

Fabrication d'un bolomètre supraconducteur à haute température critique opérant dans les micro-ondes

par

Simon Fissette

mémoire présenté au département de physique
en vue de l'obtention du grade de maître ès sciences (M.Sc.)

FACULTÉ DES SCIENCES
UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE

Sherbrooke, Québec, Canada, 18 juin 2009



Library and Archives
Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-53162-4
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-53162-4

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

Le 19 juin 2009

le jury a accepté le mémoire de M. Simon Fissette dans sa version finale.

Membres du jury

M. Patrick Fournier
Directeur
Département de physique

M. David Sénéchal
Membre
Département de physique

M. Serge Jandl
Président-rapporteur
Département de physique

Sommaire

Les supraconducteurs à haute température trouvent de plus en plus leur place sur le marché notamment pour des applications de filtres dans les dispositifs micro-ondes et les détecteurs infrarouges. En effet, plusieurs appareils utilisant les supraconducteurs dépassent maintenant les performances de ceux utilisant seulement des semiconducteurs et des métaux conventionnels dans ces domaines.

Ce mémoire de maîtrise présente la conception, la fabrication et la caractérisation d'un prototype de bolomètre supraconducteur utilisant une cavité résonante supraconductrices en circuit pour en faire la mesure. La cavité micro-onde est fabriquée avec le supraconducteur à haute température $YBa_2Cu_3O_7$ (YBCO) et est conçue pour avoir une fréquence de résonance d'environ 6 GHz. Le bolomètre est placé au centre de la cavité et représente environ 2 % de la longueur totale de celle-ci. Il a une température critique est d'environ 78 K, inférieure à celle de la cavité, et est formé d'YBCO dopé au Praseodyme.

Les premiers résultats ont d'abord montré que contrairement aux bolomètres conventionnels, la mesure est beaucoup plus sensible à la partie inductive du changement d'impédance lors de la transition d'état qu'à la partie résistive. Le détecteur fabriqué, qu'on nomme bolomètre micro-onde, possède potentiellement plusieurs avantages face aux bolomètres conventionnels dont notamment cet accès à la partie inductive, le haut taux d'échantillonnage et une isolation au bruit blanc et au bruit en $1/f$ découlant de la cavité et de la fréquence d'opération. Nous avons estimé la détectivité spécifique du prototype de détecteur fabriqué à $10^5 cm\sqrt{Hz}/W$, bien en deçà du $10^{10} cm\sqrt{Hz}/W$ atteint par les meilleurs bolomètres supraconducteurs à haute température actuels. Il y a cependant beaucoup de place à l'amélioration permettant d'espérer atteindre ces mêmes performances étant donné le peu d'optimisation du design et de la méthode expérimentale utilisée pour la caractérisation.

Remerciements

Je me dois tout d'abord de remercier le professeur Patrick Fournier, mon directeur de recherche, sans qui ce travail de maîtrise n'aurait pas été possible. Ses qualités humaines, ses talents de chercheur et de motivateur ont su me convaincre d'entreprendre ce travail avec lui à un moment très difficile dans l'évolution de ma carrière. Je lui suis vraiment reconnaissant de m'avoir accueilli dans son groupe et de m'avoir accompagné dans ce projet de recherche et tout au long de mes études. Je dois aussi souligner l'appui financier du CRSNG qui m'a fortement incité à poursuivre mes études au niveau gradué et à entreprendre ce travail.

Je souhaite ensuite remercier l'équipe du support technique qui a beaucoup contribué à la réalisation de ce projet et de qui j'ai beaucoup appris et apprécié l'interaction. Je pense notamment à Stéphane Pelletier pour l'aide apportée avec le cryostat et le système de mesure en général et à Michael Lacerte pour son aide pour les nombreux tests effectués afin d'en arriver à la micro fabrication du dispositif final. Merci aussi au professeur François Boone et à Dominic Deslandes du département de génie électrique pour les discussions, l'aide technique et le prêt d'équipements essentiels pour la réalisation de ce projet.

