure occupant 1 cm^2 , nous avons utilisé des lignes coplanaires courbées.

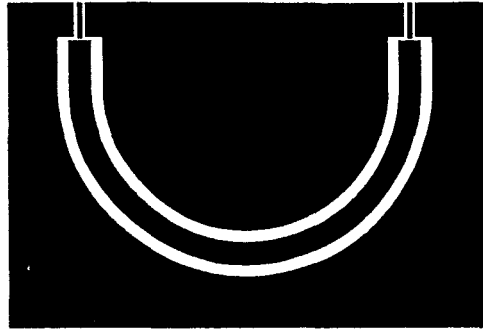


Figure III-12 : résonateur demi-cercle

Le résonateur a une longueur physique de $12840 \mu\text{m}$ en considérant le centre de la ligne. Cependant l'onde n'a pas le même parcours dans un arc coplanaire que dans une ligne droite coplanaire de même longueur. D'après nos simulations, sa longueur correspondant au parcours de l'onde est de $12580 \mu\text{m}$. Ce résonateur a une fréquence de résonance de 5.11GHz et un coefficient de qualité à vide de 95.4 . La valeur théorique obtenue à l'aide du modèle de Heinrich est de 99.2 . Contrairement au cas du résonateur droit, la valeur du coefficient de qualité simulé est légèrement plus élevée que celle mesurée. On peut supposer que cette différence est liée à des pertes dues au couplage du mode coplanaire avec le mode slot-line dans les lignes coplanaires courbées [34].

III.1.3.c. Résonateur slow-wave

Un autre solution pour réduire l'encombrement d'un résonateur est d'utiliser une ligne coplanaire slow-wave. Le résonateur slow-wave que nous présentons sur la Figure III-13 a les particularités suivantes : une longueur de $8450\mu\text{m}$, une ligne de base de largeur $100\mu\text{m}$, une distance intermasse de $1100\mu\text{m}$, des doigts de largeur $50\mu\text{m}$, une distance inter-doigts de $50\mu\text{m}$, une longueur de recouvrement des doigts de $250\mu\text{m}$.

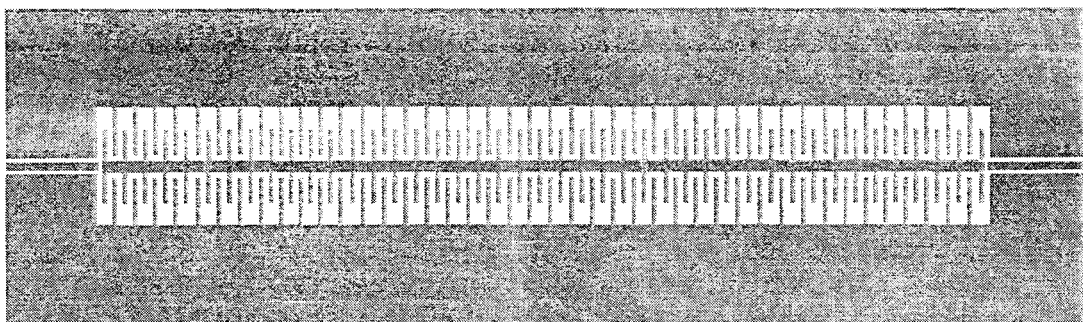


Figure III-13 : Résonateur slow-wave

La fréquence de résonance mesurée est de 3.94 GHz, ce qui correspond approximativement à la fréquence théorique de 4.05 GHz, obtenue avec le modèle SLW-H. On obtient grâce à la structure slow-wave une fréquence de résonance 1,88 fois plus faible que celle obtenue à l'aide d'un résonateur coplanaire classique de même longueur. Le coefficient de qualité Q_0 obtenu est de 32, ce qui est approximativement 2,5 fois plus faible que le coefficient de qualité attendu d'un résonateur coplanaire classique de largeur de ligne $500\mu\text{m}$ à la même fréquence.

III.1.4. Résonateurs en réflexion

Dans cette catégorie de résonateurs, il existe 2 topologies :

- des résonateurs en circuit-ouvert, de longueur $n\lambda/2$,
- des résonateurs en court-circuit, de longueur $\lambda/4 + n'\lambda/2$.

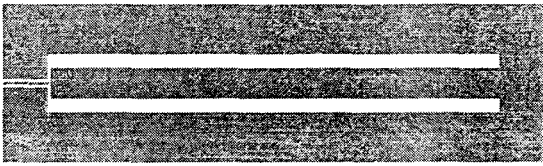


Figure III-14 : Résonateur en court-circuit

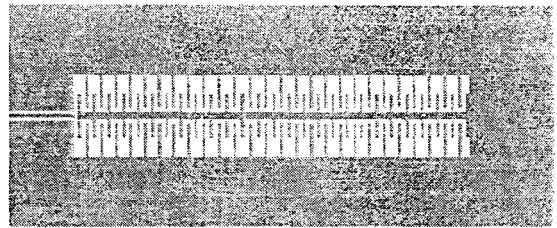


Figure III-15 : Résonateur slow-wave en court-circuit

Nous présentons sur la Figure III-16, la mesure d'un résonateur droit en court-circuit de longueur $8450\mu\text{m}$ (Figure III-14) et celle d'un résonateur slow-wave de longueur $5250\mu\text{m}$ (Figure III-15). Les caractéristiques du résonateur slow-wave sont les mêmes qu'au paragraphe précédent. La fréquence de résonance du résonateur droit est de 3.73 GHz, celle du résonateur slow-wave est de 3.15 GHz. Comme pour les résonateurs en transmission, la fréquence de résonance du résonateur slow-wave est 1,9 fois plus faible que celle d'un résonateur coplanaire classique en réflexion de même longueur. Le coefficient de qualité [65] du résonateur droit est de 37.5, celui du résonateur slow-wave est de 31.4.

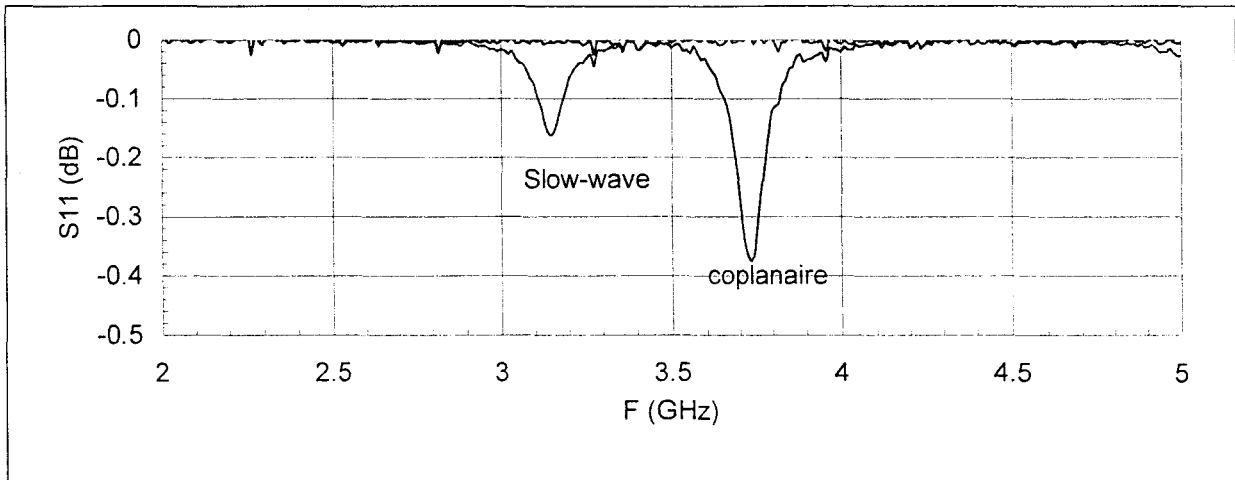


Figure III-16 : Coefficient de réflexion des résonateurs en court-circuit

III.1.5. Résonateurs en réaction / Résonateur inclus

On trouve en micro-ruban, une topologie de résonateurs assez répandue qui consiste à coupler une ligne de transmission 50Ω à un résonateur diélectrique ou en anneau. Pour illustrer le comportement en transmission d'un tel résonateur, nous présentons sur la Figure III-17, la mesure d'un résonateur en anneau supraconducteur à 40K extraite de la thèse de P. Lepercq [66].

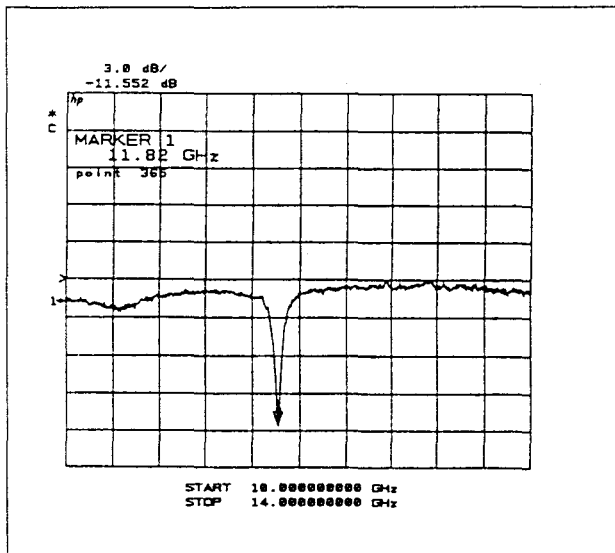


Figure III-17 : Réponse en transmission d'un résonateur en anneau supraconducteur couplé à une ligne à 40K. extrait de la thèse de P.Lepercq [66]

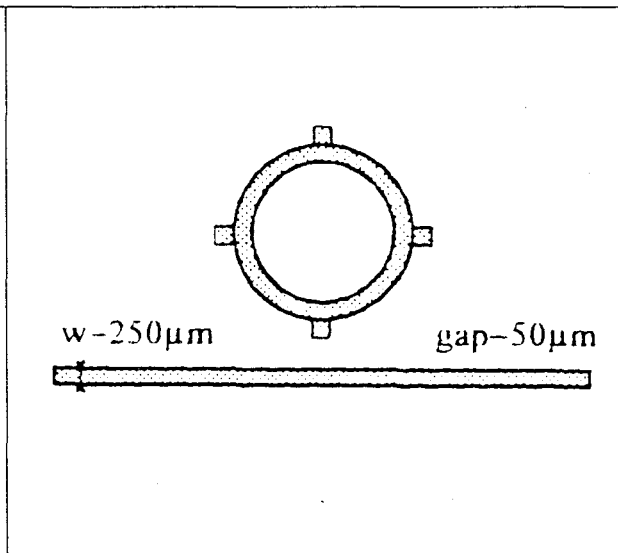
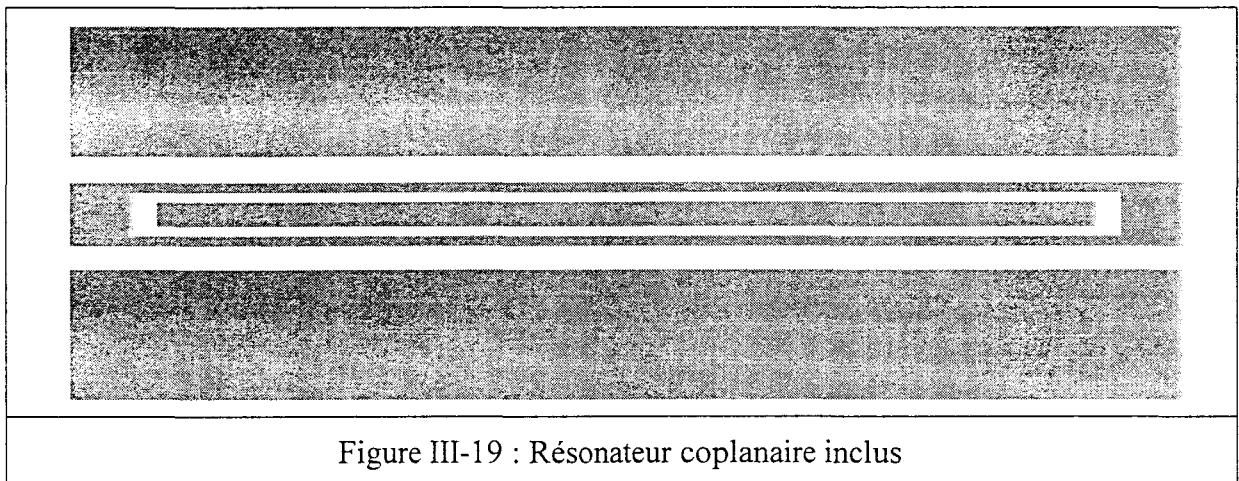


Figure III-18 : Topologie du résonateur de P.Lepercq

Nous avons cherché à réaliser un résonateur équivalent en technologie coplanaire. Tout le problème en coplanaire est de trouver un emplacement favorable pour le résonateur. On peut tenter de placer le résonateur dans la masse de la ligne coplanaire, cependant cette solution ne nous a pas semblé favorable pour les raisons suivantes :

- Si on ouvre le plan de masse pour placer le résonateur, on stoppe le mode coplanaire. On trouve néanmoins sous cette forme des exemples avec des résonateurs en anneau slot-line dans la littérature [67].
- Si on place le résonateur derrière le plan de masse, on risque d'avoir un couplage extrêmement faible.
- Si on utilise 1 seul résonateur, on risque de créer une dissymétrie qui excite le mode slot-line.

Nous proposons donc de placer le résonateur à l'intérieur de la ligne coplanaire (Figure III-19). En effet, dans une ligne coplanaire, la majorité du courant circule sur les bords de la ligne. Hors de la fréquence de résonance, la ligne se comporte donc comme une ligne coplanaire classique; à la résonance, on retrouve le comportement d'un résonateur couplé.

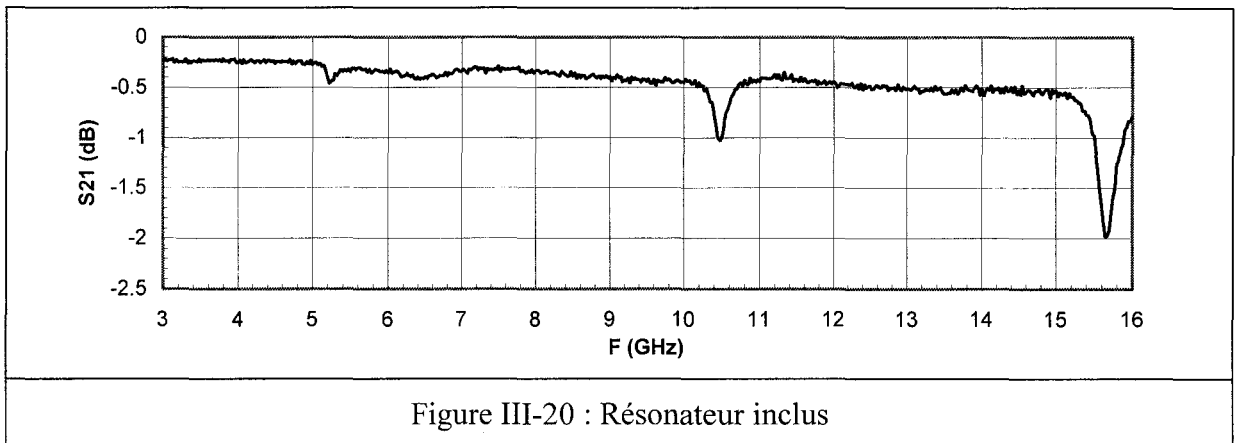


Bien qu'il existe un nombre très important de structures coplanaires basées sur le principe de la modification de la ligne coplanaire dans la littérature [62,68,69,70,71,72], à notre connaissance cette structure est originale. La singularité de cette structure réside dans le fait que les bords de la ligne ne sont pas modifiés.

La dimension du résonateur est un multiple de $\lambda/2$, on doit alors obtenir une fréquence de résonance $f_0 = \frac{C_0}{2 \cdot L_r \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}}$ avec L_r , la longueur effective du résonateur, $C_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s et

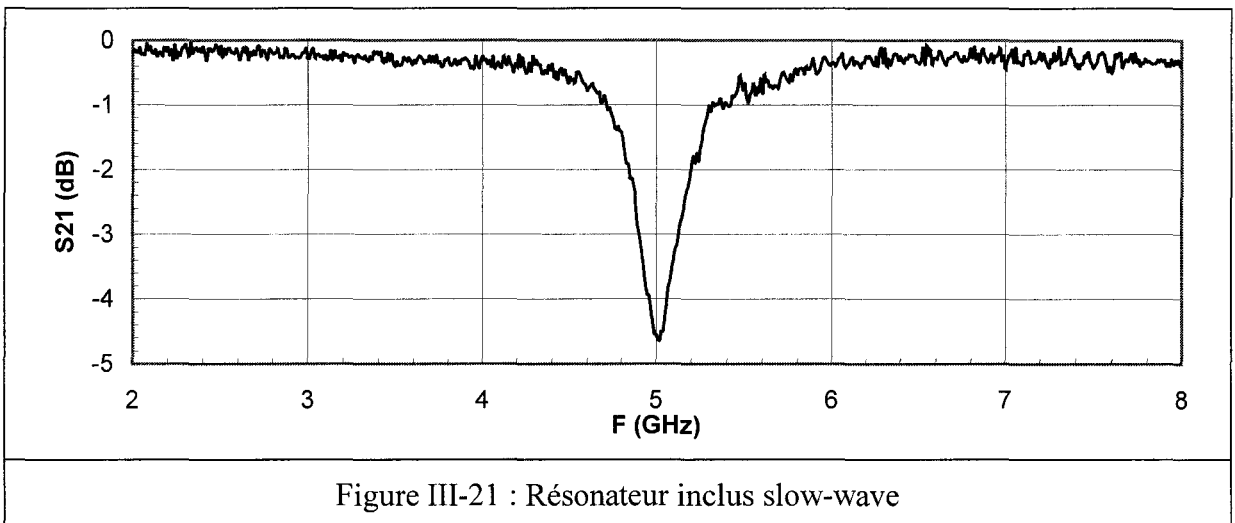
ϵ_{re} , la permittivité effective d'une ligne coplanaire de mêmes dimensions. La longueur L_r correspond à la longueur physique L de la ligne à laquelle il faut ajouter une longueur ΔL liée au couplage entre la ligne et le résonateur.

Sur la Figure III-20, nous présentons la mesure en transmission d'un résonateur inclus de longueur $12400\mu\text{m}$.



On constate que le résonateur inclus n'est que très faiblement couplé. La première harmonique est à peine visible. Cependant, le couplage étant faible, la fréquence de résonance de 5.25GHz correspond à la fréquence théorique avec $\Delta L=0$.

Sur la Figure III-21, nous présentons la mesure d'un résonateur inclus slow-wave de $7590\mu\text{m}$.

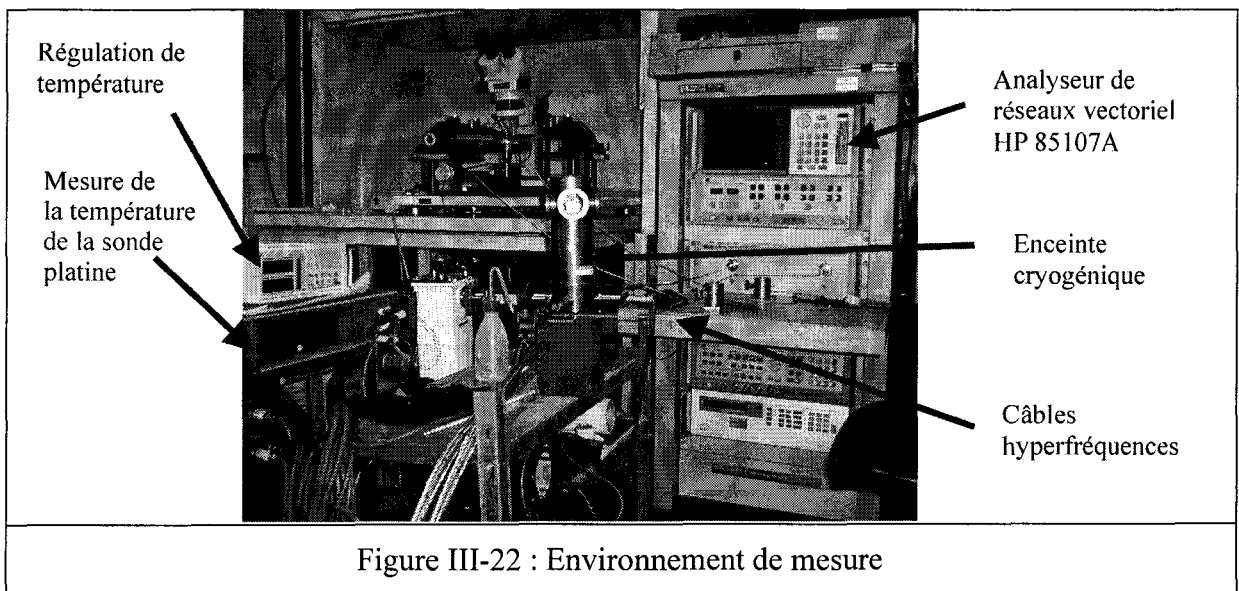


Pour le résonateur slow-wave inclus, la fréquence de résonance théorique est de 5.25 GHz pour $\Delta L=0$. La différence entre la fréquence mesurée et la théorie est probablement liée au couplage.

III.2. Etude des résonateurs supraconducteurs

III.2.1. Dispositif et conditions de mesure

Pour effectuer la mesure des résonateurs coplanaires supraconducteurs, nous avons utilisé un cryogénérateur, (Figure III-22). La cellule de mesure, fixée sur la tête froide, est reliée par l'intermédiaire de câbles cryogéniques ISOCORE à un analyseur de réseaux vectoriel HP 85107A (Figure III-23). Nous contrôlons la température de la cellule, à l'aide d'une sonde platine. Pour pouvoir effectuer nos mesures, nous utilisons un calibrage « réponse en fréquence » qui nous permet d'accéder aux mesures des paramètres S en transmission dans le plan des connecteurs SMA 2.9. Les mesures que nous présentons dans cette section correspondent donc à l'ensemble {cellule + résonateur}. Ce calibrage a été effectué en basse température à 77K et 30K. L'analyseur de réseaux a une limite de 801 points de fréquence. Pour obtenir une précision satisfaisante sur la mesure des coefficients de qualité et permettre la mesure de tous nos résonateurs, nous avons effectué une cinquantaine de calibrages répartis entre 5GHz et 9GHz, ainsi qu'un calibrage large bande jusqu'à 40 GHz.



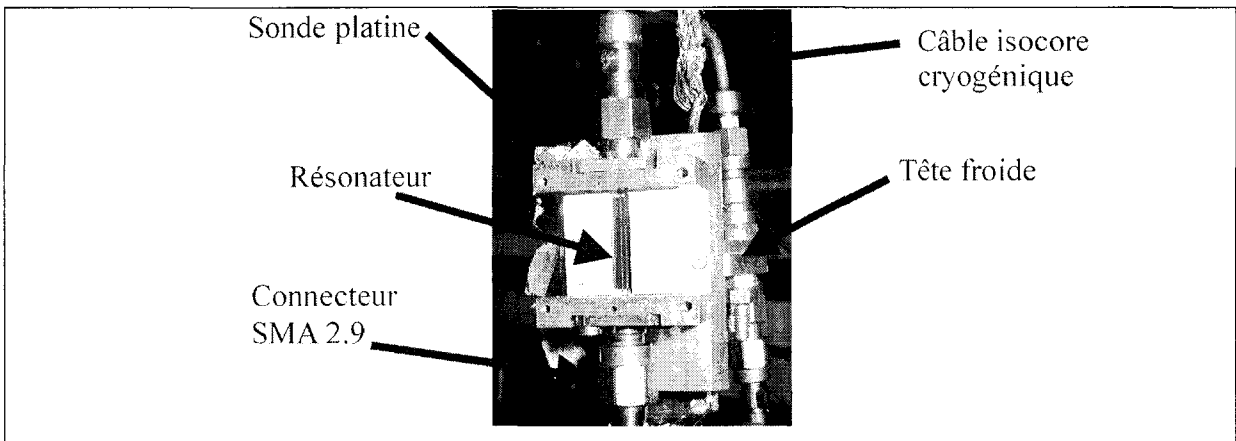


Figure III-23 : Disposition de la cellule de mesure sur la tête froide.

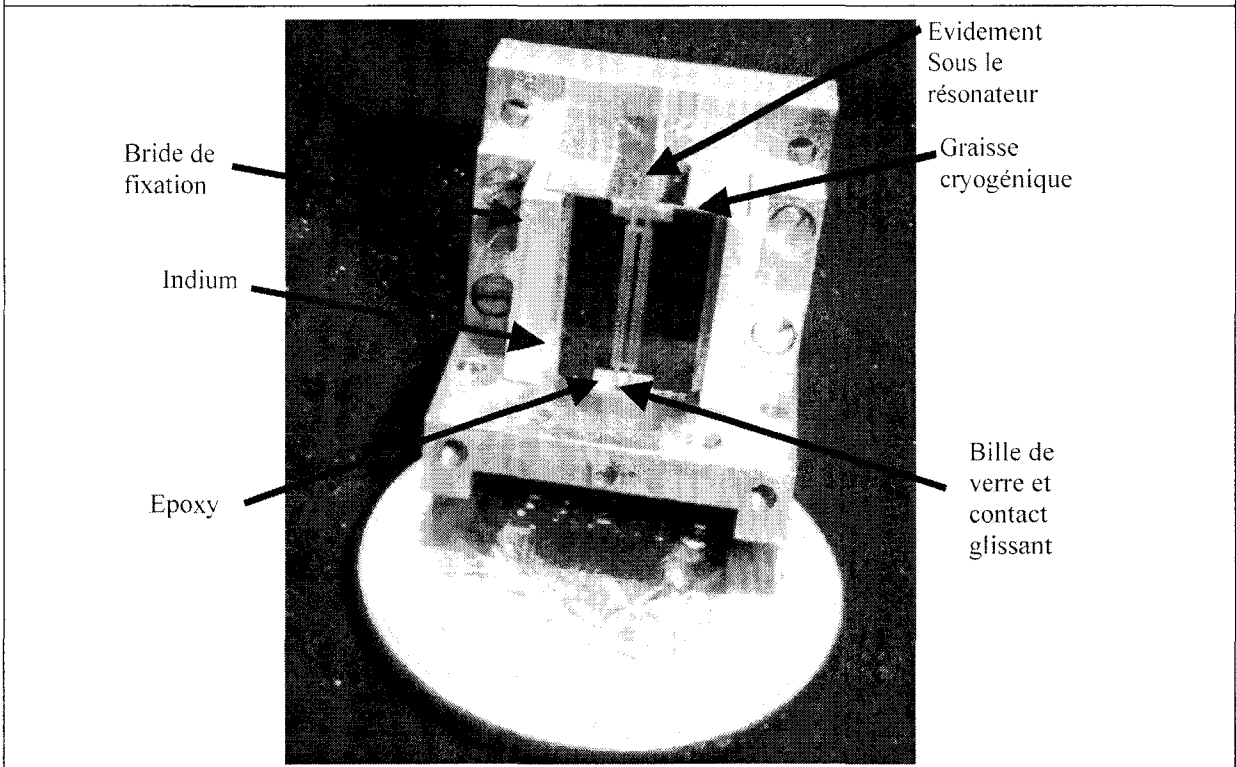


Figure III-24 : Détail de la cellule de mesure (résonateur slow-wave supraconducteur).