Finalement, j'aimerais remercier mon entourage proche que sont mes amis et collègues au département de physique. Je suis content d'avoir passé ces années en leur compagnie. C'est grâce à eux et au contact proche avec les professeurs que je garde de très bons souvenirs de mon passage à l'Université de Sherbrooke.

Table des matières

Sommaire	iii
Table des matières	v
Liste des tableaux	viii
Liste des figures	ix
Introduction	1
1 Présentation du sujet	2
1.1 Les supraconducteurs à haute température critique et leurs applications .	2
1.1.1 Introduction	2
1.1.2 Les applications aujourd’hui	3
1.2 Les détecteurs infrarouges	4
1.2.1 Classification selon le principe de détection utilisé	4
1.2.2 Principales caractéristiques des détecteurs	6
1.2.3 Résumé des performances	7
1.3 Les bolomètres	8
1.3.1 Fonctionnement du bolomètre	8
1.3.2 Intérêts des bolomètres supraconducteurs à haut T_c	9
2 Présentation du bolomètre micro-onde	11
2.1 Introduction	11
2.2 Idée générale	11
2.2.1 La cavité résonante en circuit intégré	13
2.2.2 Intégration du bolomètre et du résonateur	14

2.3	Impédance effective et circuit équivalent	16
2.4	Calcul de la sensibilité du bolomètre	18
2.5	Choix des dimensions	19
3	Fabrication du bolomètre et de la cavité micro-onde	21
3.1	Introduction	21
3.2	Dépôt du $YBa_2Cu_3O_7$ sur $Y_{1-x}Pr_xBa_2Cu_3O_7$	21
3.2.1	Description du montage d'ablation laser	21
3.2.2	Généralités sur le matériau $YBa_2Cu_3O_7$	22
3.2.3	Le dopage avec Praséodyme $Y_{1-x}Pr_xBa_2Cu_3O_7$	23
3.2.4	Le choix du substrat	24
3.2.5	Détermination des conditions de dépôt	25
3.2.6	Diffraction des rayons-X	27
3.2.7	Susceptibilité CA	27
3.3	Procédé de fabrication des échantillons	30
3.3.1	Photolithographie	30
3.3.2	Dépôt des contacts d'or	31
3.3.3	Gravure humide des différents motifs	32
3.3.4	Gravure sèche du bolomètre	33
3.3.5	Mesure de l'épaisseur par stylet	34
3.3.6	Changement de T_c suite au bombardement ionique	34
4	Caractérisation du bolomètre micro-onde	36
4.1	Introduction	36
4.2	Méthodes expérimentales	36
4.2.1	Le porte-échantillon	36
4.2.2	Le cryostat	39
4.2.3	La mesure micro-onde	40
4.2.4	Mesure du niveau de bruit	43
4.2.5	Mesure de la conductance thermique avec le substrat	44
4.3	Analyse du bolomètre micro-onde	45
4.3.1	Traitement des données micro-ondes	45
4.3.2	Comparaison pour une bicouche avant et après gravure du bolomètre	47
4.3.3	Choix du point d'opération	48
4.3.4	Niveau de bruit au point d'opération	52

<i>Table des matières</i>	vii
4.3.5 Mesure de la conductance thermique avec le substrat	53
4.4 Analyse des performances potentielles comme détecteur	55
4.4.1 Caractéristiques du détecteur	55
4.4.2 Comparaison avec la littérature	57
4.4.3 Discussion et améliorations possibles	58
Conclusion	60
Annexe A Compléments	61
A.1 Photomasque	61
A.2 Bruit théorique attendu pour une atténuation donnée	61
A.3 Défectivité spécifique	64
Bibliographie	66

Liste des tableaux

3.1	Tableau regroupant les propriétés de plusieurs substrats pris en considération pour la fabrication du bolomètre micro-onde. ϵ est la constante diélectrique et ($\tan \delta$) la tangente de perte, d'après [1].	24
4.1	Bruit en fonction de l'atténuation et de la puissance au détecteur	44

Liste des figures

1.1	Défectivité spécifique de différents détecteurs dans l'infrarouge [2]	8
1.2	Représentation schématique d'un bolomètre composite, le substrat ne fait par partie du bolomètre (le film absorbant en fait cependant partie)	9
2.1	Concept de la mesure d'un bolomètre avec une cavité. On mesure le changement de la puissance transmise en fonction du changement de la température du bolomètre.	12
2.2	Schéma d'un guide d'onde coplanaire sur un substrat diélectrique d'épaisseur finie. Tiré de [3]	13
2.3	Représentation du profil de tension et de courant pour le mode fondamental d'une cavité résonante.	14
2.4	Représentation schématique de la cavité résonante et du bolomètre intégré	15
2.5	Modélisation du résonateur et circuit équivalent	16
3.1	Photographie de l'intérieur de la chambre d'ablation laser lors d'une préablation. On y voit la position de l'élément chauffant et du substrat, la direction du laser par rapport à la plume et la cible.	22
3.2	Maille élémentaire de la phase orthorhombique d'YBCO, figure provenant de [4]	23
3.3	Adaptation de la cellule élémentaire de CeO_2 sur le plan R ($1\bar{1}02$) du saphir [5].	25
3.4	Surfaces de couches d'YBCO pour différents paramètres de croissance (grossissement 10 000x). Dépôt rapide à gauche, dépôt lent à droite.	26
3.5	Diffraction des rayons-X pour une couche d'YBCO	28
3.6	Diffraction des rayons-X pour une bicouche d'YPBCO/YBCO	28
3.7	Susceptibilité CA pour une couche de YBCO	29

3.8	Susceptibilité CA pour YPBCO-20%, YPBCO-13% et pour une bicouche YBCO sur YPBCO-13%	30
3.9	Description schématique du principe de photolithographie	31
3.10	Échantillon après le soulèvement du dépôt d'or	32
3.11	Échantillon après la gravure humide. En haut à gauche, le pont de résistance pour les mesures de résistivité. En haut à droite, la partie servant aux mesures de susceptibilité CA. En bas, le résonateur micro-onde.	32
3.12	Photo de l'extrémité d'un résonateur prise en champ clair et en champ sombre	33
3.13	Photo de la gravure du bolomètre prise en champ clair et en champ sombre	34
3.14	Susceptibilité CA d'une bicouche YBCO sur YPBCO-13% gravé moitié.	35
3.15	Susceptibilité CA d'une bicouche YBCO sur YPBCO-20% gravé moitié.	35
4.1	Photo du porte-échantillon. L'échantillon mesure 3.5 mm de large par 8 mm de long.	37
4.2	Photo montrant l'échantillon dans son ensemble et la façon dont il est relié au porte échantillon.	38
4.3	Schéma du cryostat	39
4.4	Photo montrant le montage expérimental utilisé : le banc de pompage, le cryostat, le contrôleur de température et l'analyseur de réseau vectoriel.	41
4.5	Exemple d'une lorentzienne prise d'un résonateur de YBCO à 69.54K	42
4.6	Fluctuations de S_{21} en fonction du temps, mesurées avec un atténuateur de 9 dB plus l'atténuation des câbles.	43
4.7	Exemple de mesure de S_{21} et d'extraction des paramètres des lorentziennes en fonction de la température pour YBCO. Les courbes présentées sont pour des températures allant de 73 K à 81 K.	46
4.8	Paramètres des lorentziennes en fonction de la température pour le résonateur d'YBCO	47
4.9	Représentation 2D des données obtenues du résonateur d'YBCO $S_{21}(f, T)$	48
4.10	Représentation 2D des données obtenues du résonateur d'YBCO $\frac{d}{dT}S_{21}(f, T)$	49
4.11	Résonateur bicouche avant gravure $S_{21}(f, T)$, $P_{Source} = -30dBm$	50
4.12	Résonateur bicouche après gravure $S_{21}(f, T)$, $P_{Source} = -30dBm$	50
4.13	Déplacement de la fréquence de résonance après la gravure du bolomètre	51
4.14	Zone d'opération du bolomètre pour $P_S = -30 dBm$	52