Afin d'éviter un éventuel couplage avec le mode micro-ruban, la cellule de mesure est creusée sous le résonateur (Figure III-24). Le film est maintenu dans la cellule par deux brides. Le contact thermique du film est assuré par une couche de graisse cryogénique entre le film et la cellule et par une feuille d'indium placée entre les brides et le film. La feuille d'indium permet également, grâce à sa malléabilité, d'éviter de casser le film lors du serrage des brides. Le contact hyperfréquence entre le connecteur et le résonateur est assuré par de la colle époxy :

- au niveau de contact glissant entre le conducteur central et la ligne,

- entre les masses coplanaires et la cellule.

Des essais avec de la laque d'argent ont été moins concluants au niveau électrique et mécanique. A noter que la colle époxy nécessite une polymérisation à 120° pendant 40 minutes ce qui peut éventuellement dégrader les propriétés supraconductrices du film.

III.2.2. Caractéristiques des films et étapes technologiques

• Caractéristiques

Le film que nous avons utilisé dans cette section est en supraconducteur $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ (notés YBaCuO). Le film provient de l'entreprise allemande THEVA GmbH. Il a été déposé par co-évaporation sur un substrat MgO de diamètre 2 pouces (~5 cm) et d'épaisseur 250 μm . Les spécifications fournies par THEVA sont les suivantes: épaisseur 7000 Å , $T_c > 87\text{ K}$, $R_s < 0.5\text{ m}\Omega$ à 77K et 10 GHz. Une cartographie du film a également été fournie et indique une bonne uniformité. Avant tout autre procédé technologique, nous l'avons découpé pour obtenir 4 films de 1x1cm² et 5 de 1,5x1,5cm². L'un des films de 1,5x1,5cm² a été caractérisé par Mohamed Achani [73] à l'aide d'une cavité conique en cuivre résonant à 36 GHz.

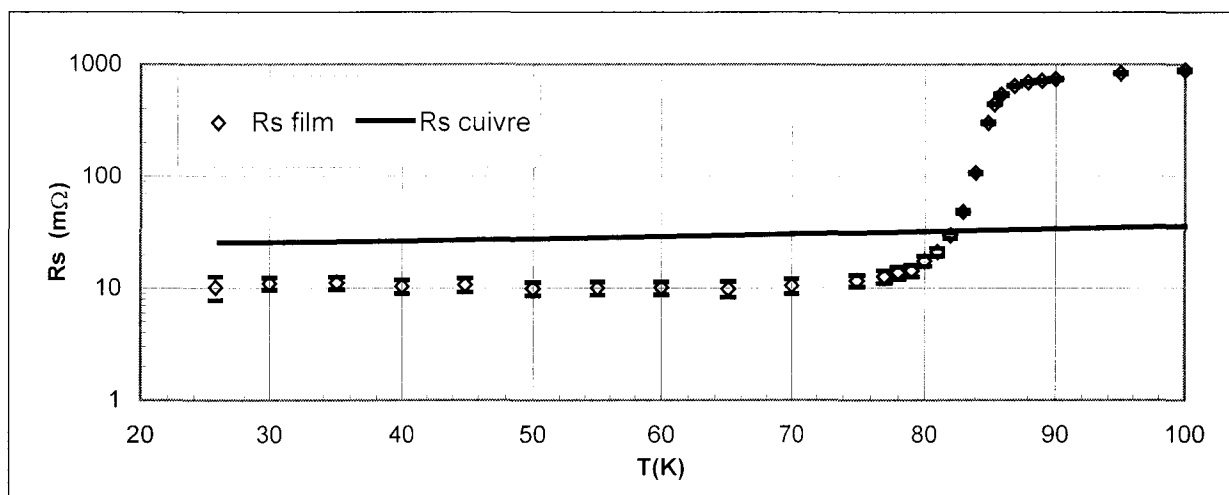


Figure III-25 : Résistance de surface du film en fonction de la température à 36GHz

Sur la Figure III-25, nous présentons l'évolution de la résistance de surface, à 36 GHz, en fonction de la température de ce film. On constate que ce film est de bonne qualité supraconductrice. En effet, le début de la transition est à 87K, et dès 82K, la résistance de surface du film R_s devient inférieure à celle du cuivre. Cette résistance atteint la valeur de 12,5 m Ω à 77K ce qui correspond à une valeur de 0.96 m Ω à 10GHz et 77K en admettant que

$R_{s\Omega}$ évolue en f^2 . Cependant, on notera également qu'en dessous de 77K, la résistance de surface n'évolue quasiment plus, ce qui indique une forte résistance résiduelle.

- **Étapes technologiques :**

Afin de réaliser des résonateurs, nous avons utilisé une lithographie optique conventionnelle et la résine AZ 5214. La gravure a été réalisée à l'aide d'une solution d'acide orthophosphorique. Enfin, nous avons déposé 2000Å d'or par procédé « lift-off » pour effectuer les contacts métalliques nécessaires pour les mesures électriques.

III.2.3. Résonateur droit

III.2.3.a. Résultats de mesures

Le résonateur droit que nous avons réalisé a les caractéristiques suivantes : une largeur de ligne de 500 μ m, une distance ligne-masse de 200 μ m et une longueur de 12600 μ m. Il est couplé aux accès⁴ par des gap de 700 μ m.

Nous avons effectué les mesures du résonateur droit avec une cellule ouverte et avec une cellule munie d'un capot métallique. Nous présentons sur la Figure III-26 les mesures en transmission du résonateur droit en boîtier fermé en fonction de la fréquence et de la température. Sur la Figure III-27, nous présentons un agrandissement autour de la fréquence de résonance de la mesure en transmission à 31K.

⁴ Les mesures étant réalisées en cellule, nous avons utilisé des accès de mêmes dimensions que celle du résonateur.

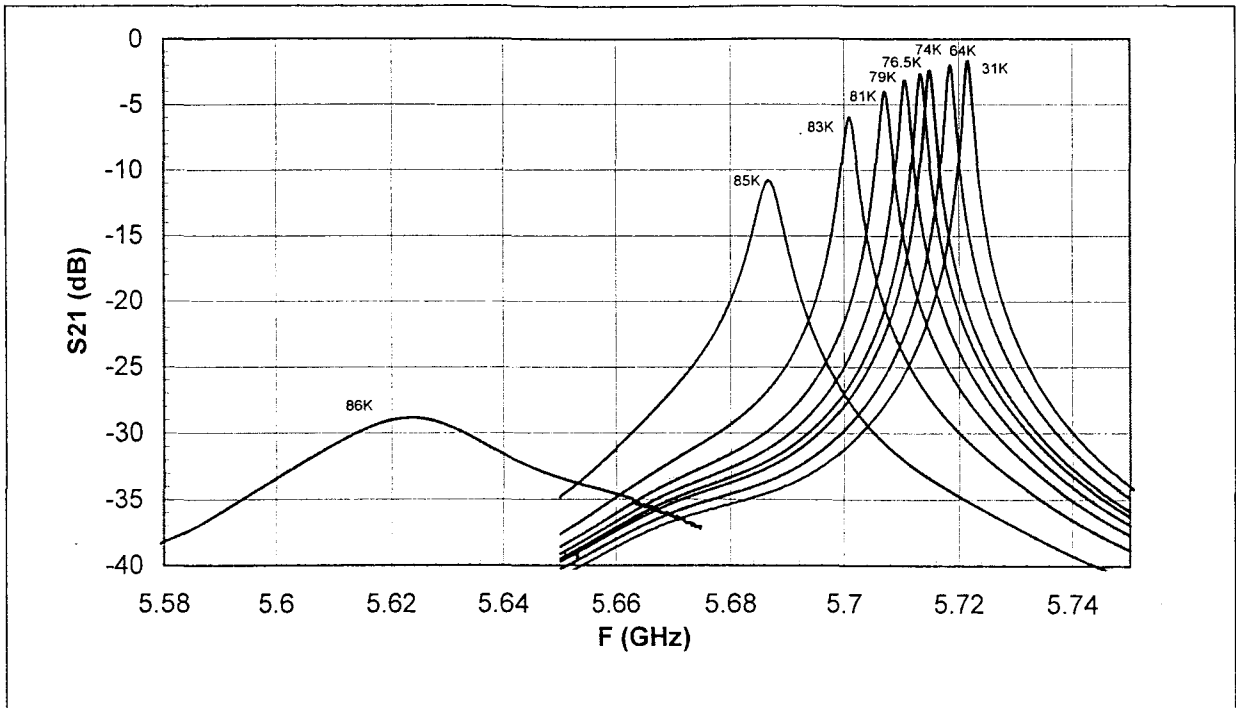


Figure III-26 : Evolution de la transmission (S_{21}) en fonction de la fréquence du résonateur en boîtier fermé

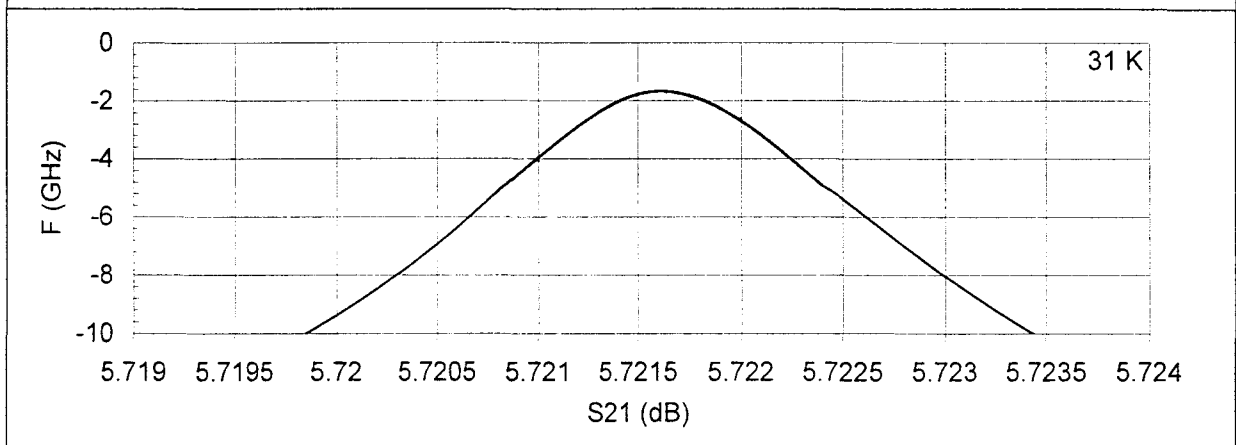


Figure III-27 : Détail de la transmission du résonateur en boîtier fermé à 31K

On constate que l'évolution en température a lieu principalement entre 74K et 86K.

Sur la Figure III-28 , nous présentons l'évolution du maximum du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la température, dans le cas d'un boîtier ouvert et celui d'un boîtier fermé.

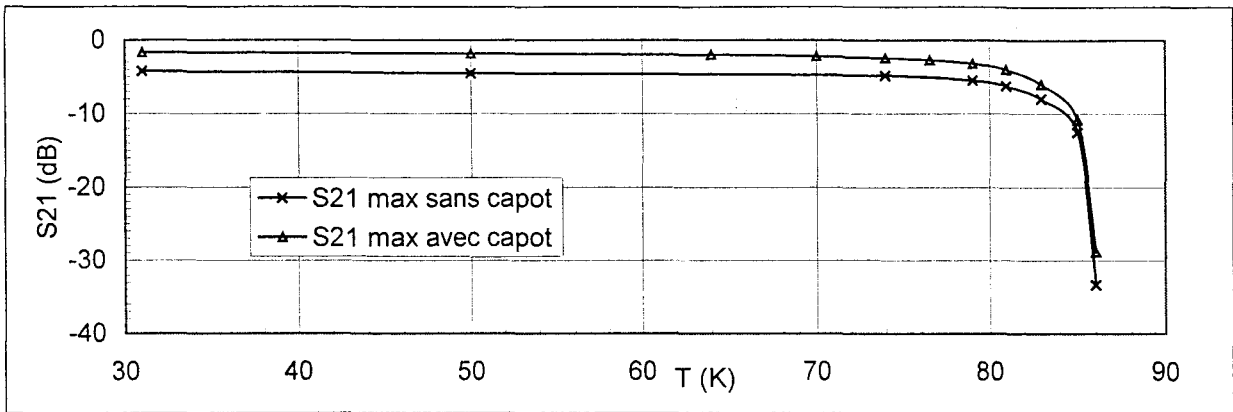


Figure III-28 : Evolution du maximum de la transmission en fonction de la température dans un boîtier fermé ou ouvert

L'état supraconducteur apparaît sur nos mesures à partir de 86K. La transmission varie ensuite fortement d'environ 30dB sur quelques degrés, caractéristique de la transition supraconductrice. On constate également qu'en dessous de 80K, la valeur du maximum de transmission est quasiment constant, caractéristique de l'état supraconducteur. L'ensemble des mesures correspond à celles réalisées en cavité à 36GHz (voir Figure III-25).

On notera également que la présence d'un capot permet d'augmenter de manière significative la valeur limite atteinte. Cela montre une contribution non négligeable des pertes par rayonnement dans nos résonateurs.

Sur la Figure III-29, nous présentons l'évolution du coefficient de qualité à vide de notre résonateur dans le cas d'un boîtier fermé et dans le cas d'un boîtier ouvert.

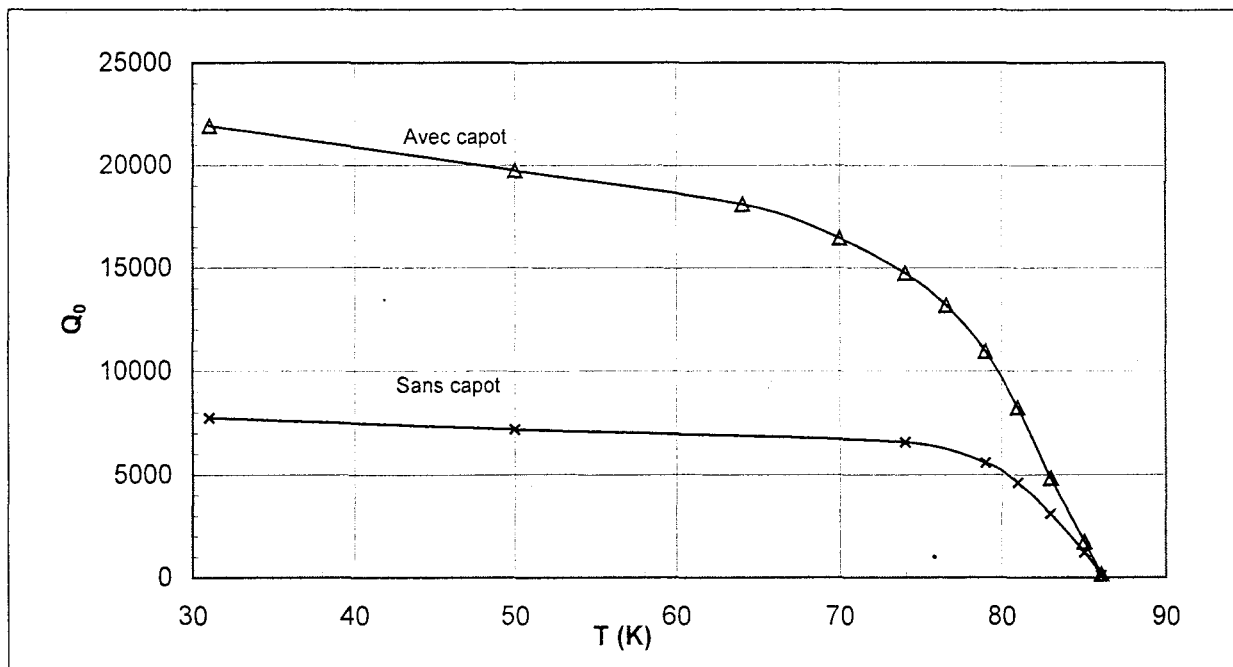
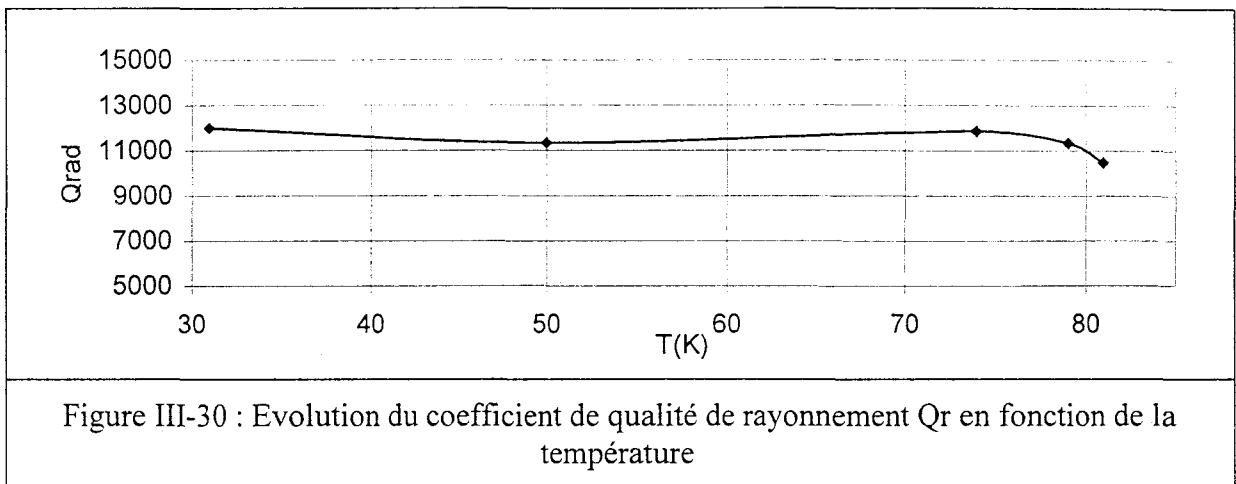


Figure III-29 : Evolution du coefficient de qualité à vide en fonction de la température

On constate que le coefficient de qualité est augmenté de manière drastique en présence d'un capot. Cette différence est due aux pertes par rayonnement. Ce résultat a été vérifié sur HFSS qui indique une forte variation du coefficient de qualité dans le cas d'un boîtier fermé ou ouvert. Cependant ce résultat peut également être vérifié de la manière suivante : on peut calculer le coefficient de qualité de rayonnement Q_r à partir de l'expression $1/Q_r = 1/Q_0^o - 1/Q_0^f$ avec Q_0^o le coefficient de qualité à vide en boîtier ouvert et Q_0^f le coefficient de qualité à vide en boîtier fermé. Sur la Figure III-30, nous présentons l'évolution, du coefficient Q_r en fonction de la température. Nous nous sommes limités aux valeurs de température inférieures à 81K. Au delà de cette valeur, nous sommes dans la transition supraconductrice et une légère erreur sur la température (1K) engendre des erreurs très importantes sur la valeur de Q_r .



On constate que la valeur de ce coefficient de qualité de rayonnement est approximativement constante. On peut donc estimer que $Q_r \sim 11500$. Cette valeur correspond aux ordres de grandeurs que l'on trouve dans la littérature [81].

III.2.3.b. Exploitation

- Réserves préliminaires

Avant d'exploiter nos résultats de mesures, nous émettrons un certain nombre de réserves liées à cette exploitation.

1. Les mesures sont effectuées sur des films qui ont subi plusieurs étapes technologiques.

On peut donc s'attendre à des caractéristiques légèrement dégradées par rapport à des

mesures obtenues à l'aide de techniques de caractérisation non-destructives comme la mesure en cavité.

2. G.Benz [74,75] a étudié l'influence de la géométrie des bords de lignes coplanaires sur le coefficient de qualité de résonateurs. Cette étude a été réalisée à l'aide de résonateurs en Niobium. Grâce à 2 procédés de gravure réactive ionique différents, il obtient dans un cas des bords droits, dans l'autre, des bords inclinés de 45° . Cette simple variation de géométrie des bords de lignes conduit à une dégradation significative de 3,5% du coefficient de qualité des résonateurs. Ce résultat s'explique par le fait qu'une grande partie du courant dans une ligne circule sur ses bords.

Cette étude portait sur des résonateurs en Niobium, mais on peut s'attendre avec nos résonateurs coplanaires YBaCuO à une dégradation des propriétés supraconductrices suite à la gravure chimique. En effet, dans une étude menée sur des résonateurs microstrips YBaCuO. J. Choi [76] montre, en dégradant les bords d'un résonateur microstrip à l'aide d'une solution de gravure humide, une variation du coefficient de qualité pouvant atteindre 43% pour une variation du rapport d'aspect⁵ de 0% à 4.6%.

Cette influence de la géométrie et des qualités supraconductrices des bords sur le coefficient de qualité induit forcément des variations sur les grandeurs caractéristiques comme la profondeur de London et la résistance de surface du film. A notre connaissance, aucune méthode d'extraction des caractéristiques supraconductrices des films ne tient compte de cet effet de bords. Par contre, on peut noter que certains spécialistes comme A. Porch ont fait évoluer leurs procédés technologiques et utilisent maintenant la technique de gravure combinée. Dans cette technique, les lignes sont dans un premier temps définies à l'aide d'une gravure ionique, ce qui permet d'obtenir des bords droits. Dans un second temps, les bords sont reculés à l'aide d'une gravure humide afin de retirer la partie du bord dégradé par l'exposition à la gravure ionique. Cette technique permet en principe d'obtenir des bords droits et d'excellente qualité supraconductrice.

3. A.Porch [77] a développé une approche qui permet de déterminer la profondeur de London sans modèle théorique de supraconductivité. Cependant, elle a l'inconvénient de

⁵ Le rapport d'aspect est défini comme étant la différence entre la partie la plus large de la ligne et la partie la moins large de la ligne, le tout étant normalisé par rapport à la partie la plus large. Ce rapport permet donc de définir l'inclinaison des bords : le cas des bords droits correspond au rapport d'aspect de 0%.

nécessiter 2 résonateurs de dimensions différentes dont on suppose les propriétés supraconductrices identiques.

Nous avons donc exploité nos résultats à l'aide de la technique de W.Rauch [78] qui est basée sur des expressions dérivées de modèles quasi-statiques. Cependant, nous ne connaissons pas le domaine de validité aux niveaux des dimensions des lignes de ce modèle. Cela peut être une source d'erreur pour nos lignes qui sont particulièrement larges par rapport à l'épaisseur du substrat. De plus, il utilise le point de température la plus basse comme point de référence $T=0K$. Dans notre cas, cette température est relativement élevée (31K).

Ainsi, les grandeurs extraites de nos mesures, dans l'état actuel de notre travail et suite aux réserves évoquées précédemment, n'ont qu'une valeur indicative et ne doivent pas être considérées comme des valeurs absolues, l'objectif principal étant d'obtenir de forts coefficients de qualité et non pas de caractériser le film.

- **Exploitation**

Cette exploitation est basée sur les mesures du résonateur en boîtier fermé ce qui permet de nous affranchir des pertes dues au rayonnement. Les pertes diélectriques sont négligées dans un premier temps. On obtient alors, une profondeur de pénétration de London λ_0 de 5100Å à 0K et une température critique T_c de 86.6K. Cette profondeur de pénétration peut sembler élevée. Cependant, M.Achani [73] a obtenu sur le film non gravé, à l'aide de la mesure en cavité, une valeur comprise entre 2000 et 4800Å suivant le modèle adopté. On peut donc considérer que l'ordre de grandeur obtenu sur le film ayant subi diverses opérations technologiques semble raisonnable.

Sur la Figure III-31, nous présentons l'évolution de la résistance de surface obtenue à 5,7 GHz par l'exploitation des mesures de résonateurs, ainsi que l'évolution de la résistance de surface obtenue par la mesure en cavité ramenée à 5.7 GHz .

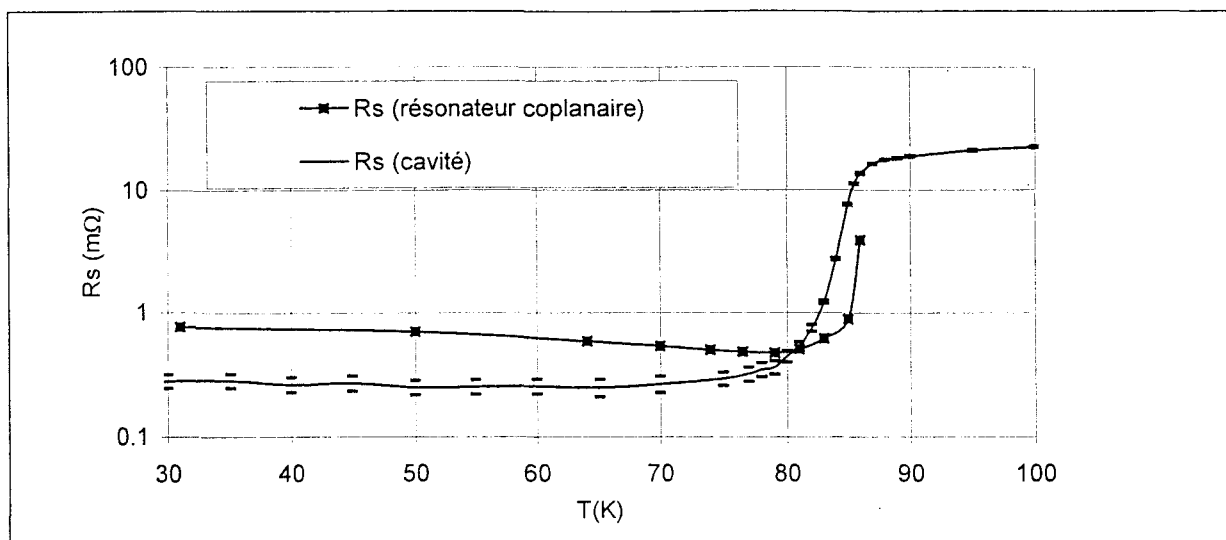


Figure III-31 : Evolution comparée de la résistance de surface

Les hypothèses nécessaires à la détermination de la résistance de surface à partir des mesures de résonateurs coplanaires ne sont pas valides dans la transition supraconductrice, nous ne tiendrons donc pas compte des valeurs obtenues dans la transition par la suite.