4.15	Détermination du point d'opération, coupe en fréquence à $T = 75.6 K$. .	53
4.16	Zone d'opération du bolomètre pour $P_S = -10 dBm$	54
4.17	Résistance du pont de $YPrBaCuO$ en fonction de la température	55
4.18	Détermination de la conductivité thermique avec le substrat à partir du pont de résistivité	56
A.1	Dessin du photomasque. <i>a)</i> et <i>b)</i> sont des masques avec deux différents facteurs de qualité, <i>c)</i> est le masque pour le dépôt des contacts d'or et <i>d)</i> est le masque pour la gravure du bolomètre.	62
A.2	Circuit équivalent de l'analyseur de réseau mesurant une résistance. . . .	63

Introduction

Plusieurs mesures dont notamment certaines observations spatiales dans les longueurs d'onde infrarouges de $20\ \mu\text{m}$ à $1\ \text{mm}$ sont actuellement limitées par les instruments. Les bolomètres supraconducteurs à haute température critique sont alors intéressants dans la mesure où ils peuvent fonctionner au-dessus de $77\ \text{K}$ et, comme pour tous les détecteurs thermiques, leur domaine de détection n'est limité que par l'absorption à la longueur d'onde considérée. Le bolomètre supraconducteur est utilisé à la température de transition, où la résistance varie brutalement avec la température.

Plutôt que de tenter de refaire ce qui a été fait et d'avoir pour objectif d'améliorer la conception des bolomètres qui existent déjà, ce travail explore une voie différente. Habituellement, les bolomètres sont polarisés en courant quasi-continu alors que nous tenterons d'exploiter les avantages d'une lecture à très haute fréquence, dans les micro-ondes. L'utilisation des micro-ondes (quelques GHz) présente en effet des avantages potentiellement très intéressants qui pourraient augmenter les performances de tels détecteurs. La sensibilité au changement d'inductance lors de la transition, le haut taux d'échantillonnage, l'absence de bruit en $1/f$ et l'existence d'amplificateurs à très faible bruit sont les principaux avantages de travailler à ces fréquences.

On introduit d'abord au premier chapitre le fonctionnement et les performances des détecteurs infrarouges existants. On expose ensuite au chapitre 2 la manière dont on tentera de mesurer un bolomètre supraconducteur à haute température dans les micro-ondes. Le chapitre 3 suit en présentant le travail impliqué dans la fabrication du prototype de détecteur, de la croissance des couches supraconductrices à la micro fabrication du dispositif. Le chapitre 4 débute avec une description des méthodes expérimentales utilisées pour l'étude des performances du détecteur et termine une analyse des résultats obtenus. On termine finalement au chapitre 5 sur un bref retour sur le travail accompli.

Chapitre 1

Présentation du sujet

1.1 Les supraconducteurs à haute température critique et leurs applications

1.1.1 Introduction

Lorsque refroidi, la résistance d'un matériau supraconducteur décroît linéairement et chute abruptement pour devenir nulle au-dessous d'une certaine température critique T_c . Les bolomètres supraconducteurs utilisent cette brutale chute à zéro de la résistance qui est l'effet le plus évident du passage de l'état normal à l'état supraconducteur. Pour la compréhension de ce travail, il n'est donc pas nécessaire de détailler les aspects fondamentaux de la supraconductivité décrits dans de nombreux ouvrages de références [6].

La découverte des supraconducteurs à haute température critique en 1986 a relancé l'intérêt pour les applications des supraconducteurs. En électronique, les efforts se sont d'abord essentiellement concentrés sur les composants passifs micro-ondes, qui trouvent progressivement des applications dans le domaine des télécommunications, et sur les circuits actifs analogiques et logiques avec jonctions Josephson. Les détecteurs infrarouges sont également parmi les applications prometteuses. Ils pourraient en effet pallier à l'absence de détecteurs performants et refroidis à l'azote liquide dans le domaine des longueurs d'onde supérieures à $20 \mu\text{m}$ jusqu'au millimètre. Les meilleurs détecteurs actuels dans cette fenêtre sont formés de supraconducteurs à basse température.