On peut constater que l'ordre de grandeur obtenu par la mesure des résonateurs coplanaires est comparable à celui obtenu avec la mesure en cavité. On notera également que la valeur de la résistance de surface obtenue à l'aide des résonateurs est supérieure à la valeur déterminée en cavité, ainsi que l'augmentation de la valeur de la résistance lorsque la température diminue ce qui n'est pas très réaliste. Ce résultat est lié d'une part au modèle de profondeur de pénétration utilisé par W. Rauch et d'autre part, au fait que nous avons négligé les pertes diélectriques.

- **Influence des pertes diélectriques sur l'extraction de Rs.**

Pour tenir compte des pertes diélectriques, la difficulté majeure est que ces pertes peuvent varier considérablement suivant l'exposition du substrat à l'eau. Dans le cas, de résonateurs de petites dimensions, le coefficient de qualité à vide est « faible » et il est principalement lié aux pertes dues au supraconducteurs. Par contre, dans notre cas, il faut tenir compte des pertes diélectriques. En l'absence de mesure des pertes diélectriques, nous fixons la valeur de la tangente de pertes diélectriques à $0.65 \cdot 10^{-4}$. Cette valeur est réaliste mais ne repose que sur un choix de notre part pour correspondre aux mesures en cavité. Dans ces conditions, en utilisant la méthode de W. Rauch et le modèle de Gorter et Casimir de la profondeur de pénétration de London $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{1 - (T/T_c)^4}$, on obtient la courbe de la Figure III-32. La valeur de la profondeur de pénétration à 0K obtenue avec ce modèle est légèrement

plus importante que celle obtenue avec le modèle phénoménologique de W.Rauch : elle vaut 7870\AA . La température critique est équivalente et vaut 86.6K .

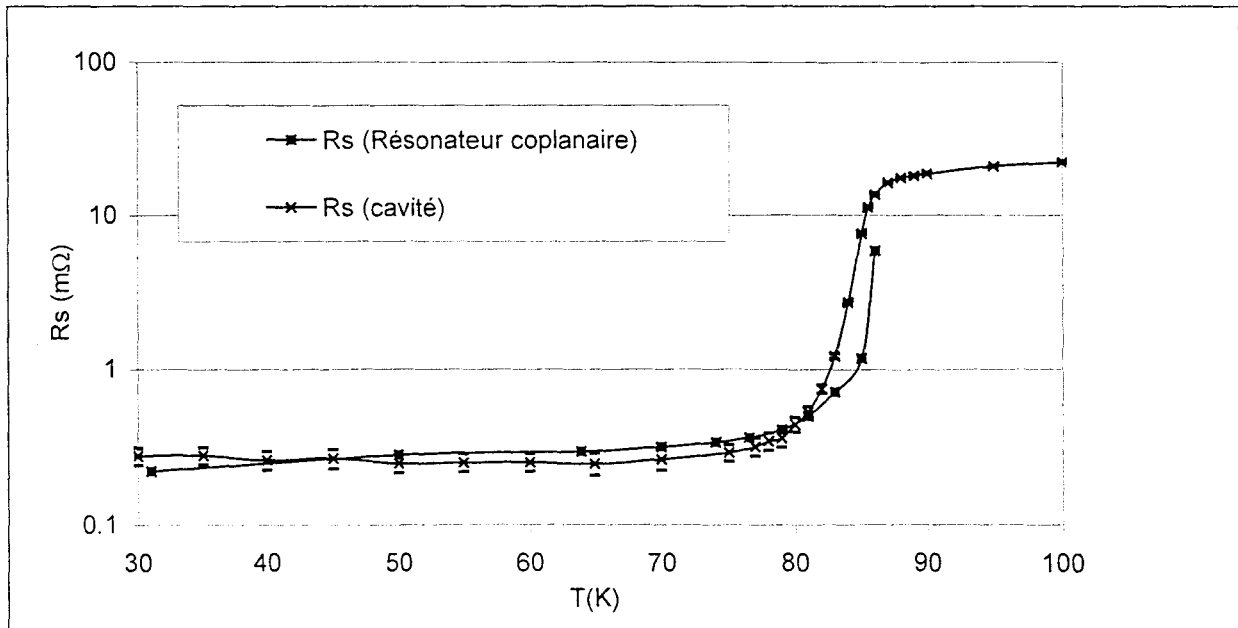


Figure III-32 : Evolution de la résistance de surface en tenant compte des pertes diélectriques

On constate que le fait de prendre en compte les pertes diélectriques permet d'obtenir une résistance de surface comparable à celle mesurée en cavité. Dans le cas du MgO , dont les pertes diélectriques peuvent varier considérablement lors des étapes technologiques et en l'absence de techniques permettant de déterminer précisément ces pertes, il est souhaitable d'utiliser des structures de caractérisation dont les pertes métalliques soient maximisées, c'est à dire de faible largeur de ligne.

III.2.3.c. Etat de l'art

Afin de comparer nos résonateurs à ceux de la littérature, nous présentons notre étude sous la forme d'un tableau et d'une figure. Dans le tableau, nous donnons l'ensemble des caractéristiques des résonateurs présentés. Sur la figure, nous avons replacé les éléments essentiels à savoir:

- Le type de substrat : MgO , LaAlO_3 ou inconnu correspondant respectivement à un carré, triangle ou croix.
- Une légende sous la forme « x, 77K, 5.2 » est placée à proximité de chaque point. La lettre « x » renvoie à un élément du tableau, « 77K » correspond à la température de mesure, « 5.2 » indique la fréquence de résonance du résonateur en GHz.

Année	N°	Réf	T (K)	F (GHz)	Q0	Substrat	W (µm)	L (µm)	Particularités
1989	m	[80]	77K	6.5	3850	LaAlO ₃	74	6500	
1989	p	[81]	4.2K	9	3300	MgO	100	7000	
1990	o	[82]	77K	6.5	2000	inconnu	-	-	
1990	o	[82]	77K	5.2	3000	inconnu	-	-	
1991	n	[83]	28K	3.9	12500	MgO	100	-	EuBaCuO
1991	n	[83]	77K	3.9	3000	MgO	100	-	
1992	b	[84]	77K	14.567	400	MgO	400	4900	
1992	j	[85]	77K	8.852	1250	LaAlO ₃	50	4500	
1993	e	[86]	77K	2.36	6000	MgO	200	27000	
1993	f	[87]	77K	6.2	1200	LaAlO ₃	80	6500	
1993	i	[88]	77K	9.6	1300	MgO	-	-	circuit
1993	r	[89]	77K	4.8	9000	LaAlO ₃	200	8540	
1993	r	[89]	10K	4.8	16000	LaAlO ₃	200	8540	
1994	l	[90]	77K	6.5	1500	LaAlO ₃	80	6500	
1995	g	[91]	80K	5.2	800	LaAlO ₃	25	7400	
1995	k	[78]	77K	7.95	6500	MgO	200	8000	
1995	k	[78]	12K	7.95	45000	MgO	200	8000	
1997	c	[92]	70K	9.9	100	MgO	1000	30000	Dépôt sol-gel
1997	c	[92]	70K	9.9	60	MgO	1000	15000	sol-gel
1997	d	[93]	70K	2	90	MgO	1000	30000	sol-gel
1997	h	[94]	50K	9.3	1093	LaAlO ₃	53	-	
1999	a	[95]	30K	3.5	3000	LaAlO ₃	21	9850	
1999	a	[95]	30K	3.5	10500	LaAlO ₃	21	9850	
1999	a	[95]	30K	3.5	15000	LaAlO ₃	21	9850	
2000	q	Notre travail	77K	5.6	12800	MgO	500	12600	
2000	q		31K	5.6	22000	MgO	500	22000	

Tableau III-1: Caractéristiques des résonateurs

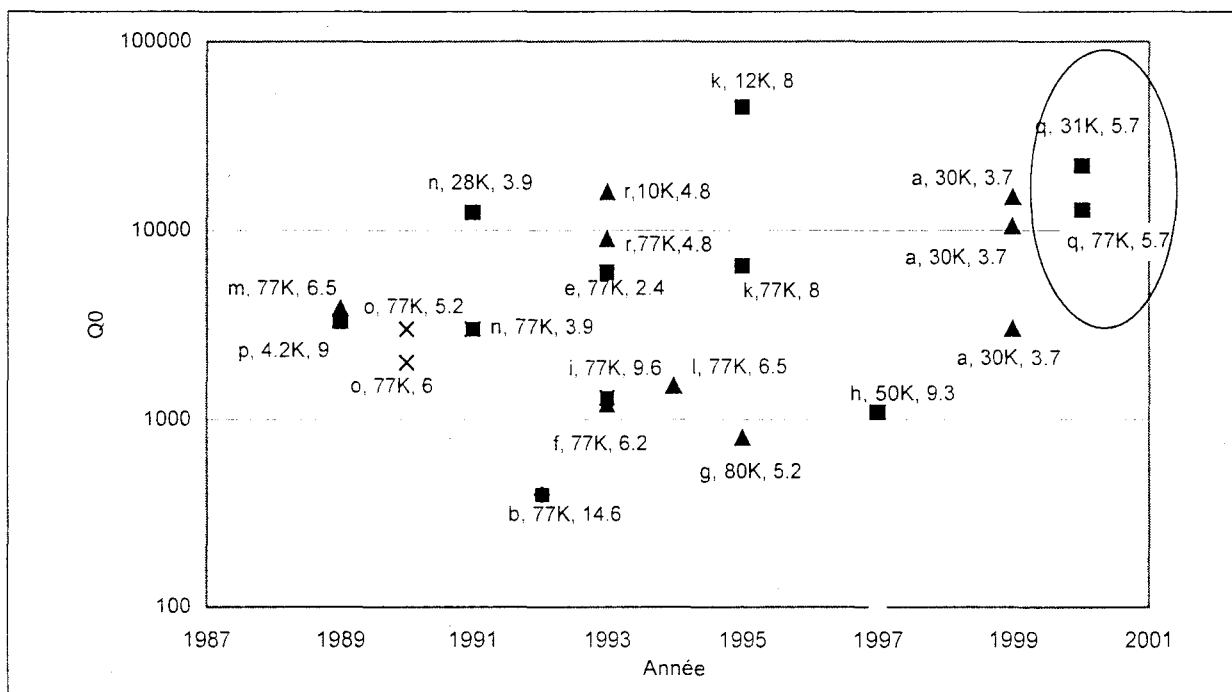


Figure III-33 : Coefficients de qualité des résonateurs de la littérature

Afin d'exploiter ces divers résultats, nous noterons que la loi de dépendance en fréquence du coefficient de qualité d'un résonateur est théoriquement proportionnelle à $1/f$. Cependant, d'après différents auteurs [86,95], cette dépendance peut être plus faible en pratique. Nous tiendrons tout de même compte, en l'absence d'informations plus précises, de la loi théorique en $1/f$.

A partir de l'ensemble des résultats présentés, on peut extraire un certain nombre d'informations :

- Notre résonateur présente, à notre connaissance, le coefficient de qualité le plus élevé à 77K jamais rapporté.
- Si on considère les résultats bruts entre 2.4 GHz et 14.6 GHz obtenus à 77K sur des substrats mono-cristallin, on observe sur la Figure III-34, une évolution quasi-linéaire du coefficient de qualité par rapport à la largeur de ligne W . Ce comportement est analogue à ce que nous avons obtenu sur les résonateurs en or.

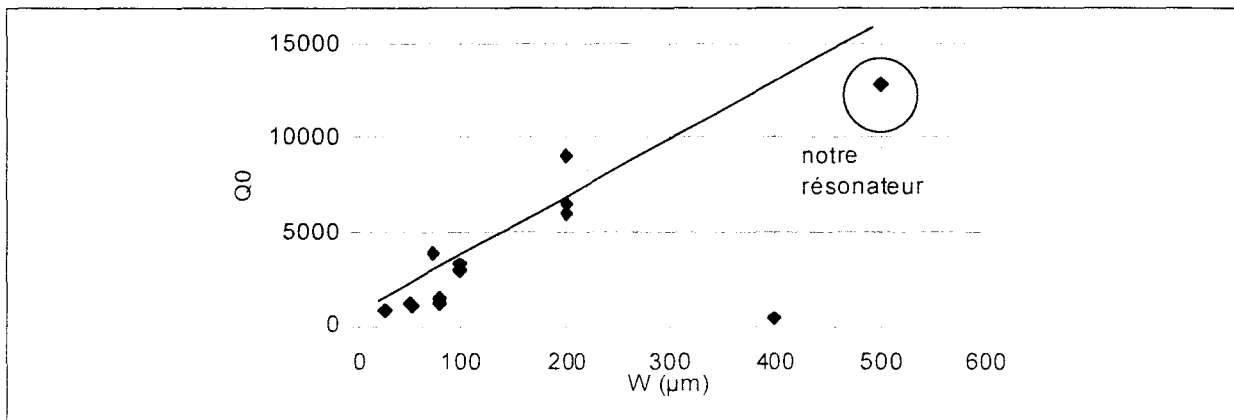


Figure III-34 : Evolution du coefficient de qualité en fonction de la largeur de la ligne d'après les résultats de la littérature à 77K

En basse température, la loi de dépendance semble plus délicate à exprimer car la résistance résiduelle des films intervient fortement. Dans notre cas, la mesure en cavité indiquait une forte variation de la résistance dans la transition - ce qui nous permet d'avoir un excellent coefficient de qualité à 77K - mais en deçà de 75K, la résistance n'évolue quasiment plus, ce qui limite le coefficient de qualité.

III.2.4. Résonateur slow-wave

Afin de réaliser un résonateur fonctionnant à 5 GHz sur un film de $1 \times 1 \text{ cm}^2$, nous avons utilisé un résonateur coplanaire slow-wave. Sur la Figure III-35, nous présentons un

schéma du résonateur réalisé. Les dimensions du résonateur sont indiquées sur la Figure III-36. On peut voir une photographie du résonateur réalisé sur la Figure III-24.

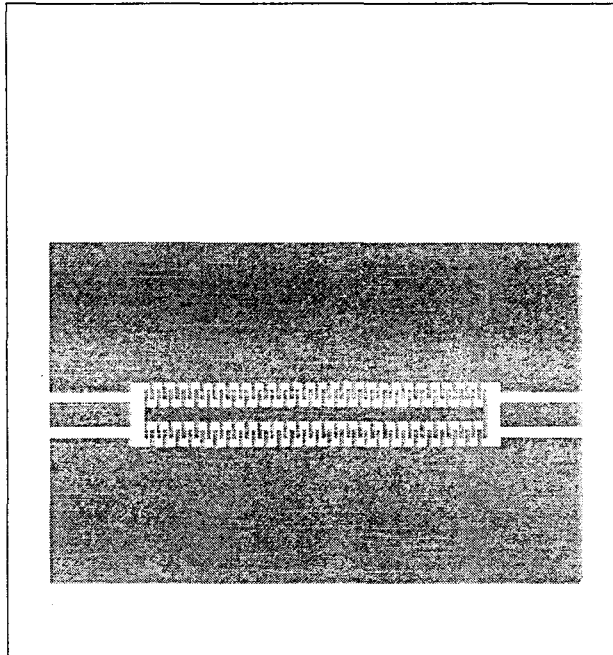


Figure III-35 : Schéma du résonateur slow-wave

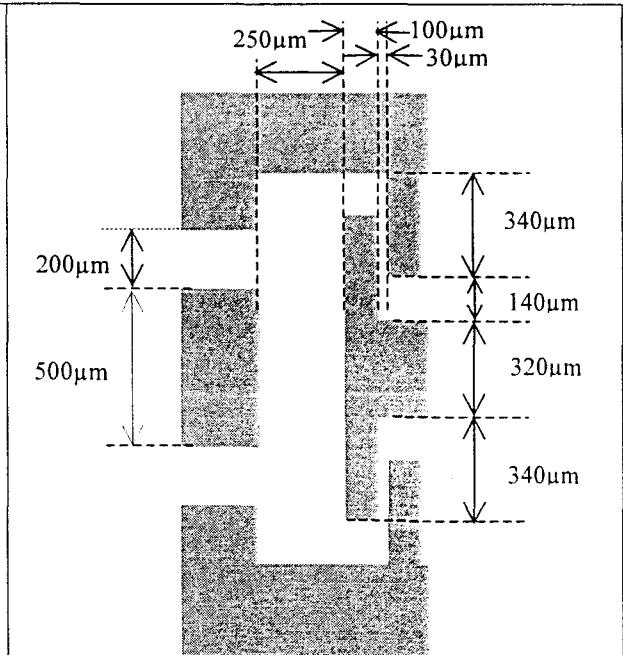


Figure III-36 : Dimensions

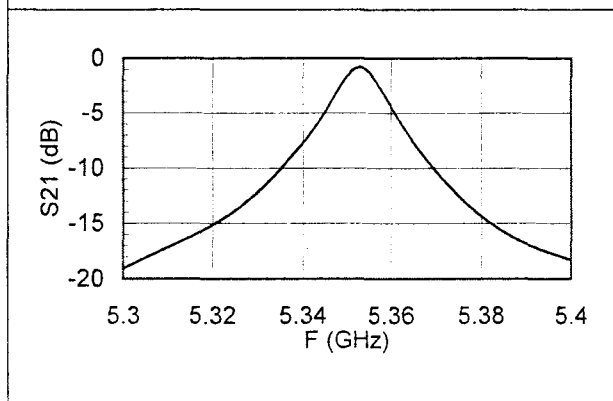


Figure III-37 : Transmission à 34K

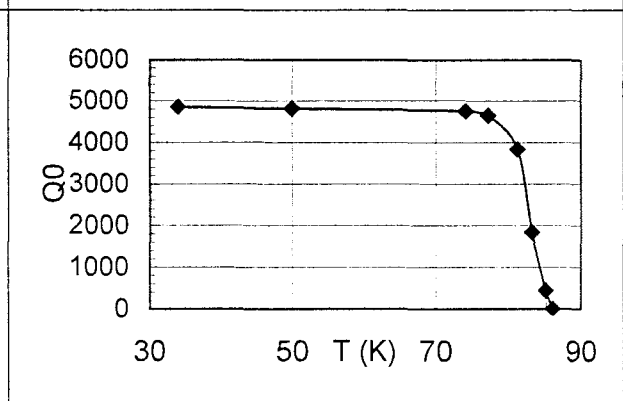


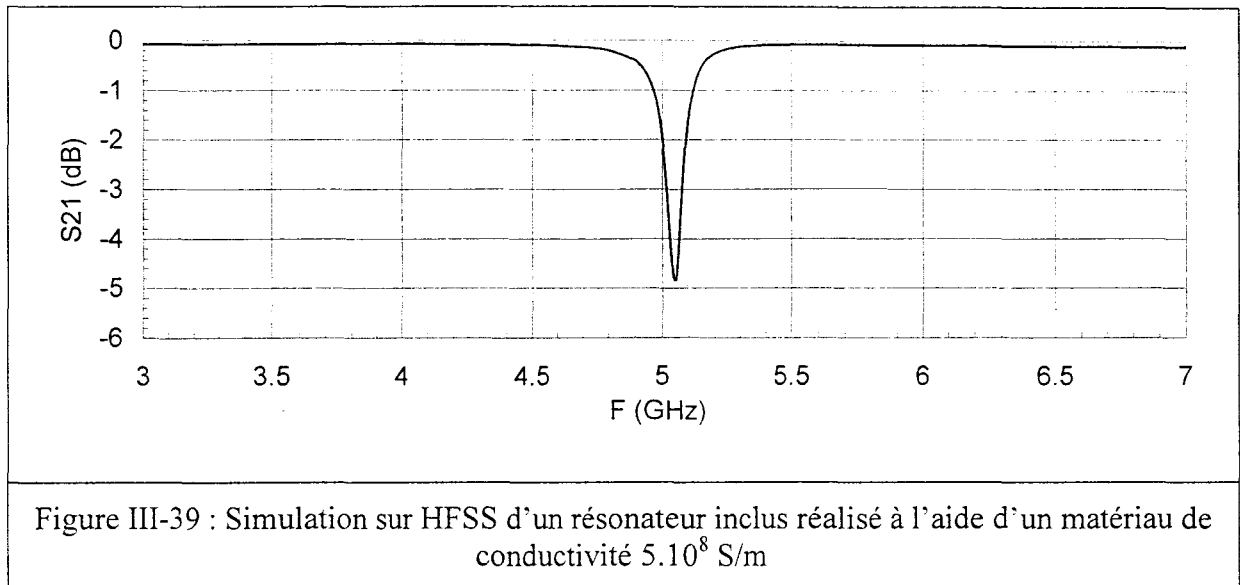
Figure III-38 : Coefficient de qualité du résonateur Slow-wave

Sur la figure Figure III-37, nous présentons la mesure en transmission du résonateur slow-wave à 34K. Ce résonateur a une fréquence de résonance de 5.35GHz soit 1.9 fois plus faible que celle d'un résonateur droit supraconducteur de même longueur. Cependant, son coefficient de qualité à 77K n'est que de 4600 soit environ 2.8 fois moins que le résonateur droit. On retrouve donc des résultats équivalents à ceux obtenus sur or. On peut voir sur la Figure III-38, l'évolution du coefficient de qualité à vide du résonateur slow-wave en fonction de la température. On constate que le coefficient de qualité n'évolue pratiquement plus en

dessous de 77K, il est cependant difficile d'émettre des conclusions. En effet, le maximum de transmission est de l'ordre de -0.79 dB à 34K. Les pertes de la cellule que l'on peut estimer à 0,2dB dues au boîtier, peuvent apporter une erreur importante sur la détermination du coefficient de qualité.

III.2.5. Résonateur inclus

Bien que les résultats obtenus sur or n'étaient pas très encourageants, nous avons souhaité tester cette structure sur supraconducteur. En effet, une simulation sur HFSS montre que dans le cas d'un matériau de conductivité élevée (5.10^8 S/m) typiquement un supraconducteur, on peut s'attendre à un effet beaucoup plus marqué (voir Figure III-39). L'étude d'un résonateur inclus réalisé en supraconducteur ne semble donc pas inutile.



On peut voir sur la Figure III-40, la mesure en transmission d'un résonateur inclus supraconducteur à 32K, de longueur $7400\mu\text{m}$ et de largeur $200\mu\text{m}$.

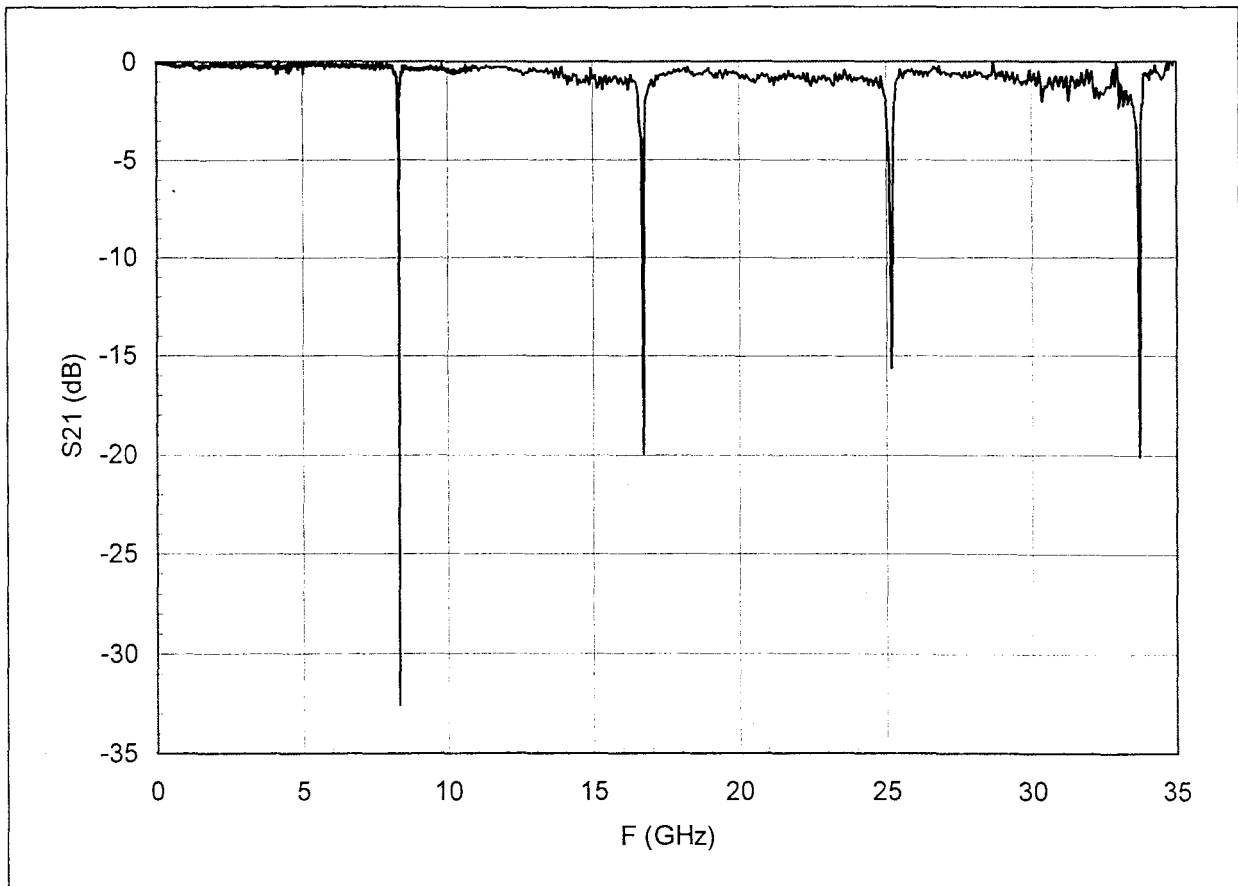
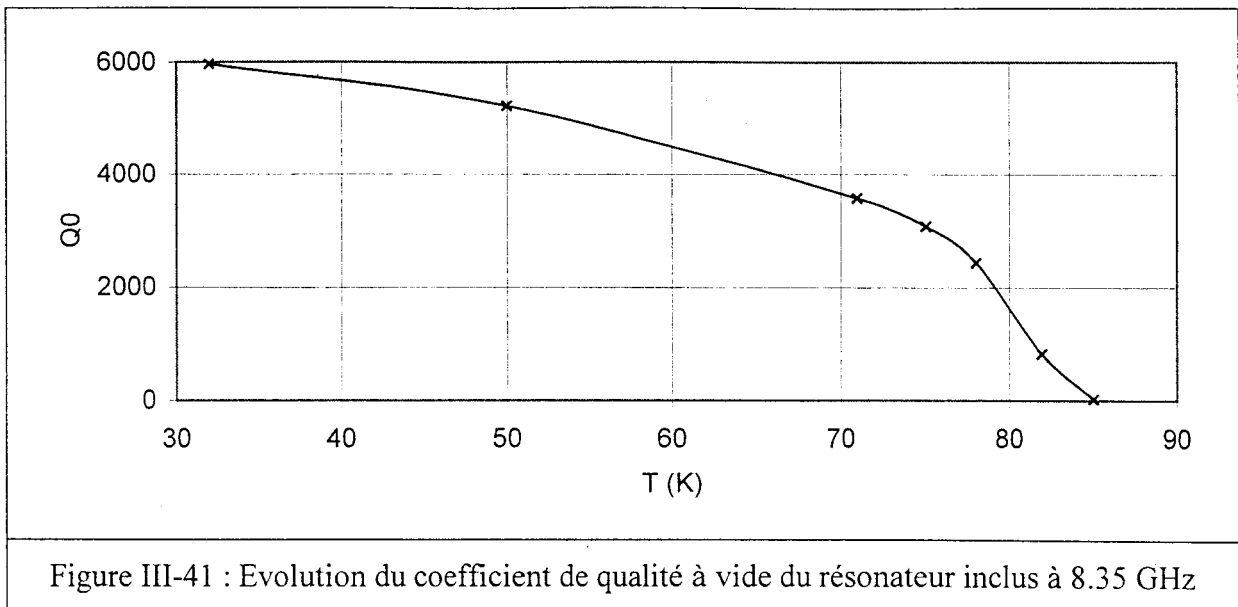


Figure III-40 : Mesure de la transmission du résonateur inclus supraconducteur

On peut constater que contrairement au cas de l'or, le résonateur inclus supraconducteur a un effet indiscutable sur la transmission de la ligne. On constate que cet effet répond à nos attentes et, ce, jusqu'à 35GHz. En dehors des résonances, la transmission correspond à celle d'une ligne coplanaire classique avec de pertes inférieures à 1dB jusqu'à 35 GHz. On observe 4 résonances correspondant au mode fondamental et à ses 3 harmoniques de fréquences respectives 8.35 GHz, 16.72 GHz, 25.19 GHz et 33.7 GHz. On peut donc estimer, en prenant $\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$, que la longueur effective du résonateur est de l'ordre de 7800 μ m. La longueur ΔL due au couplage est donc de 400 μ m.