Après un bref résumé des applications de la supraconductivité à haute température aujourd'hui, on poursuivra avec une description des principaux détecteurs infrarouges et les différents paramètres qui permettent de comparer leurs performances. On terminera ce chapitre en présentant avec plus de détails le fonctionnement du bolomètre supraconducteur, ses avantages et différents besoins auxquels ils pourraient répondre.

1.1.2 Les applications aujourd'hui

Comparativement aux métaux et aux semiconducteurs, les supraconducteurs à haute température critique possèdent les avantages suivants au niveau du potentiel de débouchés pour des applications :

- faible résistance de surface pour des applications micro-ondes.
- faible niveau de bruit utilisé en détection (SQUID).
- faible tension de fonctionnement (quelques mV) qui permet de réaliser des composantes actives à faible niveau de consommation.
- commutation ultra-rapide pour des applications dans des circuits logiques (basés sur les jonctions Josephson).
- fonctionnement entre 50 et 90 K avec des systèmes cryogéniques autonomes.

La technologie des supraconducteurs à basse température critique est aujourd'hui bien maîtrisée et certains produits en faisant l'utilisation sont commercialisés. On peut citer par exemple les amplificateurs à SQUID utilisant le niobium de l'entreprise Hypres [7] ou les SQUIDs vendus par Superconducting Technologies Inc. [8]. De façon générale, les SQUIDs sont employés pour la détection de champs magnétiques extrêmement faibles appliquée à la médecine, la géophysique, la défense et bien d'autres domaines de recherche scientifique. Ces exemples sont loin d'être exhaustifs mais donnent une idée des applications envisageables. La démarche naturelle est de reproduire avec les supraconducteurs à haute température les mêmes dispositifs qui fonctionnent bien à basse température, avec l'espoir de réduire leur coût et de simplifier leur utilisation. Il apparaît alors que l'obtention de jonctions Josephson à base de supraconducteurs à haute température représente un défi technologique considérable. Les mêmes entreprises citées [7,8] précédemment commercialisent déjà des composantes à base de haut T_c tels que des dispositifs micro-ondes (résonateur, filtres) ou des microbolomètres destinés aux applications spatiales ou spectroscopiques. Cette technologie est encore jeune mais devrait continuer de se développer

de par ces excellentes performances.

1.2 Les détecteurs infrarouges

1.2.1 Classification selon le principe de détection utilisé

Un détecteur infrarouge réagit à la radiation dans le domaine de l'infrarouge, environ de $1 \mu\text{m}$ à $100 \mu\text{m}$. On décrit ici brièvement le principe de détection utilisé par chaque type de détecteur. Il existe deux catégories de détecteurs, soit thermique et photonique.

Détecteurs thermiques

La lumière incidente est détectée par l'élévation de température qu'elle provoque dans le capteur. L'échauffement est mesuré par une forme de thermomètre qui utilise la variation d'une propriété physique d'un matériau avec la température. Il n'y a donc pas de limite au domaine spectral de détection. Il y a des variations dans la sensibilité en fonction de la longueur d'onde, mais seulement à cause des variations de l'absorption du matériau utilisé.

On trouve parmi eux les **thermopiles**, ou thermocouples, qui utilisent la tension produite par la différence de température entre deux jonctions de matériaux de pouvoirs thermoélectriques différents. L'une des jonctions est maintenue à une température fixe, tandis que l'autre est utilisée comme capteur. Ce type de détecteur fonctionne sans source de polarisation.

On a ensuite les détecteurs utilisant l'effet **pyroélectrique** à ne pas confondre avec l'effet thermoélectrique. Il s'agit de la propriété de certains matériaux de générer une tension ou potentiel électrique lorsqu'ils sont refroidis ou chauffés. Le changement de température modifie légèrement la position des atomes dans la structure cristalline changeant la polarisation du matériau. Ce changement de polarisation crée une tension électrique temporaire qui disparaît après un certain temps de relaxation.

Il y a aussi les détecteurs **pneumatiques**, où la chaleur produite par l'absorption du rayonnement provoque l'augmentation de la pression d'une petite masse de gaz enfermée dans un compartiment étanche. On observe ensuite la déformation d'une membrane par

la variation d'une capacité ou par interférométrie optique (cellule de Golay).