Le minimum de transmission pour le mode fondamental est de -32.6dB. Il est significatif car il a été obtenu avec un calibrage en bande étroite. Pour les harmoniques, le minimum de transmission est une valeur apparente car il a été obtenu avec un calibrage large bande.

Nous présentons sur la Figure III-41 , l'évolution du coefficient de qualité à vide, calculé à l'aide des relations données par A.Khanna [94].



Le coefficient de qualité à 77K est de 2700 et à 32K de 6000. Bien que ces valeurs peuvent sembler faibles par rapport à celles obtenues sur le résonateur droit, il faut tenir compte des 3 remarques suivantes :

- la fréquence de résonance est supérieure : 8.35 GHz contre 5.72 GHz.
- la largeur du résonateur est de $200\mu\text{m}$ au lieu de $500\mu\text{m}$ pour le résonateur droit d'où des pertes plus élevées.
- Il s'agit d'un prototype dont les paramètres ne sont pas tous optimisés.

Par ailleurs, l'objectif de la structure était de réaliser un résonateur de réponse comparable à celle d'un résonateur micro-ruban en anneau. D. Chauvel [95] a obtenu, sur ce type de résonateurs, un coefficient de qualité de 2700 à 35K et 12GHz. Si on tient compte d'une dépendance en $1/f$, notre structure est comparable, voire légèrement supérieure en terme de coefficient de qualité.

Chapitre IV

CHAPITRE IV : Transistors en basses températures

IV.1. Transistors étudiés

Afin de permettre la réalisation de dispositifs actifs aux températures cryogéniques, nous avons caractérisé de nombreux transistors en basse température. Ces caractérisations ont été effectuées en statique et en dynamique au cours de plusieurs campagnes de mesures. Les transistors caractérisés sont des transistors commerciaux ou provenant du laboratoire. Ils sont de type HEMT, HIGHFET, MESFET, Bipolaire et HBT SiGe. Nous avons regroupé dans le Tableau IV-1 les différents transistors étudiés.

Désignation	Type	Origine
BFP 420	Bipolaire	Infineon
BFP 540	Bipolaire	Infineon
BFP 620	HBT SiGe	Infineon
FHX06X	HEMT	Fujitsu
Serie 10460C	HIGFET	IEMN
Serie 10481	HEMT Métamorphique	IEMN
MESFET	MESFET	MARCONI

Tableau IV-1 : Transistors étudiés

IV.2. Environnements de mesures

Au cours des différentes campagnes de mesures, nous avons utilisé 3 environnements de mesures cryogéniques :

- des mesures statiques en boîtier,
- des mesures dynamiques en cellule,
- des mesures statiques et dynamiques dans un système cryogénique équipé de pointes de mesures hyperfréquences.

IV.2.1. Environnement de mesures cryogéniques statiques

Pour effectuer des mesures statiques, nous avons utilisé un boîtier de type « BMH » (voir Figure IV-1). Le transistor est placé sur un insert et les contacts sont réalisés à l'aide de fils d'or. Le boîtier est ensuite monté sur la tête froide du cryogénérateur. Les mesures statiques sont réalisées à l'aide du logiciel ICCAP qui pilote des alimentations programmables.

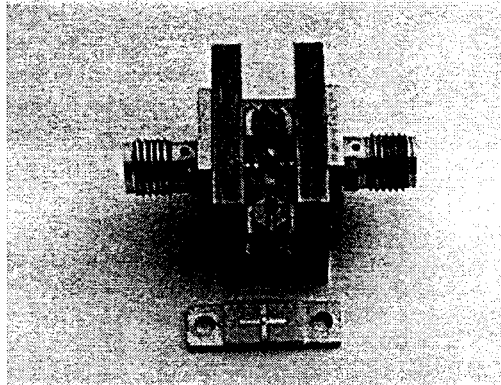
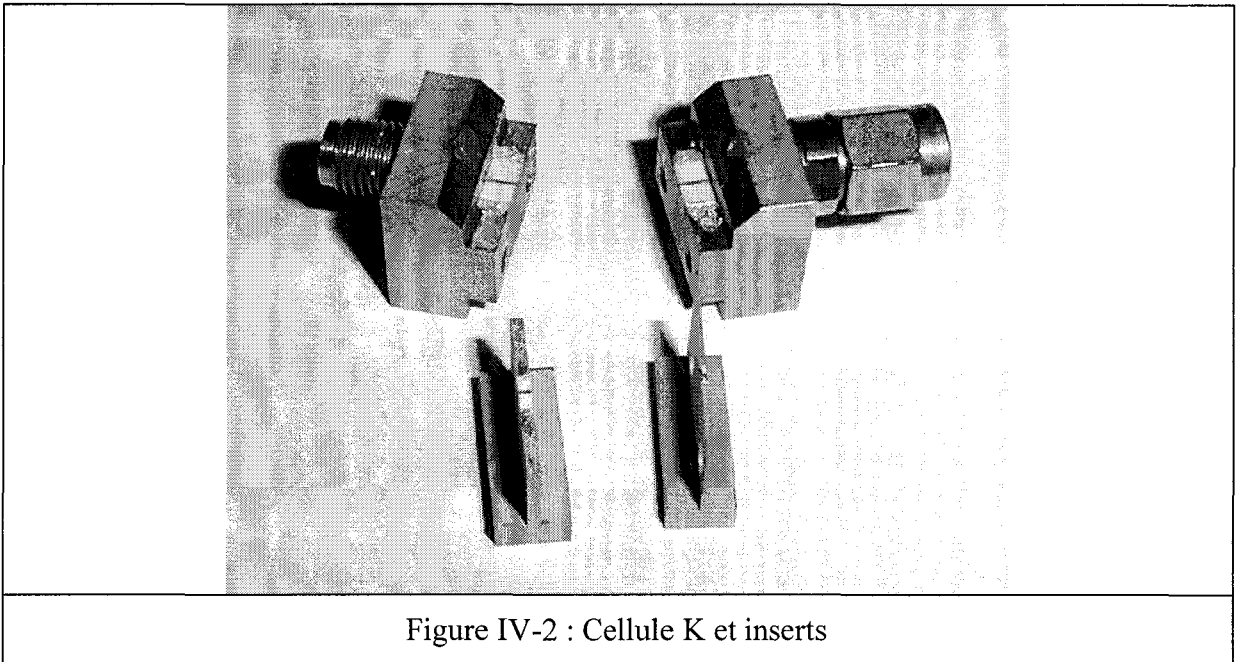


Figure IV-1 : Boîtier « BMH » et insert

IV.2.2. Environnements de mesures cryogéniques hyperfréquences

IV.2.2.a. Mesures en Cellule K

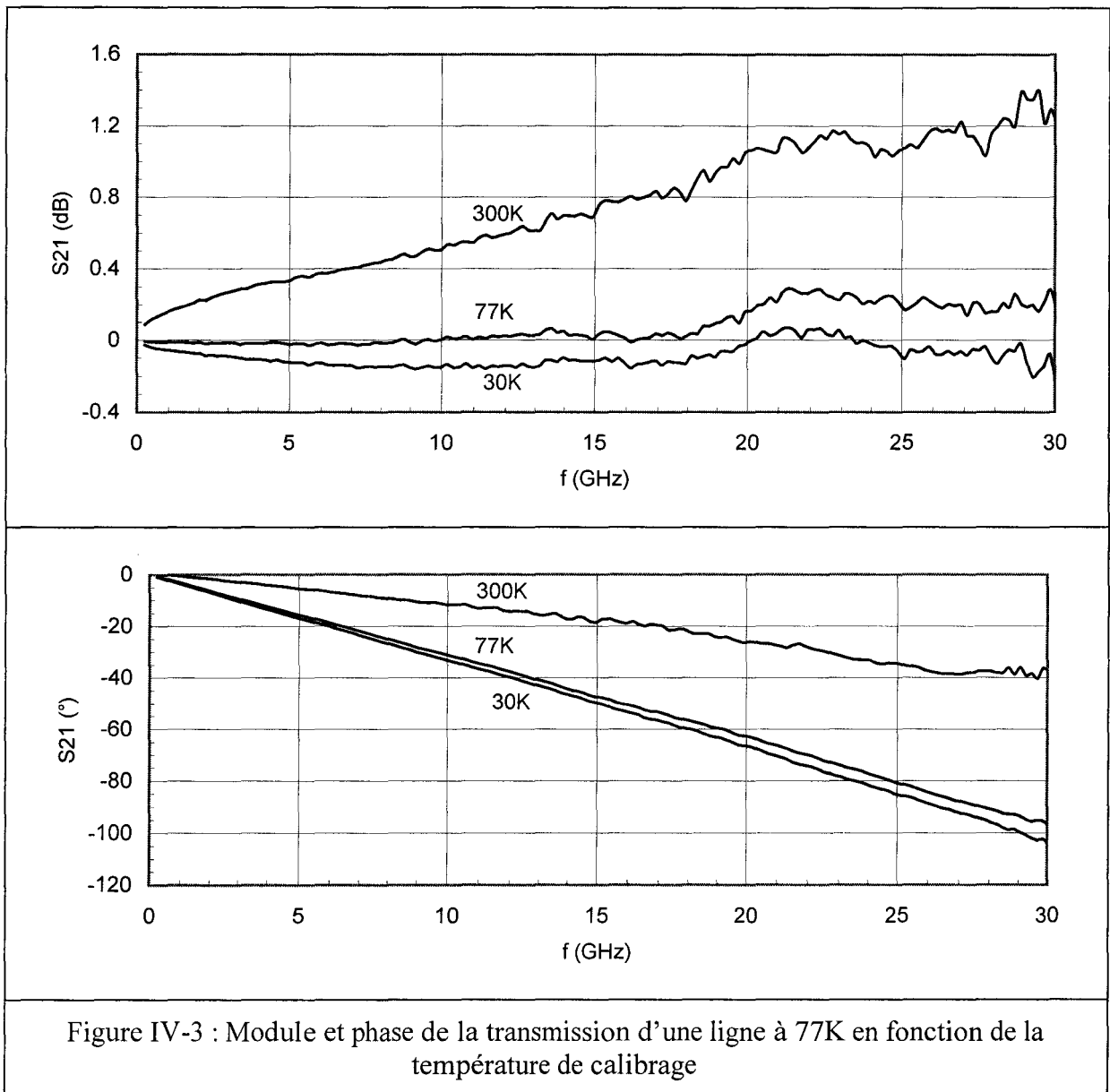
Nos premières campagnes de mesures sur transistor ont été effectuées en cellule dans le cryogénérateur. La cellule utilisée est constituée de 2 demi-boîtiers entre lesquels on peut placer des inserts de différentes tailles. On peut voir une photographie de cette cellule sur la Figure IV-2. Ce type de cellule est couramment utilisé au laboratoire [96] et a déjà été utilisé pour réaliser des mesures de transistors aux températures cryogéniques par d'autres auteurs [97]. L'intérêt essentiel d'avoir une cellule constituée de 2 demi-boîtiers réside dans le fait de pouvoir réaliser un calibrage dans le plan de l'insert et donc de s'affranchir totalement du boîtier. On obtient ainsi des mesures en cellule très proches des mesures sous pointes. La différence est due à la présence de fils d'or (bonding) pour connecter le transistor dans la cellule. La présence de ces bondings introduit des selfs parasites non négligeables qui dépendent de la longueur de ces fils d'or. A titre d'exemple, la self d'accès d'un transistor HIGFET mesurée sous pointes a une valeur de 30pH, celle du même HIGFET mesurée en cellule atteint la valeur de 250pH.



La cellule est fixée sur la tête froide du cryogénérateur. La polarisation est réalisée à l'aide d'alimentations manuelles. Nous ne détaillerons pas davantage cet environnement de mesure qui correspond sur les autres points à l'environnement de mesure des résonateurs supraconducteurs (Chapitre II).

Afin d'obtenir les 4 paramètres S du transistor, un calibrage TRL est réalisé à l'aide des trois étalons suivants : la connexion directe des 2 demi-boîtiers (T=Thru), le circuit ouvert sur les 2 ports (R=Reflect) et la ligne de 1mm (L=Line). Ce calibrage a été réalisé en fonction de la température à l'aide d'un programme du laboratoire développé par G. Dambrine [96]. La procédure de calibrage disponible dans l'analyseur de réseaux implique la mesure consécutive des 3 étalons, ce qui impliquerait 3 descentes en froid par température de calibrage. Le programme permet de mesurer à plusieurs températures chacun des étalons et de calculer ensuite les termes de correction. Nous avons effectué des calibrages aux températures 30K, 50K, 77K, 100K et 300K de 250MHz à 30GHz.

L'importance d'une procédure de calibrage en fonction de la température est mise en évidence sur la Figure IV-3. Nous présentons la mesure du module et de la phase de la transmission de la ligne de 1mm à 77K en fonction du calibrage utilisé : 30K, 77K et 300K.



On constate donc que :

- le calibrage à 77K permet d'obtenir une précision de mesure sur le module de 0.05dB jusque 18GHz et de 0.2dB jusque 30GHz. La précision sur la mesure de la phase est de 2°,
- l'erreur due à l'utilisation du calibrage à 300K sur le module peut atteindre 1.4dB et elle est supérieure à 0.5dB au delà de 10GHz. L'erreur sur la phase est très importante et peut atteindre la valeur de 60°,
- l'erreur due à l'utilisation du calibrage à 30K sur le module est significative, de l'ordre de 0.2 dB, mais reste cependant faible. L'erreur maximale sur la phase est de 6°.

On peut donc conclure que l'utilisation d'une technique de calibrage à différentes températures est nécessaire pour effectuer des mesures satisfaisantes. Par ailleurs, on peut remarquer que l'erreur introduite par le calibrage à 30K est proportionnellement plus faible que celle due au calibrage à 300K. Ce résultat est lié au fait que les câbles hyperfréquences sont reliés au 1^{er} étage de notre cryogénérateur dont la température est fixe, de l'ordre de 77K. Ce « pont thermique » permet de limiter le gradient entre le dispositif sous test et les câbles coaxiaux aux basses températures.

IV.2.2.b. Mesures sous pointes [93,98]

Le laboratoire s'est équipé d'un système commercial de mesures sous pointes cryogéniques de marque RMC. Le système est constitué d'une enceinte placée sous vide à l'aide d'une pompe ultravide turbo-moléculaire et d'une pompe primaire classique. Dans cette enceinte, on place l'élément à mesurer et les étalons sur la tête froide d'un cryostat. Ce cryostat peut être alimenté soit par de l'azote liquide soit par de l'hélium liquide. On notera que contrairement au cryogénérateur qui fonctionne en cycle fermé d'hélium, le cryostat fonctionne à pertes ce qui implique notamment une forte consommation d'hélium. Enfin des pointes hyperfréquences, que l'on peut déplacer à l'aide de micro-positionneurs, permettent de choisir l'élément à mesurer. Afin de permettre le déplacement tout en préservant le vide, les câbles hyperfréquences reliés aux pointes sont introduits dans l'enceinte par l'intermédiaire de soufflets métalliques. Ce système présente plusieurs avantages par rapport aux mesures en cellule. Le premier est de pouvoir réaliser le calibrage et la mesure d'un ou plusieurs transistors en une seule descente en froid. Les mesures en cellule nécessitent 3 descentes en froid pour le calibrage (3 étalons) puis 1 descente en froid par transistor. Le second avantage est de permettre la mesure directe des éléments « cascadables ». Les éléments dits cascadables ont une topologie permettant d'effectuer directement les mesures sous pointes. On notera que pour les transistors de la série BFP qui sont en boîtier, nous avons réalisé des motifs permettant la transition entre les pointes et le transistor (voir Figure IV-4).

Ce banc de mesure dispose d'un analyseur de réseau et de 3 alimentations programmables qui permettent, via le logiciel ICCAP, d'effectuer les mesures statiques et dynamiques jusque 40GHz.

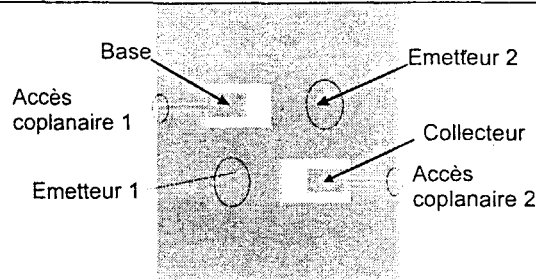
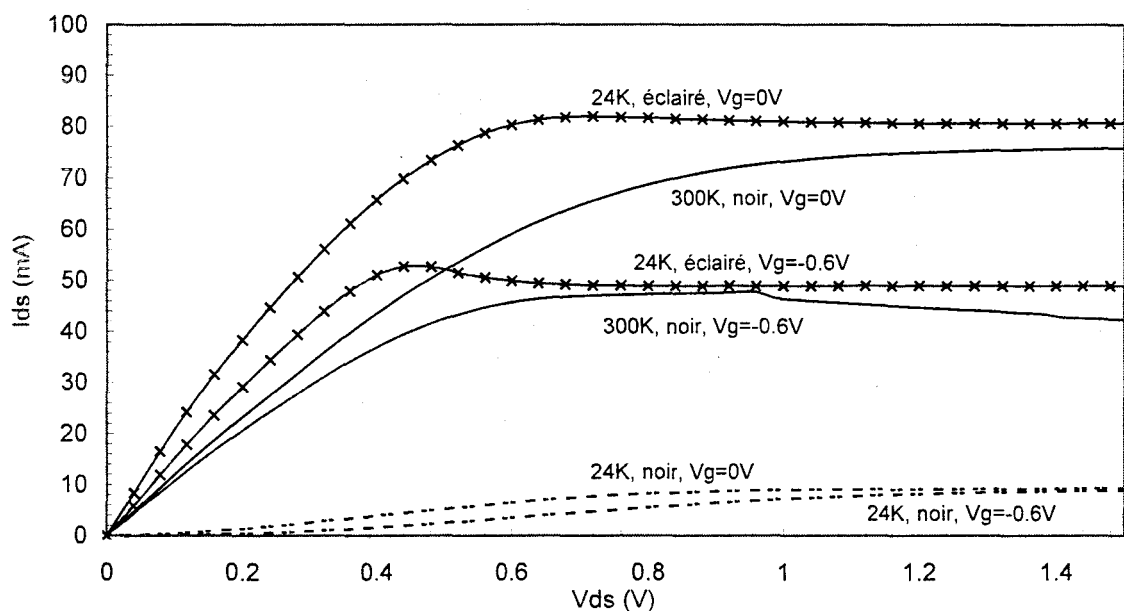


Figure IV-4 : Motif « cascadable » - Transition entre les pointes et les transistors BFP

IV.3. Résultats de mesures

IV.3.1. Transistor HEMT Métamorphique.

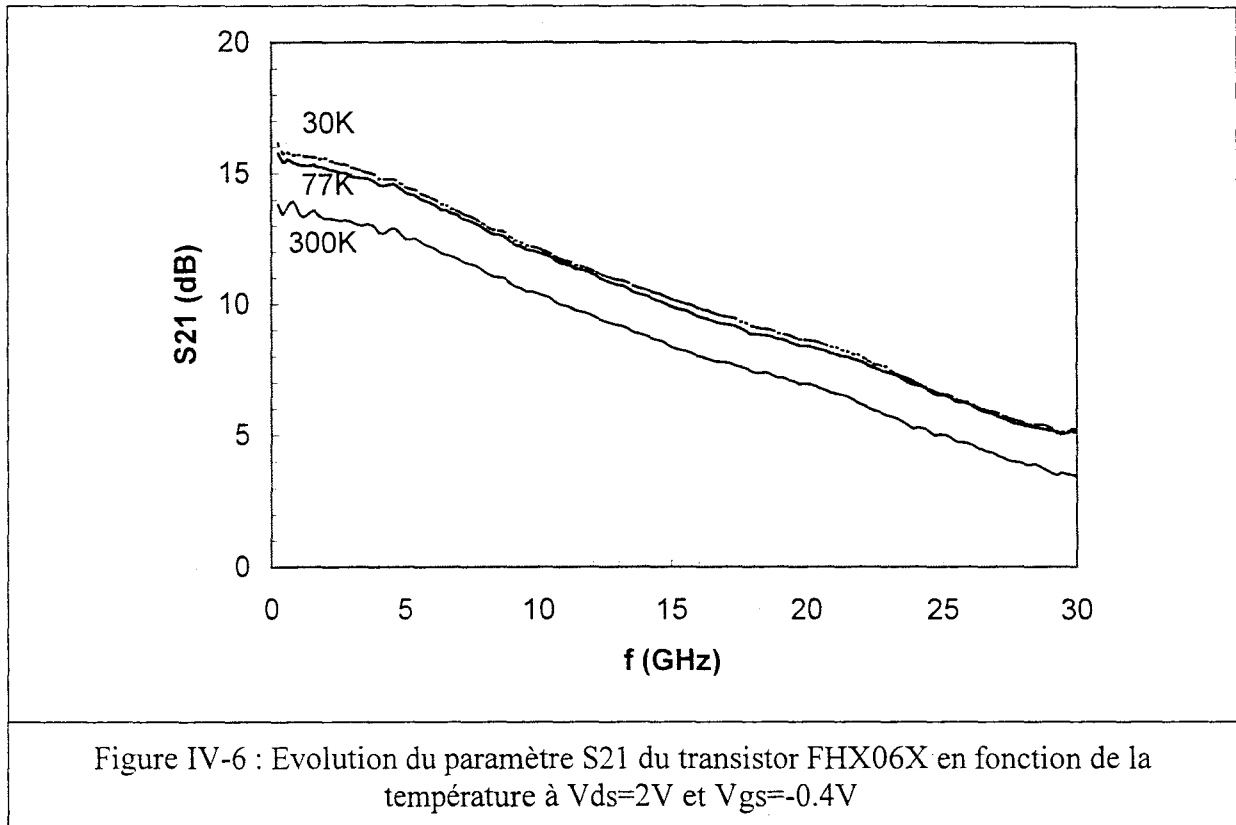
Le transistor caractérisé est un HEMT métamorphique réalisé à l'EMN par M. Zaknour [99] de l'équipe du Professeur Y.Crosnier. Ce transistor est réalisé à partir de couches AlInAs/GaInAs déposées sur substrat GaAs. Pour permettre la croissance des couches AlInAs/GaInAs sur GaAs, il faut utiliser une couche tampon à cause de la grande différence de maille entre les couches AlInAs/GaInAs et le GaAs. Cette couche tampon est dite « Métamorphique » d'où le nom du transistor. Sur la Figure IV-5, nous présentons la caractéristique statique I_{ds} en fonction V_{ds} de ce transistor à 300K et 24K. Cette mesure a été effectuée dans le noir et avec le transistor éclairé. Pour simplifier la représentation, nous ne présentons que quelques courbes du réseau de caractéristiques.

Figure IV-5 : Evolution du courant I_{ds} en fonction de la température et de l'éclairage

On constate une très forte évolution entre la caractéristique obtenue à 24K dans la condition « noir » par rapport à la condition « éclairé ». Ce phénomène appelé « collapse » caractérise la présence de pièges. A basses températures, en l'absence de lumière, les électrons piégés n'ont pas suffisamment d'énergie pour se libérer. Ces pièges sont probablement liés aux couches contenant de l'aluminium comme c'est le cas pour des couches AlGaAs [100,101]. L'étude de ces pièges sort du cadre de cette thèse.

IV.3.2. Transistor HEMT FHX06X

Ce type de transistor a déjà fait l'objet d'une étude dans la thèse de D.Chauvel [95]. De plus, un transistor de la même famille du type FHX013X a été étudié par C.Boutez [102]. Nous présentons sur la Figure IV-6, l'évolution du module du paramètre S_{21} de ce transistor en fonction de la fréquence et pour 3 températures : 30K, 77K et 300K.



Comme pour les études précédentes, on observe une augmentation du paramètre S_{21} entre la température ambiante et les températures cryogéniques. Cette augmentation est liée à celle de la transconductance du transistor. Cette amélioration des performances est typique des transistors de type HEMT, ce qui explique qu'ils soient fréquemment utilisés pour les applications cryogéniques [66,95,102]

IV.3.3. Transistor Higfet

La collaboration entre notre équipe et l'équipe du Professeur G.Salmer sur l'étude de transistors HIGFETs en basse température a commencé antérieurement. Dans ce cadre, N.Bourzgui a effectué des mesures statiques de transistors HIGFETs de largeur de grille $1\mu\text{m}$ réalisés par H.Fawaz et J.F.Thiery [103,104].

Nous avons continué cette étude sur les transistors HIGFETs de largeur $0.3\mu\text{m}$ réalisés par M.Touirat [105]. L'ensemble de l'étude a été reportée en détail dans la thèse de M.Touirat [105]. Nous ne présenterons donc que les résultats essentiels.

Nous avons effectué les mesures statiques en boîtier BMH. Les résultats obtenus sur les HIGFETs $0.3\mu\text{m}$ de M.Touirat correspondent à ceux déjà observés dans l'étude précédente réalisés sur les HIGFETs $1\mu\text{m}$ [104]. En l'occurrence, les effets des pièges sont mineurs et la transconductance maximale atteint environ 600ms/mm à 30K , ce qui correspond à une valeur 10% plus importante qu'à 300K .

Nous présentons sur la Figure IV-7, l'évolution des paramètres S mesurés en cellule K à 300K et 30K .

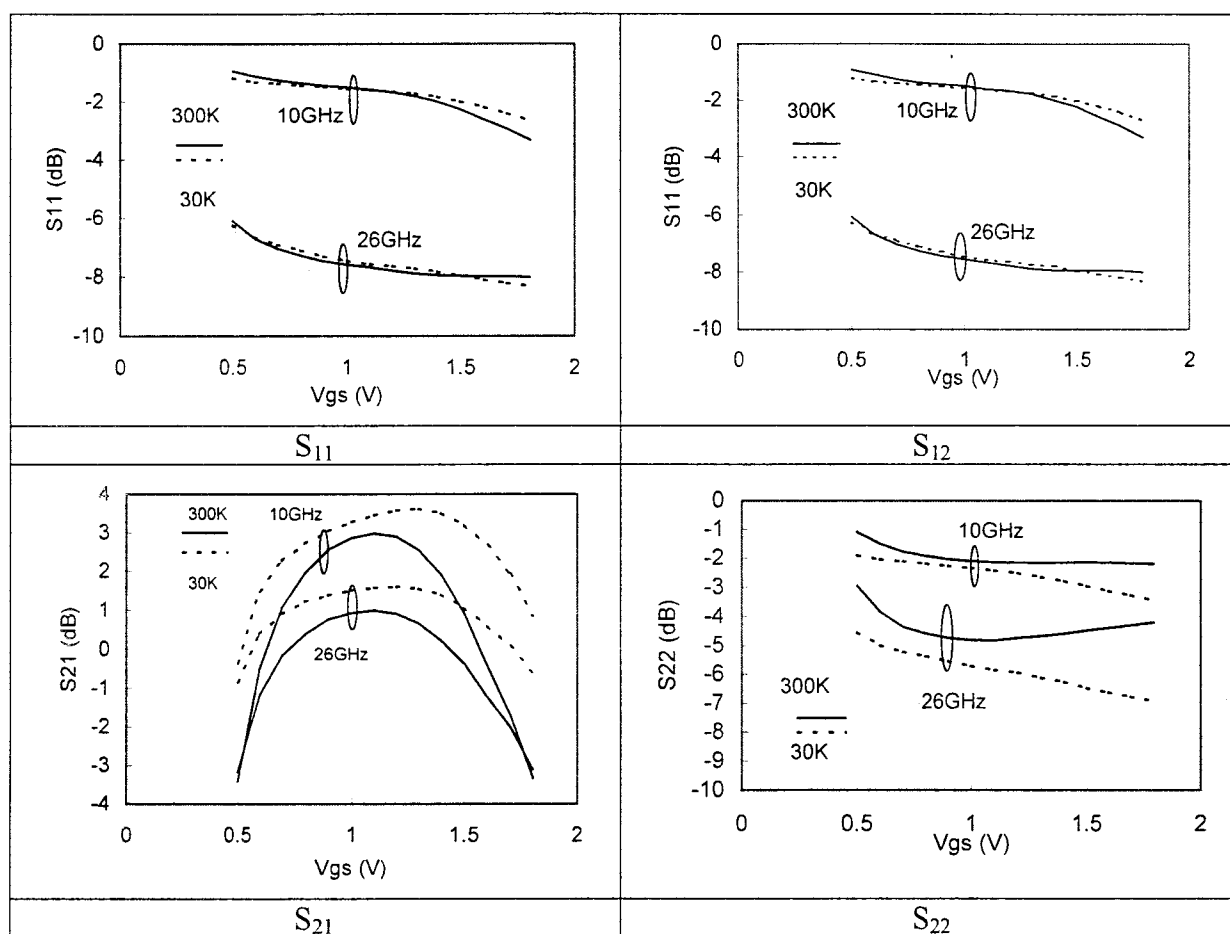


Figure IV-7 : Paramètres S du Higfet $0.3\mu\text{m}$ suivant V_{gs} à $V_{ds}=2\text{V}$ à 10GHz et 26GHz , à 30K et 300K

On notera que ces résultats de mesures des paramètres S sont, à notre connaissance, les premiers rapportés sur des composants de type HIGFET aux températures cryogéniques.

A partir des mesures cryogéniques des paramètres S, nous avons déterminé le schéma équivalent « petit signal ». La technique d'extraction du schéma équivalent petit signal a été développée par G.Dambrine [96] pour les transistors à effet de champs et adaptée au cas des transistors HIGFETs par J.F. Thiery [104]. Elle consiste à mesurer le transistor sous certaines conditions de polarisation afin d'extraire l'ensemble des éléments du schéma équivalent. Ce schéma équivalent a été déterminé en fonction de la polarisation et de la température. Cette étude a permis l'analyse précise du comportement des HIGFETs type n en fonction de la température [105]. Les points essentiels de cette étude sur les HIGFETs en vue d'applications cryogéniques sont les suivants :

- la linéarité du S_{21} est améliorée en basse température, ce qui est attribué à un meilleur confinement des porteurs dans le puits ,
- les effets de pièges sont non visibles.

IV.3.4. Transistors MESFET Marconi.

Les transistors étudiés sont des MESFETs GaAs de largeur de grille $1\mu\text{m}$. Ils ont été fournis par le Professeur G.Alquié du laboratoire LIS (Université de Paris VI). Ils ont été mesurés sous pointes à 300K et 77K.

Sur la Figure IV-8, nous présentons la caractéristique statique I-V d'un MESFET obtenue à 300K et à 77K.

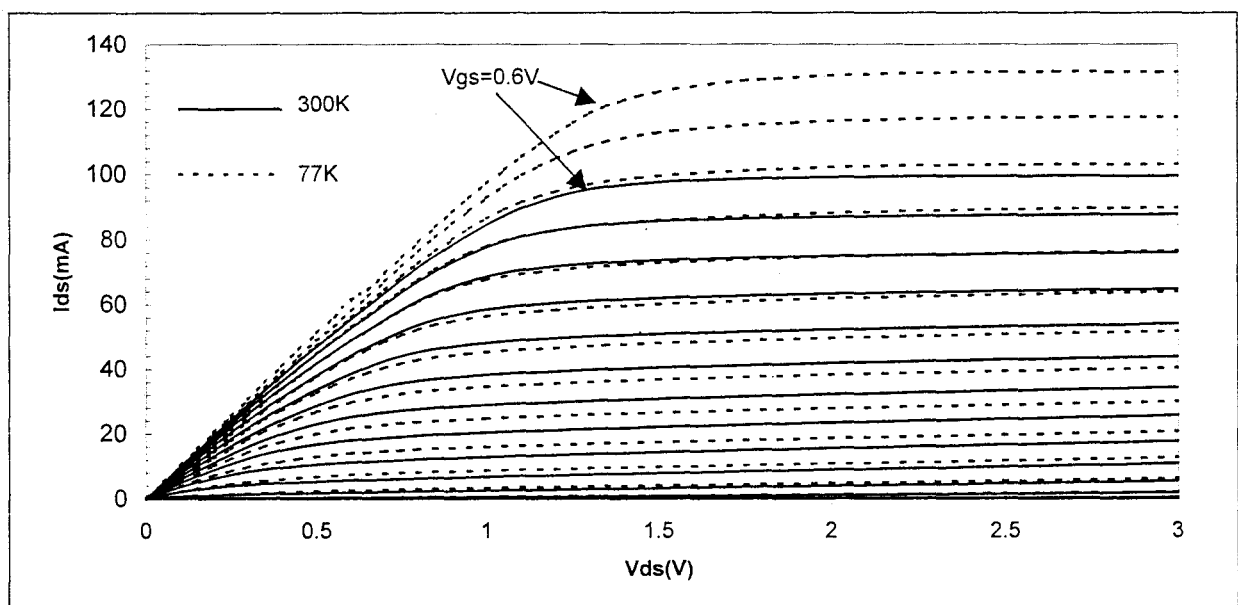
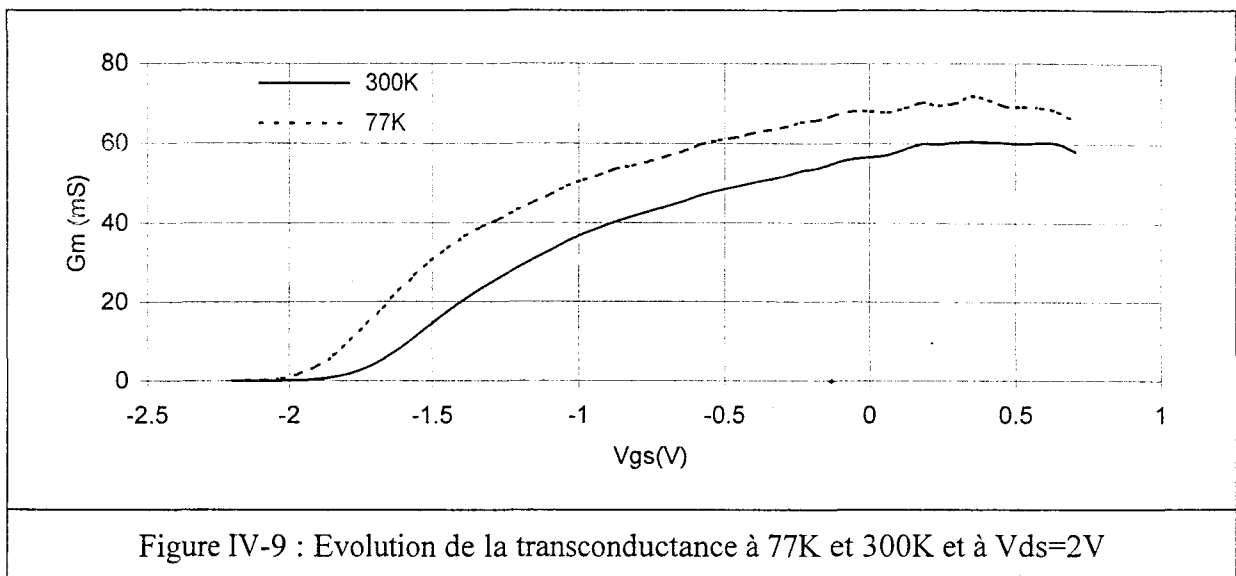


Figure IV-8 : Caractéristique I-V d'un MESFET Marconi à 77K et 300K pour V_{gs} variant de $-2.2V$ à $+0.6V$ par pas de $0.2V$

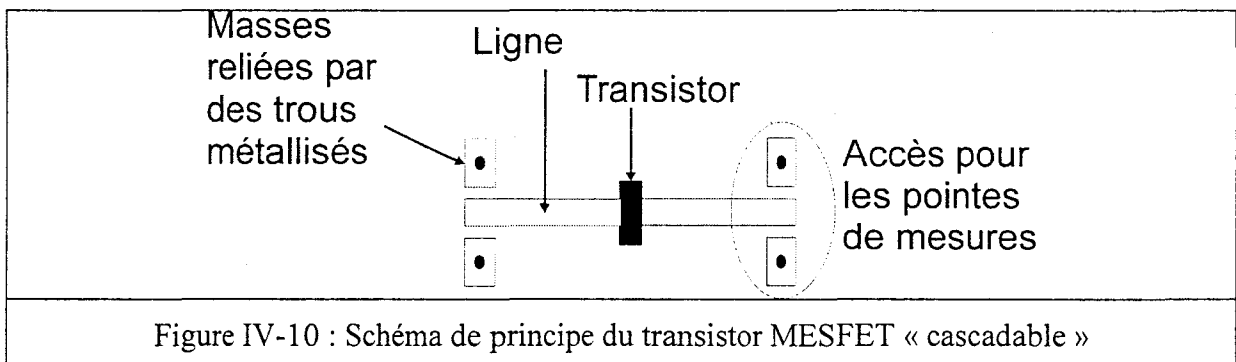
On constate une très forte augmentation du courant de plus de 30% entre la température ambiante (300K) et 77K.

A partir de ce réseau de caractéristiques⁶, on peut déterminer la transconductance extrinsèque G_m qui est donnée par la relation $G_m = \left(\frac{\delta I_{ds}}{\delta V_{gs}} \right)_{V_{ds}=cte}$. Sur la Figure IV-9, nous présentons l'évolution de la transconductance à 77K et 300K en fonction de V_{gs} pour $V_{ds}=2V$.



A 77K, on observe une augmentation d'environ 15% de la transconductance par rapport à celle obtenue à la température ambiante. L'augmentation du courant et de la transconductance est liée à une diminution des résistances d'accès et à une augmentation de la mobilité des porteurs en basse température.

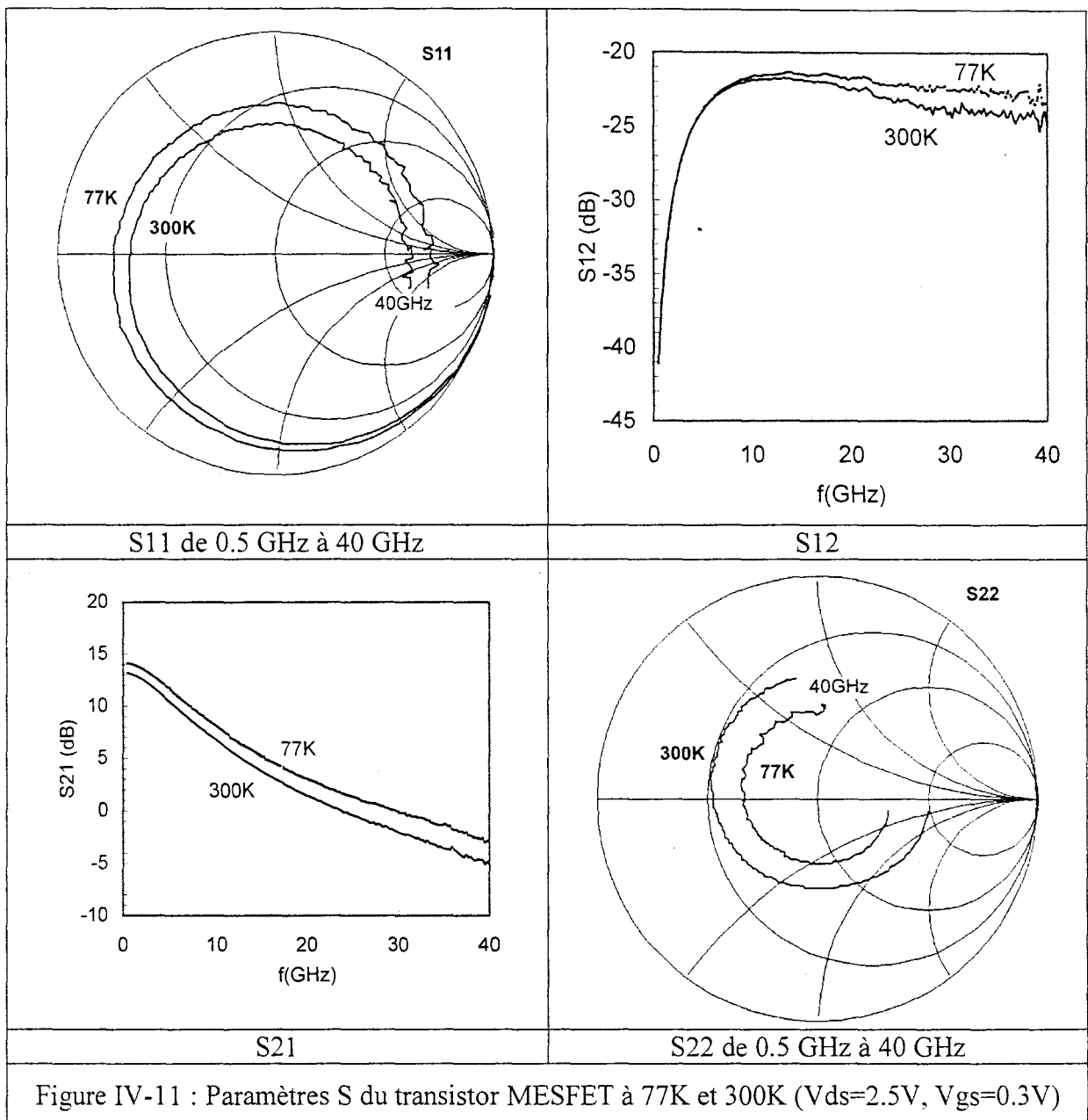
Ce transistor a ensuite été mesuré en dynamique. Pour permettre les mesures sous pointes, il comporte 2 accès micro-rubans reliés à des motifs « cascadables » (Figure IV-10).



⁶ En pratique, on utilise une valeur du pas en V_{gs} plus faible que celle utilisée pour la caractéristique $I-V$.



Les mesures des paramètres S, que nous présentons, sont réalisées dans le plan des motifs « cascadables » car elles correspondent à l'utilisation du transistor dans un circuit. Afin de déterminer la fréquence de coupure F_t du gain en courant H_{21}^2 , ainsi que la fréquence de coupure f_{max} du gain en puissance MAG (Maximum Available Gain), nous avons supprimé la contribution des accès micro-rubans pour être dans le plan d'entrée du transistor. Nous présentons sur la Figure IV-11, l'évolution des paramètres S à 77K et 300K du transistor en fonction de la fréquence de 0.5GHz à 40GHz à $V_{ds}=2.5V$ et $V_{gs}=0.3V$. Sur la Figure IV-12, nous présentons l'évolution à 77K et 300K du gain en courant, en fonction de la fréquence à $V_{ds}=2.5V$ et $V_{gs}=0.3V$.



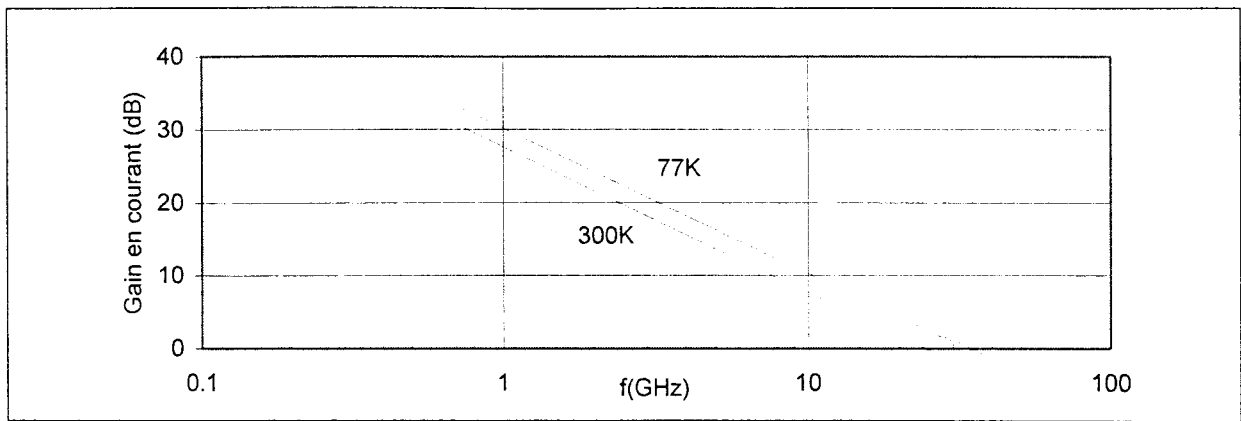


Figure IV-12 : Evolution du gain en courant H_{21}^2 en fonction de la température ($V_{ds}=2.5V$, $V_{gs}=0.3V$)

On constate que le gain en courant du transistor MESFET augmente lorsque le transistor est refroidi : ceci est lié à l'augmentation de la transconductance du transistor. Cet effet se manifeste aussi sur les fréquences de coupure qui augmentent lorsque la température diminue : à 300K, $f_t=24.5GHz$ et $f_{max}=35.6GHz$; à 77K, $f_t=33.5GHz$ et $f_{max}=46GHz$.

IV.3.5. Transistors Infineon

IV.3.5.a. Remarques préliminaires

Les transistors BFP420 et BFP540 sont des transistors bipolaires silicium. Le transistor BFP620 est un HBT SiGe. Tous les trois sont des transistors économiques destinés essentiellement aux télécommunications mobiles. Ils sont tous en boîtier SOT-343. Sur la Figure IV-13, nous présentons le paramètre S_{21} que nous avons relevé à 77K pour ces 3 transistors.

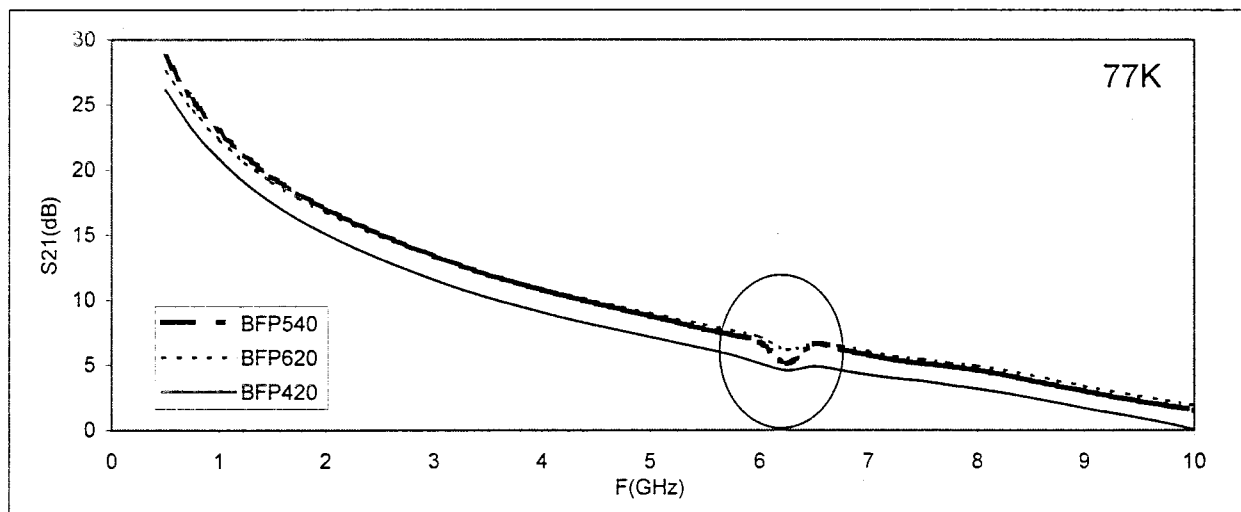


Figure IV-13 : Problème de résonance

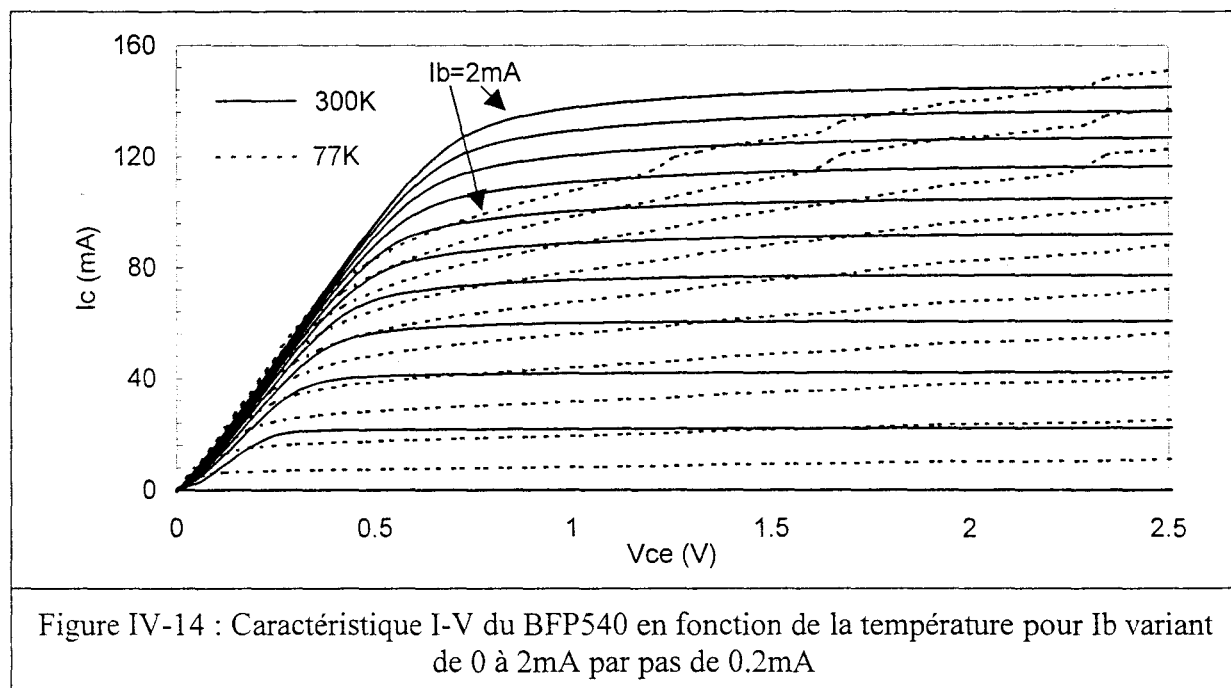
On constate systématiquement un problème plus ou moins marqué de résonance à une fréquence comprise entre 6 et 7 GHz. Nous attribuons cette résonance au boîtier des transistors. Par ailleurs, les éléments parasites apportés par ce type de boîtier sont très importants, ce qui rend la détermination des fréquences de coupure hasardeuse.