Il y a enfin les **bolomètres** qui utilisent comme thermomètre la variation de la résistance d'un matériau avec la température. Il est alors nécessaire de les polariser pour mesurer une réponse. On présente avec plus de détails leur fonctionnement un peu plus loin dans ce chapitre.

Détecteurs photoniques ou quantiques

Les performances des détecteurs photoniques sont en général plus élevées que les détecteurs thermiques, mais leur sensibilité dépend de la longueur d'onde. Ils sont habituellement refroidis pour réduire le bruit thermique et permettre une détection précise, sauf pour ceux utilisés dans l'infrarouge proche. Des semiconducteurs dont l'énergie de gap est petite sont utilisés pour la détection, le rayonnement infrarouge étant relativement de faible énergie. Les photons absorbés causent ainsi des excitations électroniques provoquant des changements physiques mesurables. À cause du principe de détection utilisé, ce type de détecteur fonctionne bien seulement pour des longueurs d'onde inférieures à environ $20 \mu\text{m}$.

On a d'abord les détecteurs **photoconductifs**, où l'excitation d'un électron provoque une augmentation de la conductivité du matériau. On mesure simplement le changement de résistivité du semiconducteur ce qui nécessite donc une source de polarisation. On a ensuite les détecteurs à **photoémission électronique** dont l'élément important est la photocathode. Elle est habituellement constituée d'une couche mince de semiconducteur dont le rayonnement incident provoque l'éjection d'électrons. Cette forme de détection présente l'avantage de permettre une forte amplification de la réponse en accélérant par une forte tension les électrons libérés dans le vide. On a finalement les détecteurs **photovoltaïques** qui sont formés d'une jonction p-n et où l'énergie de gap à considérer est celle de la jonction. Lorsque soumis au rayonnement, il apparaît une différence de potentiel à la jonction qu'on peut mesurer directement.

1.2.2 Principales caractéristiques des détecteurs

La réponse (\mathfrak{R})

La fonction principale d'un détecteur est de convertir un signal optique en une forme d'information ou d'énergie amplifiable et mesurable qui est généralement de nature électrique. On définit ainsi la réponse \mathfrak{R} (ou la sensibilité S) d'un détecteur, comme étant le facteur de conversion du signal électrique de sortie par rapport à la puissance du signal lumineux capté. Ce paramètre est habituellement exprimé par exemple en volt par watt (V/W) ou en ampère par watt (A/W), selon la nature du signal de sortie du détecteur.

Le bruit du détecteur

Dans le cas où le signal de sortie est en volt, la tension V_N de bruit du détecteur représentent les fluctuations du signal de sortie lorsque le détecteur n'est soumis à aucune excitation lumineuse. Lorsque mesuré sur toute la gamme des fréquences, le bruit s'exprime en volt. Il est cependant ramené habituellement à une bande de fréquence de largeur de 1 Hz, centrée sur une fréquence moyenne, et appelée densité spectrale de bruit en V/\sqrt{Hz} . La racine carré provient du fait qu'il s'agit d'une valeur RMS (*Root Mean Square*), soit la racine carré de la variance $\langle V_N^2 \rangle$ par largeur de bande de fréquence.

La puissance équivalente de bruit (NEP)

La puissance équivalente de bruit, qu'on appelle le NEP (pour *Noise Equivalent Power*), représente la plus petite valeur de puissance lumineuse détectable par le détecteur dans une bande passante de 1 Hz. En d'autres mots, cela définit le seuil de détection de puissance de façon à avoir un rapport signal sur bruit égal à un. Le NEP est défini par le rapport entre la densité spectrale de bruit sur la réponse V_N/\mathfrak{R} en W/\sqrt{Hz} .

$$NEP = \frac{V_N}{\mathfrak{R}} \left[\frac{W}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (1.1)$$

La détectivité spécifique (D^*)

Bien que le NEP soit un paramètre couramment employé, il ne permet de comparer que des capteurs ayant des surfaces de détection identique car il dépend de la géométrie. On utilise alors la détectivité spécifique qui est une caractéristique normalisée en surface.