Le BFP420 et le BFP540 sont des transistors d'une même famille nommée SIEGET. Ils se différencient essentiellement par leur fréquence de coupure f_t qui est de 22GHz pour le BFP420 et de 45GHz pour le BFP540. Les évolutions obtenues en basse température sur les BFP420 et BFP540 étant similaires, nous nous limiterons à la présentation des résultats obtenus sur le BFP540.

IV.3.5.b. Transistor BFP540

Ce transistor est un transistor bipolaire dont la base est en silicium poly-cristallin. La fréquence de coupure annoncée est de 45GHz.

Sur la Figure IV-14, nous présentons les caractéristiques I-V de ce transistor en fonction de la température.



On constate une forte diminution du courant en basse température.

Sur la Figure IV-15, nous présentons la mesure du paramètre S21 du transistor BFP540 à $V_{ce}=2V$ et $I_b=0.2mA$ à 300K (continu) et à 77K (pointillés). Nous présentons également sur cette courbe la mesure fournie par Infineon à température ambiante.

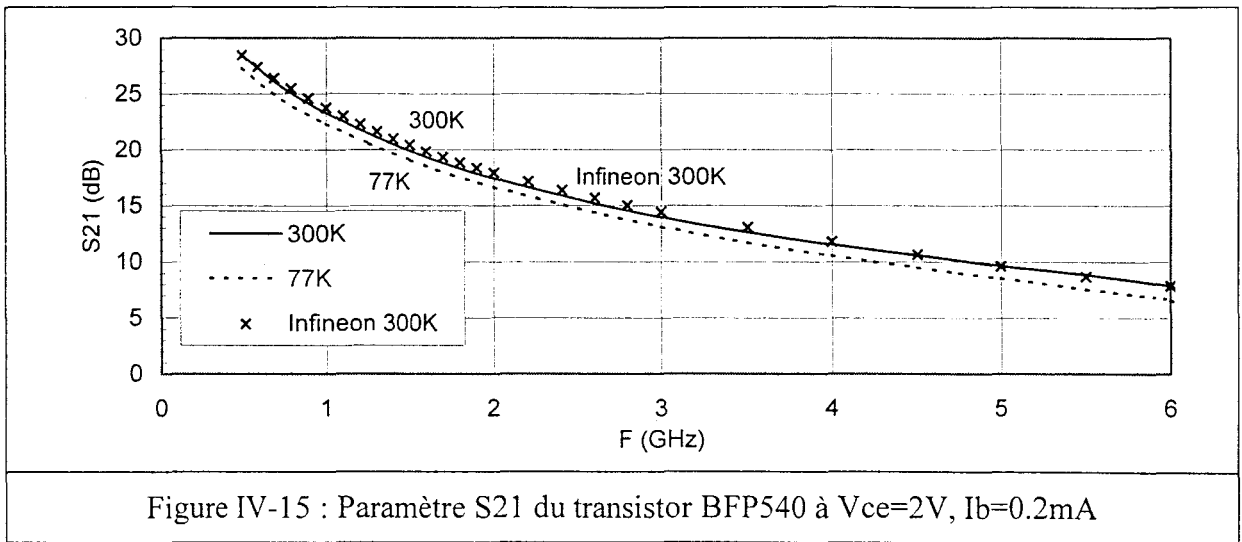


Figure IV-15 : Paramètre S21 du transistor BFP540 à $V_{ce}=2V$, $I_b=0.2mA$

On note un bon accord entre notre mesure à 300K et celle fournie par Infineon. Par ailleurs, on constate une diminution de l'ordre de 1dB du S21 du transistor lorsque celui ci est refroidi à 77K.

IV.3.5.c. Transistor BFP 620.

Ces transistors sont des HBTs SiGe d'Infineon. Ce sont les premiers transistors de ce type chez Infineon : la fréquence f_t annoncée est de 70GHz. Nous avons caractérisé ce transistor en statique et en dynamique en fonction de la température. Sur la Figure IV-16, nous présentons les caractéristiques I-V de ce transistor à 300K et 77K.

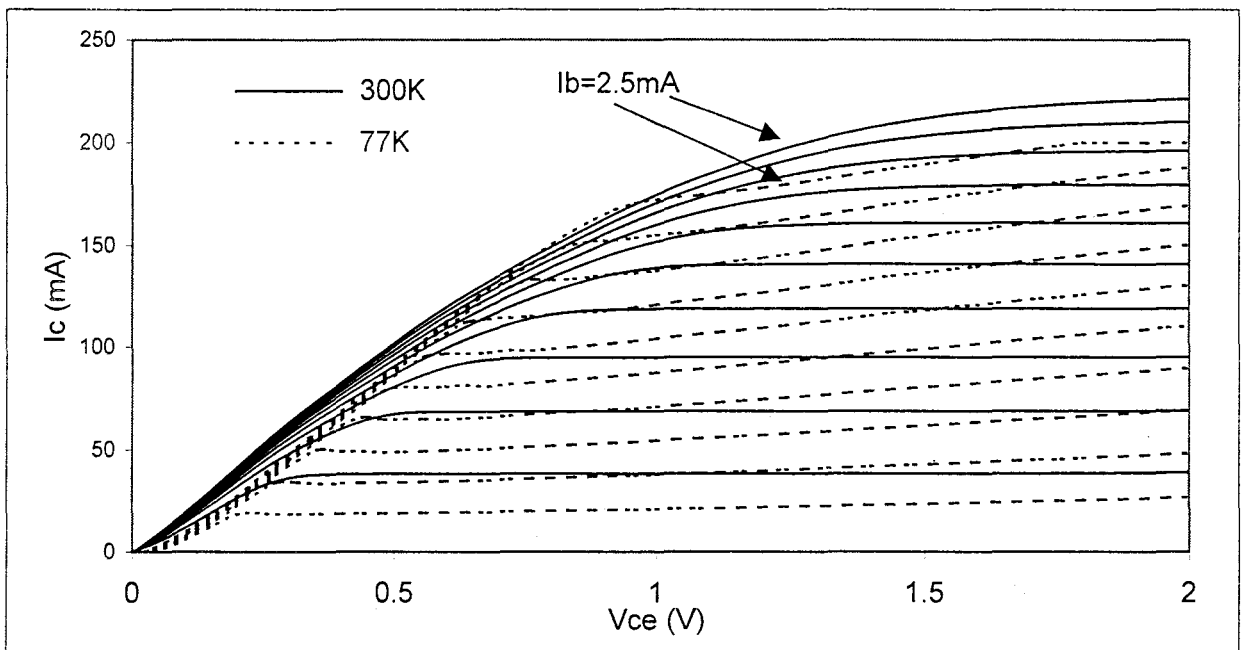
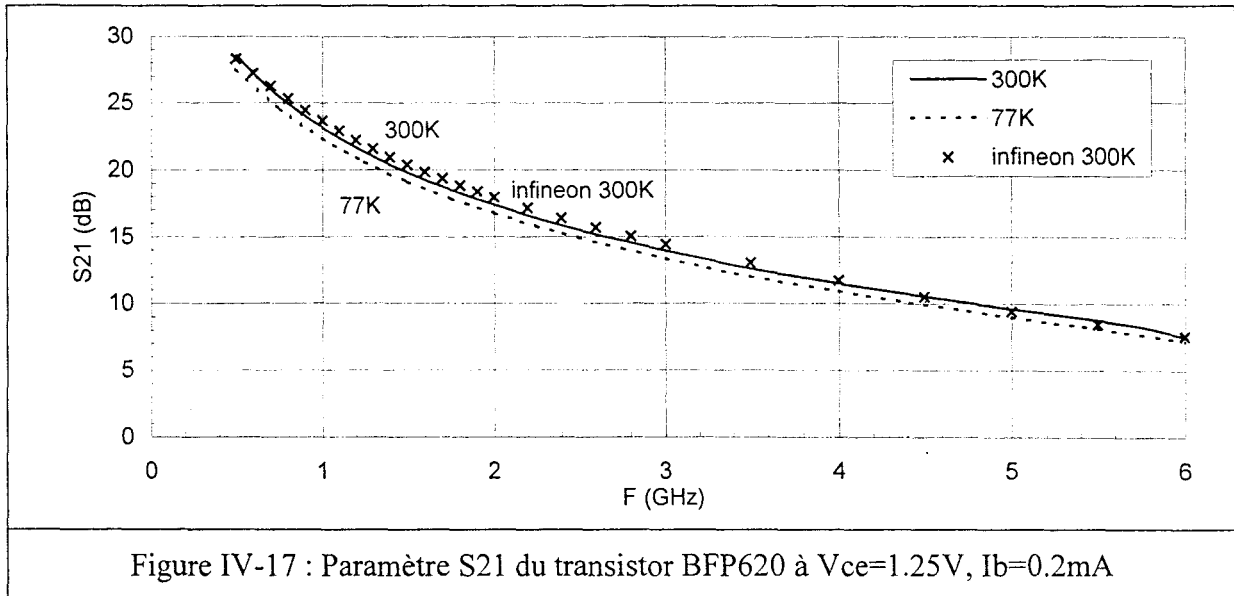


Figure IV-16 : Caractéristique I-V du BFP620 en fonction de la température et pour I_b variant de 0 à 2.5mA par pas de 0.25mA

Comme pour les transistors bipolaires silicium, on constate une diminution importante du courant lorsque le transistor est refroidi.

Sur la Figure IV-17, nous présentons la mesure du paramètre S21 du transistor BFP620 à $V_{ce}=1.25V$ et $I_b=0.2mA$ à 300K (continu) et à 77K (pointillés). Nous présentons également sur cette courbe la mesure fournie par Infineon à température ambiante.



On constate comme pour le BFP540, une diminution du S21 du transistor de l'ordre de 1 dB lorsque celui-ci est refroidi à 77K.

IV.3.6. Emplois des transistors aux températures cryogéniques

Nous regroupons dans le Tableau IV-2, de manière synthétique les résultats obtenus sur les différents transistors en basses températures. Il faut remarquer que les transistors bipolaires silicium et SiGe de nouvelles générations peuvent être utilisés à 77K.

Désignation	Comportement en basses températures	Utilisation Cryogénique
HEMT Métamorphique IEMN	Effondrement	Pas possible
BFP 420	Légère dégradation des performances	Possible
BFP 540	Légère dégradation des performances	Possible
BFP 620	Légère dégradation des performances	Possible
HIGFET IEMN	Légère augmentation des performances	Recommandée
HEMT FHX06X	Augmentation des performances	Très Recommandée
MESFET Marconi	Augmentation des performances	Très Recommandée

Tableau IV-2 : Utilisation des transistors aux températures cryogéniques

Notre étude montre clairement que les transistors à effet de champ (HEMT, MESFET, HIGFET) à base de semiconducteurs III-V sont les plus intéressants aux températures cryogéniques. En effet, l'augmentation du gain de ces transistors est souvent le critère de choix. Ce qui se traduit par le fait que les applications cryogéniques (amplificateurs, oscillateurs...) présentées dans la littérature comportent systématiquement un transistor de type HEMT ou MESFET.

IV.4. Prototype d'oscillateur cryogénique hybride

Dans la plupart des applications cryogéniques, on préfère utiliser des transistors dont les performances en terme de gain s'améliorent. Aussi, les oscillateurs cryogéniques sont réalisés avec des transistors HEMT ou MESFET [106,107,66,95,108]. Cependant, à température ambiante, les transistors bipolaires sont les plus performants pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase [109,110]. On peut donc se demander si les transistors bipolaires, malgré la dégradation de leurs performances, permettent de réaliser des oscillateurs aux températures cryogéniques.

- **Conception du prototype**

L'objectif de ce prototype est de montrer la faisabilité d'un oscillateur cryogénique à transistors bipolaires. Pour réaliser ce prototype nous utilisons un résonateur droit supraconducteur (paragraphe III.2.3) réalisé à partir d'un film THEVA. Le circuit comporte un transistor HBT SiGe BFP620, une sortie couplée à -20db et un circuit de polarisation classique (2 Stubs papillons, des résistances de polarisation et des capacités de filtrage). Le transistor a été choisi parce qu'il présente un gain plus élevé que celui des transistors BFP540 et BFP420. Afin de réaliser ce prototype nous avons suivi les étapes suivantes :

- Nous avons commencé par des simulations du prototype sur le logiciel Spice en utilisant le modèle large signal du transistor à 300K afin de définir la structure de l'oscillateur. Certains éléments comme les stubs papillons et la sortie couplée ont été simulés sur ADS.
- Nous avons réalisé le circuit actif sur substrat TMM10. Nous présentons sur la Figure IV-18, ce circuit où les capacités de filtrage n'ont pas été représentées.
- Le circuit a ensuite été mesuré à l'ambiante. Nous avons découpé les lignes d'accès à une longueur permettant de respecter la condition de phase dans la boucle circuit actif – résonateur, en tenant compte de l'évolution en température du transistor.

- Enfin, nous avons relié le résonateur au circuit actif par l'intermédiaire de câbles coaxiaux et placé l'ensemble dans le cryogénérateur. La mesure a alors été effectuée sur un analyseur de spectre HP8564E.

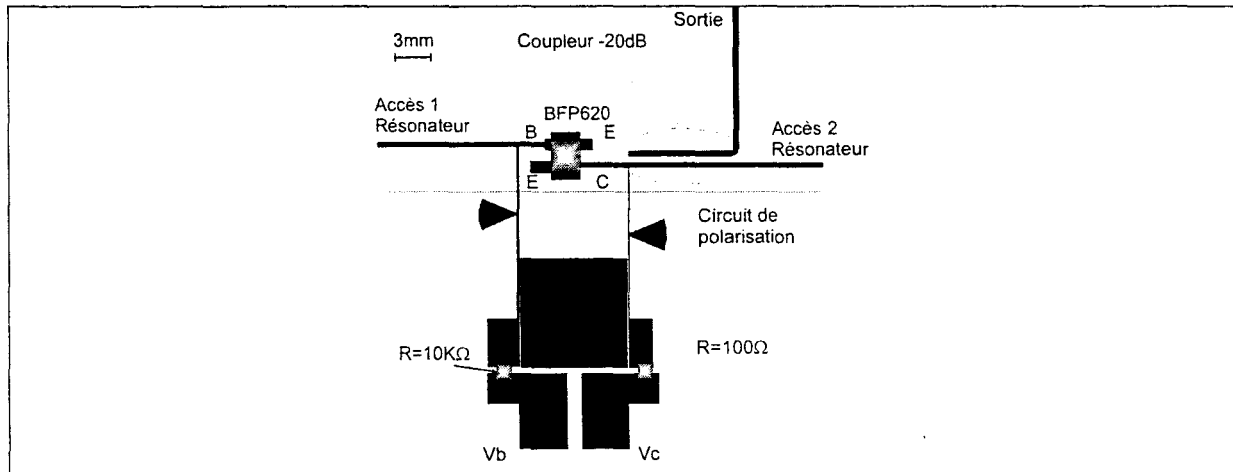


Figure IV-18 : Schéma de la partie active de l'oscillateur

Nous présentons sur la Figure IV-19, la réponse de cet oscillateur à 65K.

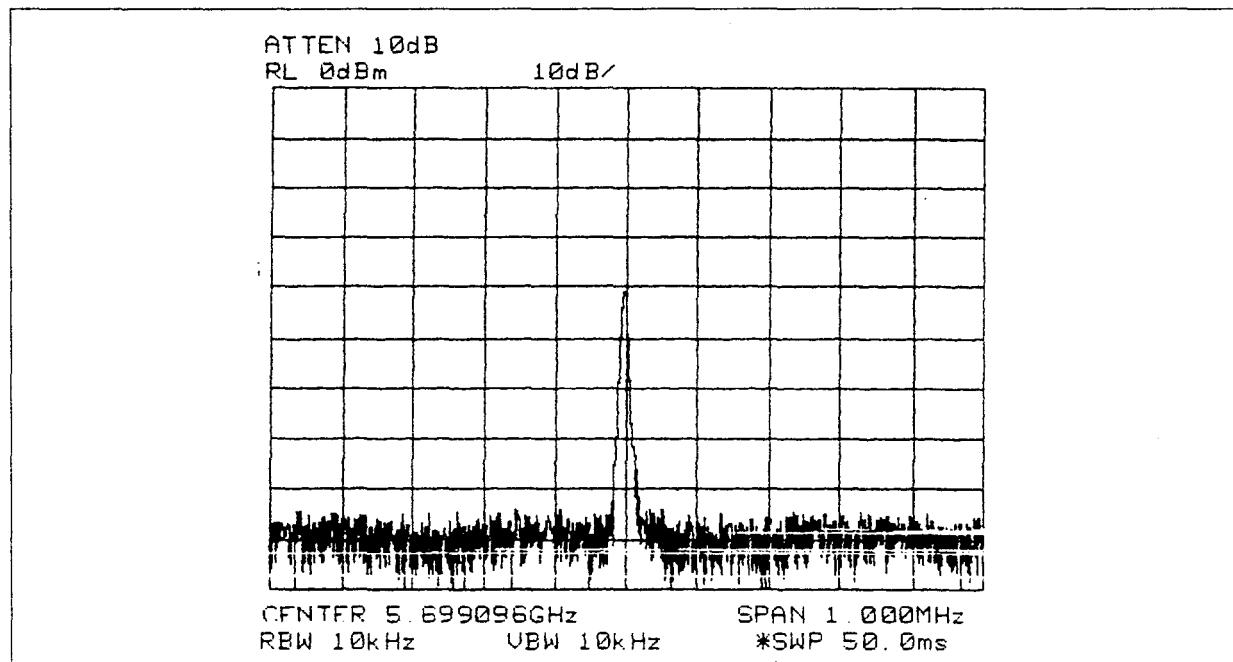


Figure IV-19 : Réponse de l'oscillateur à 65K ($V_{ce}=2.8V$, $I_c=19mA$)

Pour effectuer les mesures, nous avons utilisé une sortie couplée à $-20dB$. Pour des problèmes d'encombrement, les câbles hyperfréquence entre la partie active et le résonateur ont été pliés au plus court. Ces 2 facteurs contribuent au faible niveau de puissance obtenu. On peut constater que le prototype oscille. Cependant, la puissance délivrée est très faible

(-40dBm). La fréquence de résonance de 5.7GHz est un peu écartée de la fréquence de résonance du résonateur (à savoir 5.719GHz). Cet écart peut être lié à 2 facteurs :

- une condition de phase fixée de manière approximative,
- une possible dégradation des contacts entre le résonateur et son boîtier.

• Perspectives

La faisabilité d'un oscillateur cryogénique à transistor HBT SiGe a été vérifiée expérimentalement. Cependant, les performances de ce prototype sont peu satisfaisantes. Un certain nombre d'études complémentaires doivent être envisagées pour aboutir à un prototype performant :

- Le premier aspect à considérer est le respect de la condition de phase. Ce critère est essentiel. Plusieurs éléments peuvent être à l'origine de l'imperfection de notre condition de phase. Le premier est lié à l'ajustement de la phase par découpe qui est très imprécis. Le deuxième est que nous n'avons pas pris en compte l'effet de la température sur les câbles et le circuit. La possibilité d'ajuster la phase précisément est une condition critique. Il semble très délicat de réaliser directement cette condition de phase parfaite. Par ailleurs, on notera que les oscillateurs à très faible bruit de phase présentés dans la littérature comportent soit un déphaseur [109] soit la possibilité de modifier manuellement cette condition de phase (en déplaçant le résonateur diélectrique par exemple [111]). Dans notre cas, l'impossibilité d'agir de manière mécanique sur la condition de phase impose l'utilisation d'un déphaseur électronique. Deux axes de recherches peuvent être envisagés : l'étude à basse température de déphaseurs électroniques commerciaux ou la réalisation de déphaseurs à l'aide de films ferroélectriques.

- Le deuxième aspect à développer est l'étude systématique en terme de bruit en $1/f$ des transistors utilisés. En effet, une étude préliminaire, menée au LEMCEL sur un transistor de la famille BFP (BFP405), a montré que la « Corner Frequency » de ce transistor évolue peu en fonction de la température mais qu'elle est particulièrement élevée (100kHz) par rapport à celle des transistors couramment utilisés dans les meilleurs oscillateurs à faible bruit de phase (<1kHz). L'étude du transistor BFP620 devrait être réalisée prochainement.

IV.5. Conclusions

Nous avons caractérisé une vaste gamme de transistors en basse température. Cette étude nous permet d'avoir un choix important en vue d'applications cryogéniques. Dans le

cadre de la collaboration avec l'équipe du professeur G. Salmer, nous avons caractérisé pour la première fois, à notre connaissance, un transistor de type Higtet en basse température. Par ailleurs, nous avons montré la faisabilité d'oscillateurs en technologie hybride supraconducteurs / HBT SiGe en basse température. Cette étude doit être complétée afin d'obtenir des oscillateurs performants.

Conclusions et Perspectives

Conclusions et Perspectives

Notre travail a porté à la fois sur la technologie, la modélisation, la caractérisation et la réalisation de circuits dans le domaine micro-onde. Ces circuits ont été réalisés en or et en supraconducteur pour fonctionner à une température voisine de l'azote liquide.

Nous avons tout d'abord mis au point les procédés technologiques nécessaires à la réalisation de nos dispositifs. L'étude porte essentiellement sur la lithographie, l'électrolyse et la gravure humide des supraconducteurs.

- Concernant la lithographie, nous avons présenté des règles pour exploiter au mieux la surface des films supraconducteurs de 1cm^2 et nous avons caractérisé l'impact de ces procédés de lithographie sur les propriétés supraconductrices.
- Les techniques d'électrolyse d'or sur semi-conducteurs ont été adaptées au cas des substrats d'alumine, afin de permettre la réalisation de motifs de test en or.
- Nous avons étudié de nombreuses solutions de gravure et nous sommes arrivés à deux choix : l'EDTA, ou l'acide orthophosphorique fortement dilué. Il est à noter que ces techniques nécessitent d'être étalonnées. En effet les résultats obtenus dépendent fortement des techniques de dépôts utilisées. Par ailleurs, nous avons abordé une étude de gravure originale combinant l'action d'une implantation d'un élément neutre et d'une gravure humide. Le gain apporté par cette technique reste modeste mais pourrait être utile dans le cas de dimensions critiques de l'ordre de la sous-gravure.

Nous avons ensuite présenté la ligne coplanaire, les conditions d'utilisations et les modélisations. L'objectif de ce travail était d'établir le cadre théorique de notre étude sur les dispositifs coplanaires et de valider les modèles. Par ailleurs, nous avons étudié et modélisé les lignes coplanaires slow-wave qui permettent de réduire les dimensions des dispositifs coplanaires. Le cadre théorique étant établi, nous avons étudié les résonateurs coplanaires de manière expérimentale. Nous avons commencé par rechercher les critères nécessaires pour maximiser le coefficient de qualité sur des dispositifs en or. Nous avons étudié les différentes possibilités de couplages capacitifs et établi des modèles expérimentaux. Ce travail sur les résonateurs en or s'est terminé par l'étude de nombreuses structures. Finalement, nous avons utilisé les résultats obtenus sur les structures en or pour réaliser des résonateurs supraconducteurs. Grâce à cette étude théorique et expérimentale, nous avons obtenu, à 77K, le meilleur coefficient de qualité à vide rapporté à notre connaissance avec un film YBaCuO à savoir 12800. Nous avons montré que la détermination des pertes diélectriques était une étape incontournable pour la caractérisation des films supraconducteurs. Par ailleurs, notre étude a

montré expérimentalement que le choix de la structure slow-wave permet de réaliser des résonateurs supraconducteurs de longueur 1.9 fois plus faible que celle d'un résonateur classique mais qu'ils présentent davantage de pertes. De plus, nous avons conçu une structure de résonateur originale : le résonateur inclus. Les performances de ce résonateur coplanaire supraconducteur sont comparables à celles obtenues sur des résonateurs micro-rubans en anneau, notamment un coefficient de qualité à vide de 6000 à 32K.

Nous avons caractérisé une vaste gamme de transistors. L'étude des transistors HEMTs ou MESFETs confirme l'amélioration connue de leurs performances aux températures cryogéniques. En outre, nous avons présenté les premières mesures d'un transistor HIGFET aux températures cryogéniques. Nous avons montré que l'on pouvait utiliser les transistors bipolaires et HBT de la famille BFP aux températures cryogéniques, malgré une légère dégradation de leurs performances. A cet effet, nous avons réalisé le premier prototype, à notre connaissance, d'oscillateur cryogénique constitué d'un transistor HBT SiGe et d'un résonateur coplanaire supraconducteur. Les performances de cet oscillateur sont, sans surprise, modestes mais ce prototype a répondu à nos objectifs. Il a, en effet, permis de démontrer la faisabilité d'un tel oscillateur.

Ce travail de thèse pourrait être poursuivi dans plusieurs directions :

- au niveau technologie, il faudrait qualifier les contacts métal/supraconducteur et améliorer la qualité des contacts métalliques entre les circuits supraconducteurs et les cellules de mesure.

- au niveau de la caractérisation de supraconducteurs à l'aide de résonateurs coplanaires, la détermination précise des pertes diélectriques est indispensable compte tenu des forts coefficients de qualité à vide des résonateurs supraconducteurs obtenus.

- au niveau des oscillateurs cryogéniques, on peut envisager d'optimiser leur structure. De plus, deux études sont indispensables : la caractérisation des transistors en bruit en $1/f$ aux basses températures et le contrôle précis de la condition de phase. Pour la condition de phase, on peut envisager deux pistes de recherches : l'étude des déphaseurs électroniques classiques en basse température et l'étude de déphaseurs ferroélectriques.

Annexes

Annexe I.1 Récapitulatif des films supraconducteurs utilisés :

Désignation	Substrat / dimensions	Epaisseur du film YBaCuO	Méthode de dépôt	Provenance
L436Y	SrLaAlO ₄ 10x10mm ²	4750Å	Ablation laser	LCSIM, Rennes
L681Y	MgO 10x10mm ²	2500Å	Ablation laser	LCSIM, Rennes
L694Y	MgO 10x10mm ²	-	Ablation laser	LCSIM, Rennes
T66	Zircone polycristalline ~3x13mm ²	1300Å	Pulvérisation	LGEP, Paris
T67	Zircone polycristalline ~3x13mm ²	1300Å	Pulvérisation	LGEP, Paris
D156	MgO 7x13mm ²	4000Å	Ablation laser	Alcatel, Marcoussis
D0406	MgO 10x10mm ²	3000Å	Ablation laser	Alcatel, Marcoussis
THEVA	MgO Ø 2''	7000Å	Co-évaporation	THEVA, Dietersheim Allemagne

Annexe II.1 Conditions utilisées pour réaliser des simulations sous Sonnet et HFSS

Les logiciels de simulation électromagnétique que nous avons utilisés à savoir Momentum, Sonnet Lite et HFSS ne considèrent pas les champs à l'intérieur des métallisations. En effet, ils remplacent une métallisation d'épaisseur t par une métallisation d'épaisseur nulle à l'aide de la notion d'impédance de surface. Cependant, dans le cas de Sonnet Lite et de HFSS, il existe des techniques qui permettent de rendre compte partiellement de l'effet d'épaisseur.

Nous ne traiterons pas dans cette annexe le cas du logiciel Momentum. En effet, outre le fait qu'il n'est pas possible de tenir compte de l'épaisseur des métallisations, nous avons rencontré avec notre version (MDS 7) des problèmes de validité des solutions – voire des incohérences physiques. Dans ce contexte, nous ne pouvons pas définir les conditions nécessaires et satisfaisantes pour simuler les structures coplanaires avec Momentum. On notera cependant que d'autres auteurs l'utilisent .

• SONNET LITE :

La version de démonstration gratuite du logiciel SONNET est limitée par un maximum de :

- 16 Mo de mémoire pour les simulations
- 4 ports
- 3 couches diélectriques

Pour simuler des structures coplanaires, on peut définir la succession de couches suivantes : Air (5000 μm) / Alumine ($\epsilon_r=9.6$, 600 μm) / Air (5000 μm).

Nous présentons sur la figure 1, le cas d'une ligne coplanaire de dimensions ($w=100\mu\text{m}$, $s=50\mu\text{m}$, $Wg=500\mu\text{m}$).

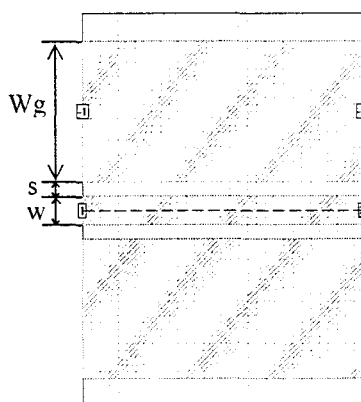


Figure 1 : Exemple d'une ligne décrite avec Xgeom (SONNET Lite)

Sonnet utilise la notion de ports balancés pour décrire une structure coplanaire. Ce qui revient, en principe, à définir un port numéroté n sur la ligne et 2 ports numérotés $-n$ sur les plans de masse. Pour pouvoir décrire une structure en transmission sous Sonnet Lite, il faut utiliser la symétrie (par rapport à la ligne en pointillé sur la figure 1) pour ne pas dépasser la limite de 4 ports. Par ailleurs, hors des ports, les plans de masses ne doivent pas être connectés au boîtier. Dans le cas inverse, une partie du courant disparaît et n'est pas comptabilisée au niveau du port balancé $-n$.

Problème de l'épaisseur de métallisation

Dans la documentation de Sonnet Lite, on trouve une technique pour tenir compte de l'épaisseur de métallisation : il faut définir une couche d'air de même épaisseur que celle de la métallisation, placer des métallisations sur le substrat et sur la couche d'air et raccorder ces métallisations à l'aide de connexions entre couches appelées vias.

Suite aux limitations de la version Sonnet Lite, on ne dispose que de 3 couches de matériaux diélectriques. Pour tenir compte des épaisseurs de métallisations, il faut donc définir une succession substrat/ Air ($5\mu\text{m}$) / Air ($5000\mu\text{m}$) et une condition aux limites sous le substrat. Cette condition aux limites peut être du type métallique, on a alors un mode coplanaire avec plan de masse noté GCPW ou du type « Espace libre » noté CPW (FS). Sur la figure 2, nous présentons la comparaison pour une ligne de longueur 2mm entre le cas idéal (Air/Substrat/Air) et les configurations avec les conditions aux limites.

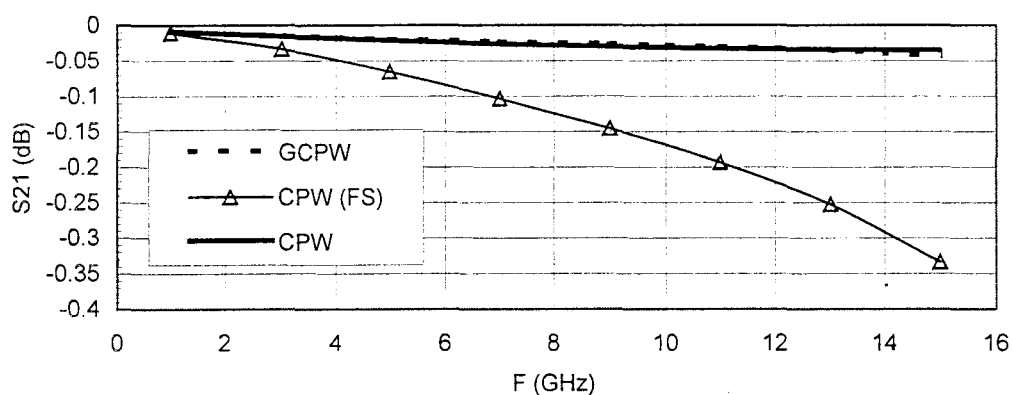


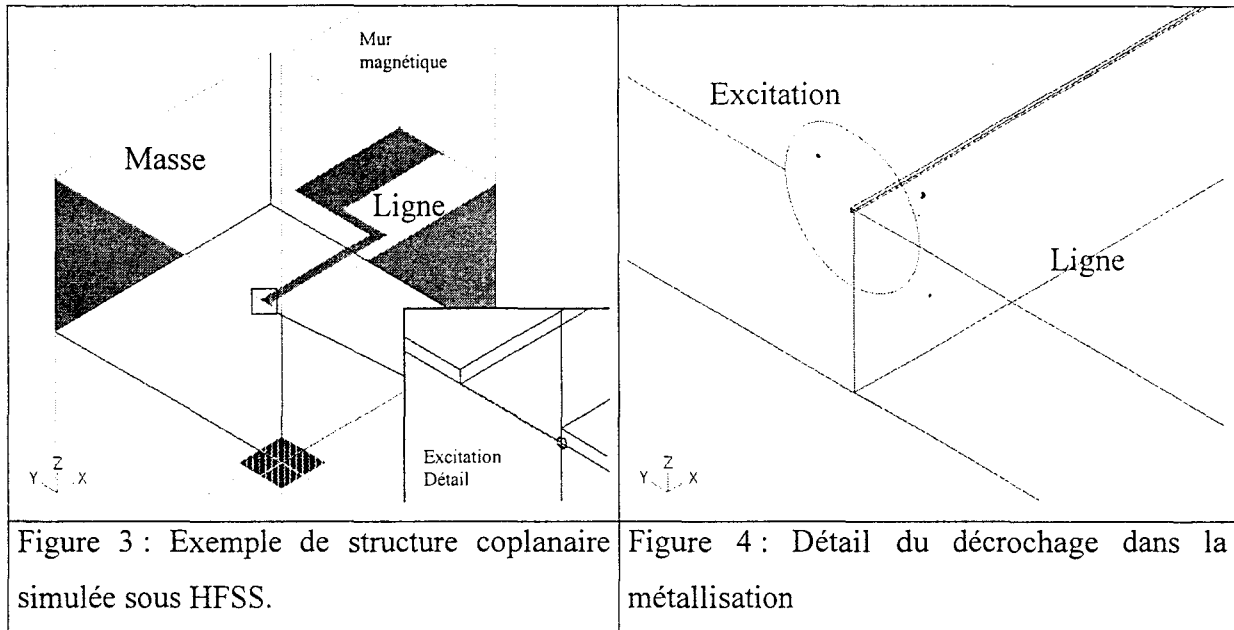
Figure 2 : Influence de la condition aux limites.

La condition « espace libre » n'est donc pas satisfaisante. Il faut donc choisir le cas GCPW. Si on respecte les critères de minimisation du paragraphe II.1.2.b, on peut encore

affiner les résultats. Il suffit ensuite de tenir compte des indications de la documentation pour tenir compte de l'épaisseur de métallisation.

- HFSS

Pour simuler nos lignes coplanaires sous HFSS nous utilisons une demi-structure. Au centre de la ligne nous utilisons un mur magnétique. L'excitation est placée entre la ligne et la masse (voir figure 3).



Bien que la représentation de la structure soit en 3 dimensions, les champs à l'intérieur des métallisations sont considérés comme nuls et leur comportement est simulé à l'aide d'une notion d'impédance de surface. Pour forcer HFSS à tenir compte de l'épaisseur de métallisation, il faut placer un décrochage en haut de la métallisation (voir figure 4). Nous présentons sur la figure 5, la permittivité d'une ligne coplanaire en fonction de la position de l'excitation en haut de la métallisation (haut), en bas de la métallisation (bas) et dans le cas d'un décrochage en haut de la métallisation (dec). Il s'agit du cas traité dans le chapitre II.

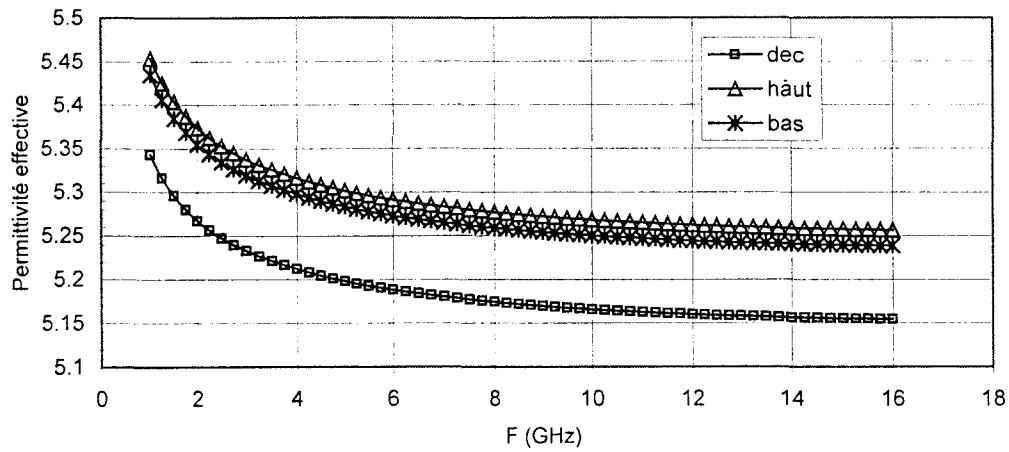


Figure 5 : Influence de l'excitation sur les caractéristiques de la ligne.

On constate que la position de l'excitation en haut ou en bas de la ligne n'a qu'une faible influence et correspond approximativement au cas théorique. Par contre, le décrochage impose à HFSS de tenir compte de l'épaisseur de métallisation, ce qui donne un bon accord avec les valeurs mesurées (voir paragraphe II.3.3).

Annexe II.2 Constante de propagation et impédance caractéristique d'une ligne.

On peut retrouver une description détaillée de la méthode d'extraction de la constante de propagation γ dans la thèse de S. Boret [56]. Dans un premier temps, nous allons rappeler succinctement l'essentiel puis nous présenterons notre modification.

• Résumé de la méthode [56]

La méthode est basée sur la mesure de 2 lignes ne différant que d'une longueur ΔL . On peut alors transformer les matrices paramètres $[S]$ obtenues en mesure sous une forme de matrice cascable. On obtient alors 2 matrices : $[T]_{Q1}$ et $[T]_{Q2}$. On remarque ensuite que l'on peut écrire ces matrices sous la forme $[T]_{Q1}=[T_A].[T_B]$ et $[T]_{Q2}=[T_A].[T_{\Delta L}].[T_B]$. Et on définit la matrice $[T]=[T]_{Q2}.[T]_{Q1}^{-1}$. On obtient alors la relation suivante $[T].[T_A]=[T_A].[T_{\Delta L}]$ avec $[T]$, matrice obtenue à l'aide des mesures, $[T_{\Delta L}]$, matrice d'un tronçon de ligne adaptée et $[T_A]$, une matrice inconnue.

$$\text{En notant, } [T]=\begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}, [T_A]=\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \text{ et } [T_{\Delta L}]=\begin{bmatrix} e^{-\gamma.\Delta L} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma.\Delta L} \end{bmatrix},$$

on aboutit à un système d'équations dont on peut extraire la valeur de $\left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right)$, $\left(\frac{r_{11}}{r_{21}}\right)$

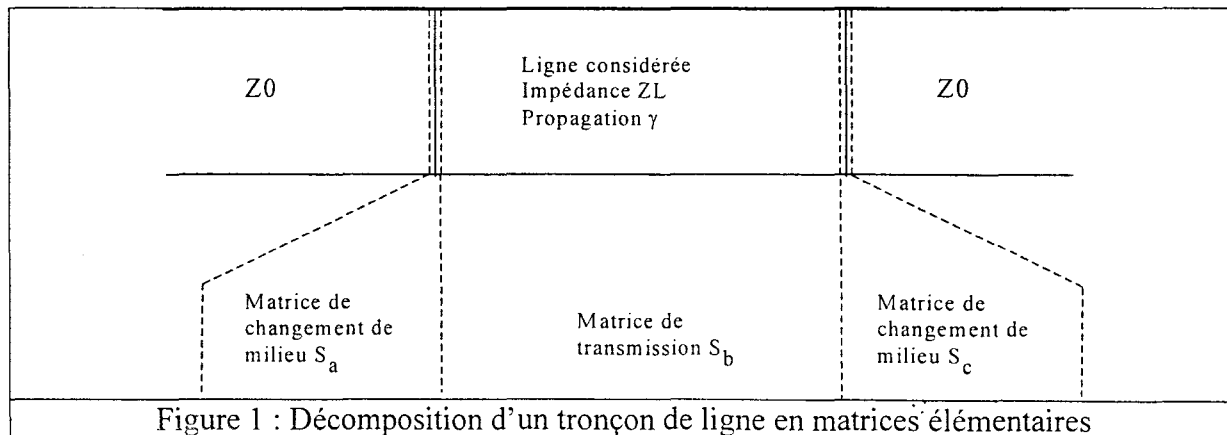
$$\text{et enfin aboutir à } e^{2.\gamma.\Delta L} = \frac{t_{21}.\left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right) + t_{22}}{t_{12}.\left(\frac{r_{11}}{r_{21}}\right) + t_{11}} \text{ dont on extrait la constante de propagation.}$$

Dans le cas traité, par S.Boret, ΔL est toujours très inférieure à la longueur d'onde. Mais les formules ci-dessus permettent de traiter le cas général, à condition de commencer les mesures à une fréquence dont la longueur d'onde est supérieure à ΔL et de suivre ensuite l'évolution de la phase au delà de $2.\pi$.

Nous proposons une simplification de cette méthode basée sur une observation simple. Si on dispose d'une matrice de mesure de paramètres S, d'une ligne de longueur L que l'on transforme sous la forme d'une matrice cascable Σ , on a alors la matrice $\Sigma.\Sigma$ qui correspond à la matrice cascable d'une ligne de longueur 2.L. La mesure d'une seule ligne

suffit alors pour obtenir la matrice d'une ligne de longueur L et d'une ligne de longueur $L+\Delta L$ avec $\Delta L=L$. Pour cela, il faut vérifier que $\Sigma.\Sigma$ est la matrice d'une ligne de longueur $2.L$

Nous avons déjà validé la décomposition d'une ligne en matrice d'interface et de transmission [112]. On peut voir figure 1, un schéma de cette représentation.



L'expression des matrices S , provenant de la décomposition d'une ligne de longueur L peut alors se définir de la manière suivante :

$$S_a = \begin{bmatrix} \rho & 1-\rho \\ 1+\rho & -\rho \end{bmatrix}, S_b = \begin{bmatrix} 0 & t \\ t & 0 \end{bmatrix}, S_c = \begin{bmatrix} -\rho & 1+\rho \\ 1-\rho & +\rho \end{bmatrix}$$

avec ρ le coefficient de réflexion à l'interface et t , la transmission dans la ligne ($t = e^{-\gamma L}$).

On transforme ensuite ces matrices sous la forme de matrices de transfert qui permettent la mise en cascade :

$$\Sigma_a = \frac{1}{1+\rho} \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & -1 \end{bmatrix}, \Sigma_b = \frac{1}{t} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & t^2 \end{bmatrix}, \Sigma_c = \frac{1}{1-\rho} \begin{bmatrix} 1 & -\rho \\ -\rho & 1 \end{bmatrix}$$

L'expression de la matrice de transfert totale de la ligne Σ_t est alors donnée par

$$\Sigma_t = \Sigma_a \cdot \Sigma_b \cdot \Sigma_c$$

Si on considère maintenant la matrice Σ_t , Σ_t on a

$$\Sigma_t \cdot \Sigma_t = \Sigma_a \cdot \Sigma_b \cdot \Sigma_c \cdot \Sigma_a \cdot \Sigma_b \cdot \Sigma_c$$

soit

$$\Sigma_t \cdot \Sigma_t = \Sigma_a \cdot \Sigma_b \cdot \Sigma_b \cdot \Sigma_c$$

Car $\Sigma_c \cdot \Sigma_a$ est égal à la matrice identité et donc finalement on a

$$\Sigma_t \cdot \Sigma_t = \Sigma_a \cdot \frac{1}{e^{-2 \cdot \gamma L}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-2 \cdot \gamma L} \end{bmatrix} \cdot \Sigma_c$$

Ce qui correspond à la matrice de transfert d'une ligne de même impédance et de même caractéristique de propagation mais de longueur $2 \cdot L$.

- **Impédance caractéristique.**

Lorsque la constante de propagation de la ligne est déterminée, il ne reste plus qu'une seule inconnue : l'impédance caractéristique de la ligne. Nous transformons alors la matrice de transfert Σ_t en matrice paramètres S, notée S_t . Puis nous ajustons la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne de manière à obtenir $S_t = S_{\text{mesure}}$.

Annexe II.3 : Modèle de ligne Slow-wave.

Sur la figure 1, nous présentons la décomposition de la structure slow-wave sous la forme de 3 lignes coplanaires.

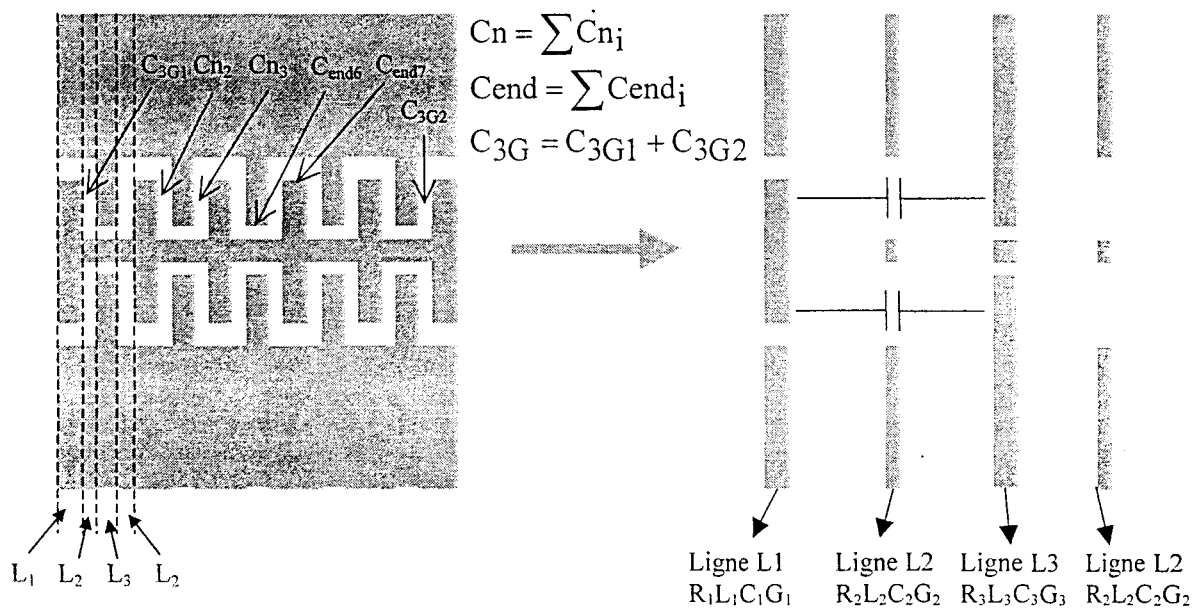


Figure 1 : Schéma de principe du modèle

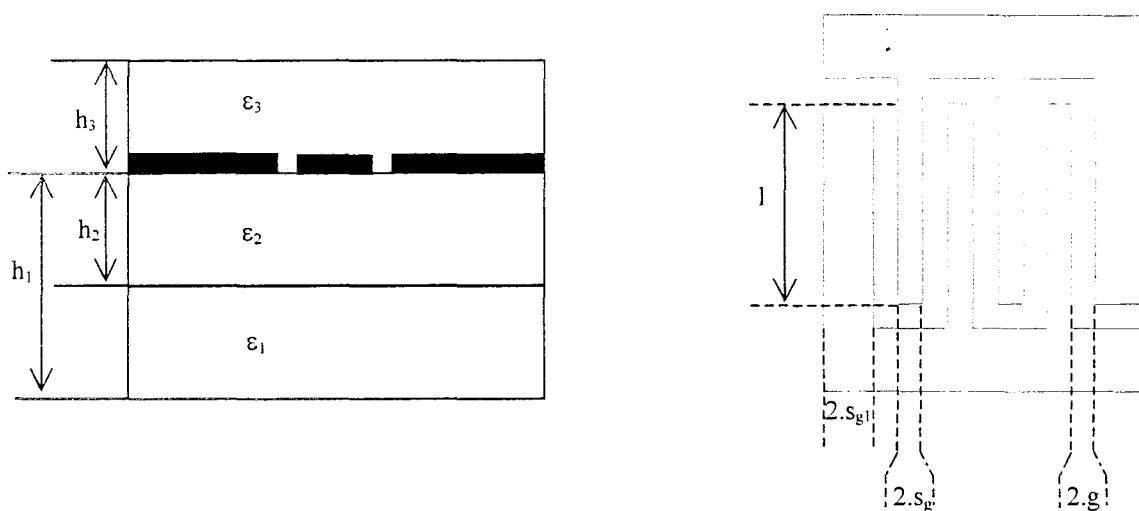


Figure 2 : Capacité IDC

Sur la figure 2, nous présentons le schéma d'une capacité IDC et les paramètres intervenant dans le calcul de cette capacité :

- $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$ les permittivités relatives respectivement d'un premier niveau du substrat, d'un deuxième niveau du substrat et de la couche supérieure. Cette représentation correspond à celle utilisé par S.S. Gevorgian et présente un cas général destiné aux multicouches. Nous avons gardé cette représentation générale en observant les 2 points suivants : d'une part, l'utilisation de modèles de lignes coplanaires également définies en multi-couches devrait permettre de définir un modèle de lignes coplanaires slow-wave multicouches sans grande difficulté. D'autre part, en considérant, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_r$ et $\epsilon_3 = 1$, on obtient le cas classique d'une ligne déposée sur un substrat de permittivité ϵ_r . On peut donc garder cette formulation.
- h_1, h_2, h_3 , les hauteurs respectives des différentes couches.
- t , l'épaisseur de métallisation.
- $2.s_g$, la largeur des doigts à l'intérieur de la capacité.
- $2.s_{g1}$, la largeur des doigts aux extrémités de la capacité ; dans notre cas égale à $2.s_g$
- $2.g$, la distance séparant les doigts.
- l , la longueur de recouvrement des doigts.
- ϵ_0, μ_0 respectivement la permittivité et la perméabilité du vide.
- n , le nombre de doigts par unité de longueur que l'on obtient en prenant la partie entière de $1/(2.S_g + 2.g)$.

On a alors :

$$2.s = 2.s_g + \left(\frac{t}{\pi} \right) \left[1 + \ln \left(\frac{8.\pi.s.g}{t} \right) \right]$$

$$k_0 = \frac{s}{s + g}$$

$$k_{in} = \frac{\sinh \left(\frac{\pi.s}{2.h_i} \right)}{\sinh \left(\frac{\pi(s+g)}{2.h_i} \right)} \sqrt{\frac{\cosh^2 \left(\frac{\pi(s+g)}{2.h_i} \right) + \sinh^2 \left(\frac{\pi(s+g)}{2.h_i} \right)}{\cosh^2 \left(\frac{\pi.s}{2.h_i} \right) + \sinh^2 \left(\frac{\pi(s+g)}{2.h_i} \right)}} \quad \text{avec } i=1,2,3$$

$$q_{in} = \frac{K(k_{in})}{K(k'_{in})} \cdot \frac{K(k_0)}{K(k'_0)}$$

$$\varepsilon_{en} = 1 + q_{1n} \frac{\varepsilon_1 - 1}{2} + q_{2n} \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2} + q_{3n} \frac{\varepsilon_3 - 1}{2}$$

On obtient la capacité liée aux doigts intérieurs de la structure :

$$C_n = (n-3) \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{en} \cdot \frac{K(k_0)}{K_0} \cdot l \text{ avec } K \text{ l'intégrale elliptique de première espèce et}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}.$$

D'autre part, on a :

$$\varepsilon_{e3} = 1 + q_{i3} \frac{\varepsilon_1 - 1}{2} + q_{23} \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2} + q_{33} \frac{\varepsilon_3 - 1}{2} \quad \text{avec} \quad q_{i3} = \frac{K(k_{i3})}{K(k_{i3})} \cdot \frac{K(k'_{03})}{K(k'_{03})} \quad \text{pour}$$

$i=1,2,3$

$$\text{et, } k_{i3} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot s}{2 \cdot h_i}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi \cdot (s+2 \cdot g)}{2 \cdot h_i}\right)} \cdot \sqrt{\frac{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi \cdot (s+2 \cdot g)}{2 \cdot h_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi \cdot (s+2s_1+2 \cdot g)}{2 \cdot h_i}\right)}}{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi \cdot s}{2 \cdot h_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi \cdot (s+2s_1)}{2 \cdot h_i}\right)}}} \quad \text{pour } i=1,2,3$$

$$k_{03} = \frac{s}{s+g} \cdot \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{s+2g}{s+2s_1+2g}\right)^2}{1 - \left(\frac{s}{s+2s_1+2g}\right)^2}}$$

On obtient la capacité liée aux doigts situés à l'extrémité de la structure.

$$C_{3G} = 4 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{e3} \cdot \frac{K(k_{03})}{K(k_{03})} \cdot l$$

Pour finir, il nous faut un modèle de ligne coplanaire à constante répartie RLCG. On peut utiliser le modèle de Veyres pour sa simplicité, ou le modèle de Heinrich pour sa précision.