Elle est simplement donnée par le rapport de la racine carrée de la surface de détection A par le NEP habituellement en $cm\sqrt{Hz}/W$.

$$D^* = \frac{\sqrt{A}}{NEP} \left[\frac{cm\sqrt{Hz}}{W} \right] \quad (1.2)$$

La constante de temps de réponse (τ)

La constante de temps de réponse exprime la rapidité avec laquelle ce dernier est capable de convertir le signal lumineux en signal électrique. Autrement dit, il s'agit du temps minimum qui doit séparer deux signaux consécutifs pour qu'ils soient différenciés par le détecteur. C'est un facteur qui limite le débit, par exemple, le débit d'information que peut recevoir le capteur.

Autres caractéristiques

Les détecteurs sont également souvent caractérisés par un angle solide d'acceptance lorsque la sensibilité dépend de l'angle d'incidence de l'excitation lumineuse de même que par la sensibilité spectrale, qui traduit la dépendance de la sensibilité en fonction de la longueur d'onde incidente.

1.2.3 Résumé des performances

La figure 1.1 est tirée d'un document technique de la société Hamamatsu [2] qui manufacture de nombreux types de détecteurs infrarouges. Les détectivités obtenues par ces détecteurs sont élevées et satisfont à de nombreuses applications telles que la vision nocturne qui demande une bonne sensibilité dans le proche infrarouge (jusqu'à $10 \mu m$). C'est cependant dans les plus grandes longueurs d'onde, au delà de $20 \mu m$ qu'on voit un problème apparaître. Il existe en effet de nombreux besoins pour des détecteurs dans l'infrarouge lointain plus performants qu'actuellement notamment dans le domaine spatial. C'est ce domaine de longueur d'onde, entre $20 \mu m$ et $1 mm$, que ce projet considère en tentant de développer un détecteur d'une détectivité supérieure à $10^9 cm\sqrt{Hz}/W$ ne nécessitant qu'un refroidissement modéré (50 à $90 K$).

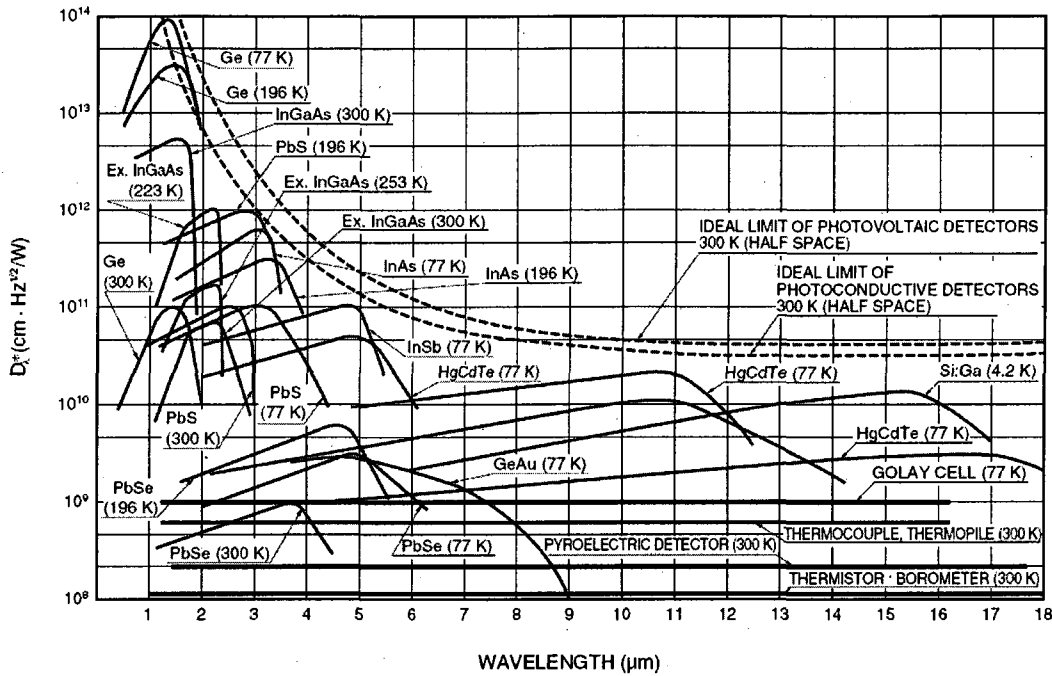


FIGURE 1.1 – Détectivité spécifique de différents détecteurs dans l'infrarouge [2]