On a alors 3 modèles de lignes définies comme sur la figure 1.

Le modèle de ligne slow-wave sous la forme RLCG est alors :

$$\begin{cases} R_{slw} = n.s.(R_1 + R_3) + 2.n.g.(R_2) \\ L_{slw} = n.s.(L_1 + L_3) + 2.n.g.(L_2) \\ C_{slw} = 2.(C_n + C_3G) + n.s.(C_1 + C_3) + 2.n.g.(C_2) \\ G_{slw} = n.s.(G_1 + G_3) + 2.n.g.(G_2) \end{cases}$$

Ces formulations sont valables dans le cas classique où $n \gg 1$ qui correspond à la condition d'utilisation normale d'une ligne slow-wave.

- **Cas du double saut de largeur SIW2**

Le modèle quasi-TEM d'une structure SIW2 a pour constantes réparties :

$$\begin{cases} R_{siw2} = 2.s.(R_1 + R_3) + 2.g.(R_2) \\ L_{siw2} = 2.s.(L_1 + L_3) + 2.g.(L_2) \\ C_{siw2} = C_3G + 2.s.(C_1 + C_3) + 2.g.(C_2) \\ G_{siw2} = 2.s.(G_1 + G_3) + 2.g.(G_2) \end{cases}$$

$2.s$ est définie arbitrairement. Nous prenons $2s=100\mu\text{m}$.

Bibliographie

Bibliographie

[1] J. Baixeras

« Les supraconducteurs : applications à l'électronique et à l'électrotechnique »

CNRS Editions, 1998

[2] Z.Y. Shen

« High-Temperature Superconducting Microwave Circuits »

Artech House, 1994

[3] L.P Lévy

« Magnétisme et supraconductivité »

CNRS Editions, 1997

[4] F. Mehri

« Etude d'une méthode de mesure de la conductivité complexe en microondes de films minces supraconducteurs à haute température critique »

Thèse de l'université de Lille1, 1994

[5] Y. Huh, J.T. Kim, Y. Hwang, Y. Park, Y. So, I.S. Kim, S.G. Lee, G. Park, Y.K. Park, J.K. Park

« Surface properties of a YBaCuO thin film after Photo-lithographic treatment ».

Jpn. J Appl. Phys, Vol 37, part 1, N°5A, pp. 2478-2481, may 1998

[6] A. Degardin

« Films minces supraconducteurs à haute supraconducteurs à haute température critique : élaboration et caractérisation pour le développement de structures passives en micro-ondes ».

Thèse de l'Université de Paris 6, 1996

[7] X. Castel

« Croissance épitaxiale et caractérisations de films minces supraconducteurs de YBaCuO : application à des antennes 38 GHz »

Thèse de l'université de Rennes I, 1997

[8] W. Prusseit, S. Furtner, R. Nemetschk

« Serie production of large area YBaCuO film for microwave and electrical power applications »

Supercond. Sci. Technol., Vol. 13 n°5, pp. 519-521, may 2000

-
- [9] M. Sugiura, K.Kato, K.Asada, T.Sugano
« Fabrication of step-edge junctions on the concave or convex side of YBaCuO Film »
Jpn. J. Appl. Phys., Vol. 31, Part 2, n°11B, pp. 1595-1598, November 1992
- [10] A. Trotel
« Etude en micro-ondes de résonateurs et de filtres supraconducteurs à haute température critique accordables à l'aide d'un champ magnétique »
Thèse de L'Université Pierre et Marie Curie, 1995
- [11] F.C. Wellstood, J.J.Kingston, J.Clarke
« Thin film multi-layer interconnect technology for YBaCuO »
J. Appl. Phys., Vol. 75, n°2, pp.683-702, January 1994
- [12] D.S. Ginley, C.I.H. Ashby, T.A.Plut, D.Urea, M.P.Siegal, J.S. Martens
« Di- and tricarboxylic-acid-based etches for processing high temperature superconducting thin film »
Appl. Phys. Lett. Vol. 63, n°17, pp.2429-2430, october 1993
- [13] R.P. Vasquez, M.C. Foote and B.D. Hunt
« Non-aqueous chemical depth profiling of YBaCuO »
Appl. Phys. Lett., Vol.54, pp.1060-1064, March 1989
- [14] S.O. Wallage
« Superconducting transmission lines in microwave filter »
Thèse de l'université de Delft, 1997
- [15] M.I. Faley, U.Poppe, H.Soltner, C.L. Jia, M.Siegel, K.Urban
« Josephson junctions, interconnects and crossovers on chemically etched edges of YBaCuO »
Appl. Phys Lett. Vol. 63, n°15, pp.2138-2140. october 1993
- [16] M.R. Poor, C.B. Fleddermann
« Chemical plasma etching of YBaCuO thin films »
J. Appl. Phys., Vol. 70. n°12, pp.7640-7642, 1991
- [17] P.Xavier, T. Fournier, J.Chaussy, J.Richard, M.Charalambous
« Nonpertubative ion etching of YBaCuO thin film »
J. Appl. Phys. Vol.75, n°2, pp.1219-1221, january 1994
- [18] R. Barth, B. Spangenberg, W. Langheinrich, W. Albrecht, H. Kurz, G.Gieres, B.Holzapel
« Fabrication of superconducting YBaCuO submicron structures »
J.Vac.Sci. Technol. A Vol 10 n°6, pp.3411-3413, December 1992

-
- [19] W.Hattori, T.Yoshitake, S.Tahara
« 5 μ m wide YBaCuO coplanar line with low transmission loss »
Appl. Phys. Lett. vol 70, n°25, pp3464-3466, june 1997
- [20] N.Savva, K.F. Williams, G.M. Davis, M.C. Gower
« Excimer laser patterning of High-Tc superconducting thin films of YBCO »
IEEE J. of Quantum Elect., Vol 25, n°11, pp.2399-2404, November 1989
- [21] W.N. Maung, D.P. Butler, W.Xiong, W.Kula, R.Sobolewski
« Propagation characteristics of monolithic YBaCuO Coplanar strip transmission lines fabricated by laser-writing technique »
IEEE. Microwave and Guided Wave Lett., Vol 4, n°5 pp.132-134, May 1994
- [22] Q.Y. Ma, A.Wong, P.Donanjh, J.F. Carolon, W.N. Hardy
« A planar method for patterning of high-temperature superconducting films and multilayers »
Appl. Phys. Lett. Vol 65 n°2, pp.240-242, july 1994
- [23] D.C. Degroot D.A. Rudman, K.Zhang Q.Y. Ma, H.Kato, N.A.F. Jaeger
« Planar microwave devices fabricated by ion-implantation patterning of high temperature superconductor »
Appl. Phys. Lett. Vol 69 n°14, pp.2119-2121, September 1996
- [24] M.L Chen, K.Viggiano, S.H. Hong and Q.Y Ma
« Chemical etching of pure and implanted superconducting oxide films »
Supercond. Sci. Technol., Vol 10. pp 106-108, 1997
- [25] E. Husse
« Conception, réalisation et caractérisation de composants passifs microondes supraconducteurs à haute température critique »
Thèse de l'Université de Lille1, 1996
- [26] F.M Kamm, A. Plettl, P.Ziemann
« Superconducting YBaCuO nanobridges prepared by a self-limiting wet chemical etching process »
Supercond. Sci. Technol. Vol 11, pp1397-1400, 1998
- [27] R.Hahn, T.Schaffter, J.Klockau, G.Fotheringham
« Deposition of noble metal contact on YBaCuO thin films »
IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 3, n°1, pp. 2979-2982

-
- [28] V.Pendrik, R.Brown, J.R. Matey, A.Findikoglu, X.X. Xi, T. Venkatesan, A. Inam
« Ex situ ohmic contact on thin film YBaCuO »
J.Appl. Phys, Vol. 69, n°11, pp. 7927-7929, june 1999
- [29] W.Eidelloth, R.L. Sandstrom
« Wet etching of gold films compatible with high Tc superconducting thin films »
Appl. Phys. Lett., Vol. 59, n°13, pp1632-1634, september 1991
- [30] Cheng p. Wen
« Coplanar waveguide : A surface strip transmission line suitable for Nonreciprocal gyromagnetic devices applications »
I.E.E.E, M.T.T, pp. 58-61, 1969
- [31] M. Riazat, R. Majidi-Ahy, I. Jaung-Feng
« Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides »
I.E.E.E, M.T.T, Vol. 38, pp. 245-251, Mars 1990
- [32] A. A. Oliner
« Types and Basics properties of Leaky Modes in Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits. »
I.E.I.C.E, Trans. Electron., Vol. E83-C, N°5, May 2000
- [33] N.H.L. Koster, S. Koslowski, R. Bertenburg, S. Heinen I. Wolff
« Investigations on Airbridges used for MMICs in CPW technique »
19th EuMC proceedings. 1989. pp. 666-671
- [34] R. W. Jackson
« Mode conversion at discontinuities in finite-width conductor-backed coplanar waveguide »
IEEE, M.T.T., Vol. 37, N°10, October 1989
- [35] D. Jaisson
« Coplanar waveguide bend with radial compensation »
I.E.E Proc.- Microw. Antennas Propag., Vol. 143, n°5, October 1996
- [36] T. Wang, K. Wu
« Design aspects of uniplanar microwave and millimeter wave hybrid and monolithic circuits considering finite metal thickness »
Antem'94, pp. 534-537

-
- [37] Y. Liu, T. Itoh
« Leakage phenomena in multilayered conductor-backed coplanar waveguides »,
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, N°11, pp. 426-427, November 1993
- [38] Y. Liu, K. Cha, T. Itoh
« Elimination of resonance in finite-width Conductor-Backed Coplanar Waveguide »
EuMC, 1994, pp. 1222-1226
- [39] W. Heinrich
« Quasi-TEM description of MMIC coplanar line including conductor loss »
IEEE, M.T.T., vol. 41, n°1, pp45-52, 1993
- [40] W. Heinrich, F. Schnieder, T. Tischler
« Dispersion and radiation characteristics of conductor backed CPW with finite ground width »
I.E.E.E, MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2000
- [41] M. Tsuji, H. Shigesawa, A.A.Oliner
« New Surface-wave like mode on CPWs of infinite width and it's role in explaining the leakage cancellation effect »
IEICE Trans. Electron., Vol. E82-C, N°1, January 1999
- [42] F. Schnieder, H.M. Heiliger, W. Heinrich
« Coupling between neighboring CPW's in MMIC »
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 8, N° 8, pp. 290-292, august 1998
- [43] R. Spickermann, N. Dagli
« Millimeter Wave coplanar slow wave structure on GaAs suitable for use in Electro-optic modulators »
Electronics Letters, Vol. 29, N°9, pp. 774-775, 29th April 1993
- [44] E.H. Bottcher, H. Pfitzenmaier, E. Droge, D. Bimberg
« Millimeter Wave coplanar waveguide slow wave transmission lines on InP »
Electronics Letters, Vol. 32, N°15, pp. 1377-1378, 18th July 1996
- [45] A. Gorur, C. Karpuz, M. Alkan
« Characteristics of periodically loaded CPW structure »
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 8, N° 8, pp. 278-280, august 1998
- [46] H. Shigesawa, M. Tsuji and A.A. Oliner
« Conductor-backed slot line and coplanar waveguide : dangers and full-wave analyses »
I.E.E.E, MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Vol. 1, pp.199-202, 1988

-
- [47] G. Ghione, C.U. Naldi
« Coplanar waveguide for MMIC applications : effect of upper shielding, conductor backing, finite extend ground plane, and line to line coupling »
I.E.E.E. M.T.T., Vol. 35, pp. 260-267, March 1987
- [48] V.F. Hanna, D.Thebault
« Theoretical and experimental investigation of asymmetric coplanar waveguide »
I.E.E.E. M.T.T., Vol. 32, pp.1649-1651, December 1984
- [49] S.J. Fang, B.S. Wang
« Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing »
I.E.E.E. M.T.T., Vol. 47, n°2 pp. 238-240, february 1999
- [50] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P.Bhartia
« Microstrip Lines and Slotline – Second edition »
Artech House,1996
- [51] C. Veyres, V.F. Hanna
« Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar line with finite dimensions »
INT. J. Electronics, Vol. 48, n°1, pp. 47-56, 1980
- [52] S. Gevorgian, T. Martinsson, A. Deleniv, E. Kollberg, I. Vendik
« Simple and accurate dispersion expression for the effective dielectric constant of coplanar waveguide »
IEE Proc. Microw. Antennas Propag., Vol. 144, N°2, pp. 145-148, April 1997.
- [53] M.S. Islam
« Modeling and experimental studies of schottky-contacted coplanar waveguide transmission line on semiconductors substrates »
Thèse de doctorat de l'université du Texas, Août 1994
- [54] T.Q Deng, M.S. Leong , P.S. Kooi
« Accurate and simple closed-form formulas for coplanar waveguide synthesis.
Electronics Letters, Vol. 31, n°23, pp. 2017-2019, November 1995
- [55]T.Q Deng, M.S. Leong , P.S. Kooi, T.S. Yeo
« Synthesis formulas simplify coplanar-waveguide design »
Microwave & RF, pp. 84-97, March 1997

-
- [56] G.E. Ponchak, M. Matloubian, L. P.B. Katehi
« A measurement-based design equation for attenuation of MMIC-Compatible coplanar waveguides »
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 47, n°2, pp. 241-243, february 1999
- [57] S. Boret
« Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz »
Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, sept. 1999
- [58] S.S. Gevorgian, T. Martinsson, P.L. Linner, E.L. Kollberg
« CAD Models for multilayered substrate interdigital capacitors »
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 44, n°6, pp896-904, June 1996.
- [59] L. Zhu, K. Wu
« Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic resonance. »
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 48, n°3, pp. 347-355, March 2000.
- [60] M.R. Frankel
« Terahertz Attenuation and dispersion Characteristics of coplanar transmission lines”
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 39, pp. 910-916, 1991.
- [61] M.J Lancaster, T.S.M. Maclean, Z.Wu, A.Porch, P.Woodall, N.NcN Alford
« Superconducting microwave resonator »
IEE Proceedings-H. Vol 139, n°2, pp.149-156, april 1992
- [62] G.L. Matthaei, G.L. Hey-Shipton
« Concerning the use of High-temperature superconductivity in planar microwave filters »
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 42, n°7, pp.1287-1294, July 1994.
- [63] M.Houdart
« Coplanar Lines : Application to broadband microwave integrated circuits »
6th EuMC proceedings. 1976, pp. 49-53
- [64] D.F. Williams, S.E.Schwarz
« Design and performance of coplanar waveguide bandpass filters »
I.E.E.E, M.T.T., vol. 31, n°7, pp558-566, july 1983.
- [65] S. Gevorgian, A.Deleniv, T. Martinsson, S. Gal'chenko, P. Linner, I. Vendick.
« CAD Model of a gap in a coplanar Waveguide ».
Int. J. of Microw. And Mill. Wave Computer-Aided Engineering, Vol 6, N°5, pp 369-277, 1996

-
- [66] J.E. Aitken
« Swept-frequency microwave Q-factor measurement »
Proc. IEE, Vol 123, n°9, pp855-862, september 1976
- [67] P. Lepercq
« Supraconducteurs à haute température critique : caractérisation en microondes et réalisation d'un oscillateur quasi-intégré à 12 GHz »
Thèse de l'université de Lille1, 1996
- [68] M.L. Cousseran, M. Freulon, K. Hettak, A. Peden, J.Ph. Coupez
« A new double slotline ring resonator with coplanar waveguide feeder. »
EuMC proceedings, pp. 585-586, 1993
- [69] B. Avenhaus, A. Porch, F.Huang, M.J. Lancaster, P.Woodall, F. Wellhofer
« Switched YBaCuO lumped element bandstop filter »
Elect. Lett., Vol 31, N°12, pp. 985-986, June 1995
- [70] G.E. Ponchack, L.P.B Katehi
« Open and Short-circuit terminated series stubs in finite-width coplanar waveguide on silicon ». I.E.E.E, M.T.T., Vol. 45, n°6, pp. 970-975, June 1997.
- [71] T.M. Keller, K.J. Herrick, L.P.B. Katehi
« Bandstop series stubs for coplanar waveguide on GaAs »
Elect. Lett., Vol. 33, N°8, pp. 684-685, April 1997
- [72] K. Hettak, N. Dib, A.F. Sheta, S. Toutain
« A class of Novel Uniplanar Series Résonators and their Implantation in original applications »
I.E.E.E, M.T.T., Vol. 46, n°9, pp1270-1276, September 1998.
- [73] K. Hettack, N. Dib, A.Omar, G.Y. Delisle, M. Stubbs, S. Toutain
« A useful New Class of miniature CPW Shunt Stubs and its impact on Millimeter-Wave Integrated Circuits »
I.E.E.E, M.T.T., vol. 47, n°12, pp 2340-2349, December 1999.
- [74] Mohamed Achani
Thèse de l'Université de Lille 1, courant 2000.

-
- [75] G.Benz, T.A. Sherer, M. Neuhaus, W. Jutzi
« Quality factors of coplanar niobium resonators on LaAlO_3 substrates with different cross sectional geometries »
Cryogenics, Vol 38, n°6, pp697-700, 1998
- [76] G.Benz, T.A. Sherer, M. Neuhaus, W. Jutzi
« Quality factors and intermodulation product of superconducting coplanar wave guides with slots in a DC magnetic field »
IEEE, Trans. Applied Superc, Vol 9, N°2, pp3046-3049, June 1999
- [77] J. Choi, S.Hong, B.H. Jun, T.H. Sung, Y. Park, K.No
« Effects of etching time and thickness on the performance of microstrip line resonator of YBaCuO thin films »
Jpn. J. Appl. Phys, Vol 38, Part 1, N° 4A , pp 1941-1944, April 1999.
- [78] A. Porch, M.J. Lancaster
« The coplanar resonator technique for determining the surface impedance of YBaCuO thin films ».
IEEE MTT, Vol 43, n°2 pp306-314, February 1995
- [79] W. Rauch, E. Gornik, G. Solkner, A.A. Valenzuela, F.Fox, H. Behner
« Microwave properties of YBaCuO thin films studied with coplanar transmission line resonator »
J. Appl. Phys, Vol 73, n°4, pp1866-1872, February 1993.
- [80] A.A Valenzuela, B. Daalmans, B. Roas
« High-Q Coplanar transmission line resonator of YBaCuO on LaAlO_3 »
Electron. Lett., Vol 25, N°21, pp.1435-1436. October 1989
- [81] A.A. Valenzuela, P.Russer
« High Q coplanar transmission line resonator of YBaCuO on MgO »
Appl. Phys Lett., Vol 55, n°10, pp.1029-1031. september 1989
- [82] R.Dill, J.Otto, P.Russer, L.Schultz, G.Solkner, A.A. Valenzuela, E.Wolfgang
« Testchip for high temperature superconductor passive devices »
IEEE, MTT-S, pp863-866, 1990
- [83] T. Konaka, M. Sato, H.Asano, S.Kuho, Y.Nagai
« High- T_c superconducting High-Q coplanar resonator made on MgO »
IEEE, MTT-S, pp1337-1340, 1991

-
- [84] H. How, R.G. Seed, C. Vittoria, D.B. Chrisey, J.S. Horwitz, C. Carosella, V. Folen
« Microwave characteristics of High-Tc Superconducting coplanar waveguide resonator »
IEEE MTT, Vol 40, n°8, pp1668-1673, August 1992
- [85] G.J. Valco, A.R. Blemker, K.H. Bhasin
« Laser ablated YbaCuO high temperature superconductor coplanar waveguide resonator »
Microwave and Optical tech. Lett., Vol 5, N°5, 234-235, May 1992
- [86] A. Porch, M.J. Lancaster, R.G. Humphreys, N.G. Chew
« Surface impedance measurements of YbaCuO thin films using coplanar resonator »
IEEE Trans Appl. Superconduct., Vol 3, N°1, pp1719-1722, March 1993
- [87] W. Rauch, E. Gornik
« Planar transmission line resonator from YbaCuO thin films and epitaxial sis multilayers »
IEEE Trans Appl. Superconduct., Vol 3, N°1, pp1110-1113, March 1993
- [88] M.J. Lancaster, J.C. Li, A. Porch, N.G. Chew
« High temperature superconductor lumped element resonator »
Electron. Lett., Vol. 29, N°19, pp1728-1729, September 1993
- [89] A.Z. Kain, J.M. Pond, H.R. Fetterman, C.M. Jackson
« Impact of kinetic inductance effect on high-Tc superconducting coplanar waveguide resonators »
Microw. and Optical Technol. Lett., Vol. 6, n°13, pp.755-758, october 1993.
- [90] W. Rauch, E. Gornik, G. Solkner, A.A. Valenzuela, H. Behner, G. Gieres
« High temperature superconducting coplanar and epitaxially grown microstrip transmission lines studied by a half-wavelength resonator technique »
Applied Superconductivity, Vol.2, N°6, pp. 417-423, 1994
- [91] E. Waffenschmidt, J. Musolf, X. He, K. Heime
« Passivation of YbaCuO Coplanar microwave structures »
IEEE Trans Appl. Superconduct., Vol 5, N°2, pp2551-2554, June 1995
- [92] H. Kanaya, T. Kaneyuki, H. Senoh, Y. Cho, I. Awai
« Microwave measurement of coplanar-type resonator fabricated with YBCO film »
Applied Superconductivity, Vol 5, N°1-6, pp 193-199, 1997

-
- [93] H. Kanaya, T. Kaneyuki, H.Senoh, Y.Cho, I.Awai
« Microwave characteristics of YbaCuO Coplanar waveguide resonators fabricated by the Sol-Gel Process on polycrystalline MgO »
Jpn. J. Appl. Phys., Vol 36,part I, N°10, pp6311-6315, 1997
- [94] J.C. Booth, J.A. Beall, D.C. Degroot, D.A. Rudman, R.H. Ono
« Microwave characterization of coplanar waveguide transmission lines fabricated by ion implantation patterning of YbaCuO »
IEEE Trans Appl. Superconduct., Vol 7, N°2, June 1997
- [95] J.C. Booth, C.L. Holloway
« Conductor loss in superconducting planar structures : calculations and measurements ».
IEEE MTT, Vol 47, n°6,pp 769-774, June 1999
- [96] A. Khanna, Y. Garault
« Determination of load, unloaded and external quality factors of a dielectric resonator coupled to a microstrip line »
IEEE MTT, Vol 31, pp261-264, 1983
- [97] D. Chauvel
« Mise en œuvre 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 ».
Thèse de l'Université de Lille 1, 1993
- [98] G. Dambrine
« Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent »
Thèse de l'université de lille1, 1989
- [99] J.W.Smuk, M.G.Stubbs, J.S.Wight
« S-parameter characterization and modeling of three-terminal semiconductive devices at cryogenic temperatures »
IEEE Microwave and guided wave letters, Vol.2, n°3, march 1992
- [100] H. Meschede, R.Reuter, J.Albers, J. Kraus, D. Peter , W. Brockerhoff, F.J. Tegude, M.Bode, J.Shubert, W.Zander.
« On-wafer microwave measurement setup for investigations on hemt and high-Tc superconductors at cryogenic temperatures down to 20K »
IEEE. MTT vol. 40, n°12. pp. 2325-2330, december 1992

[101] M. Zaknour

« Etude de la technologie et des potentialités pour l'amplification de puissance hyperfréquence des transistors à effet de champ des filières phosphure AlGaInp/GaInAs et métamorphique AlInAs/GaInAs sur substrat GaAs. »

Thèse de l'université de Lille 1, 1999

[102] T.J. Drummond, R.J. Fisher, W.F. Kopp, H.Morkoç, K. Lee, M.S. Shur

« Bias dependence and light sensitivity of (Al,Ga)As/GaAs Mosfet's at 77K »

IEEE Transactions on electron devices, Vol ED-30, n°12, pp.1806-1810, december 1983

[103] J.Y.Chi, R.P.Holmstrom, J.P.Salerno

« Effect of traps on low temperature high electron mobility transistor characteristics »

IEEE. Electron device letters, Vol EDL-5, n°9, pp.381-384, september 1984

[104] C.Boutez

« Amplificateurs cryogéniques faible bruit à base de transistors à hétérostructure de haute mobilité pour application spatiales »

Thèse de l'université de Lille1, 1999

[105] J.F. Thiery, H. Fawaz, N. Bourzgui, N. T. Linh and G. Salmer

« Temperature dependence of pseudomorphic complementary HIGFET devices electrical characteristics »

International Symposium on Compound Semiconductors, Sept. 1996, St Petersburg

[106] J.F. Thiery

« Etude et réalisation de transistors Higtets complémentaires en technologie auto-alignée pour circuits logiques rapides et à faible consommation »

Thèse de l'université de Lille1, 1996

[107] M. Tourat

« Etude et réalisation de nouvelles filières de composants HIGFETs pour applications digitale et analogiques »

Thèse de l'université de Lille 1, 2000

[108] R. Klieber, R. Ramisch, A.A. Valenzuela, R. Weigel, P.Russer

« A coplanar transmission line High-Tc Superconductive Oscillator at 6.5 GHz on a single substrate »

IEEE Microwave and guided wave letters, Vol.2, n°1, pp.22-24, January 1992

[109] J.W Smuk, M.G. Stubbs, J.S.Wight

« Hybrid Semiconductive/high temperature superconductive Ku-Band oscillator and amplifier Mics »

IEEE MTT-S Digest, pp.485-488, 1992

- [110] R.R. Romanofsky, F.W. Van Keuls, F.A. Miranda
« A cryogenic GaAs PHEMT/Ferroelectric Ku-Band Tunable Oscillator »
NASA/TM 1998-206967, April 1998
- [111] M. Regis, O. Llopis, J. Graffeuil
« Nonlinear modeling and design of bipolar transistors ultra-low phase noise dielectric-resonator oscillators »
IEEE MTT, Vol 46, n°10, pp.1589-1593, october 1998
- [112] I.Bahl, P.Bhartia
« Microwave solid state circuit design »
John Wiley&Sons, 1988
- [113] S. Perez, D. Floriot, P.Maurin, P.Bouquet, P.M. Gutierrez, J.Obregon, S.L. Delage
« Extremely low noise InGaP/GaAs HBT oscillator at C-Band »
Electronics letters, Vol.34 n°8, pp813-814, April 1998
- [114] Y. Roelens
« Transmission en microondes à travers un film YBaCuO déposé sur Saphir: étude théorique et expérimentale »
DEA de l'Université de Lille I, Juillet 1995.