1.3 Les bolomètres

1.3.1 Fonctionnement du bolomètre

Le bolomètre est un détecteur thermique qui utilise la dépendance de la résistance avec la température. Plusieurs articles et revues de littérature couvrant très bien le sujet existent et certains sont donnés en référence [9–11]. Leur développement a fortement été aidé par les nombreuses études sur la résistance des matériaux qui ont facilité l'optimisation des détecteurs et le choix des matériaux. Tous les détecteurs thermiques sont formés d'un élément absorbant avec une capacité calorifique C qui convertit la radiation incidente en chaleur et qui est relié à une température de référence de base via une conductance thermique G (voir figure 1.2. Pour un bolomètre, on mesure habituellement le voltage V_b apparaissant à ses bornes lorsque polarisé avec un courant I afin de déterminer la puissance du rayonnement incident. On obtient donc directement comme expression de la réponse $\mathfrak{R} = I \cdot \frac{dR}{dT} \cdot \frac{1}{G}$. La constante de temps de réponse est donnée par $\tau = \frac{C}{G}$.

On distingue deux types de bolomètre, monocorps et composites. Dans les bolomètres monocorps, le substrat fait partie du thermomètre (la couche mince). L'absorption de la

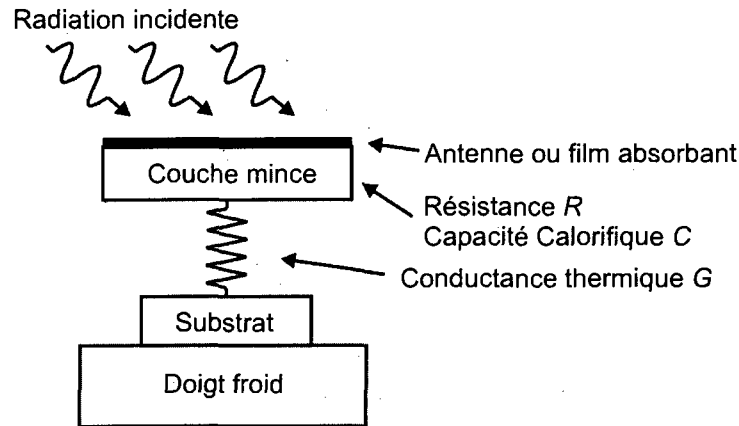


FIGURE 1.2 – Représentation schématique d'un bolomètre composite, le substrat ne fait pas partie du bolomètre (le film absorbant en fait cependant partie)

radiation incidente est faite soit par le thermomètre lui-même, par un film absorbant ou une antenne déposée par dessus. Pour ce qui est des bolomètres composites, le substrat ou l'antenne ne font pas partie du thermostat. L'utilisation d'une antenne est très intéressante car elle permet de réduire la taille du thermomètre et ainsi sa capacité calorifique. L'antenne collecte le rayonnement incident et chauffe sa charge, constituée par le thermomètre.

Dans le cas des supraconducteurs, la caractéristique de variation de la résistance en fonction de la température est particulièrement intéressante dans la transition de l'état normal à l'état supraconducteur. Puisque la chute de résistance est brutale, il suffit d'une petite variation de température pour entraîner une grande variation de résistance. Si polarisé en courant, on obtient un signal de tension de forte amplitude. Plus la transition résistive est étroite, plus la sensibilité sera élevée, mais plus la stabilité de la température d'opération devra être grande.

1.3.2 Intérêts des bolomètres supraconducteurs à haut T_c

L'intérêt pour une nouvelle technologie de détecteur se justifie par le fait que les observations dans les longueurs d'onde infrarouges jusqu'à 1 mm sont actuellement limitées par la sensibilité des instruments. Par exemple, il y a eu très peu de progrès significatifs concernant les performances des détecteurs modérément refroidis ($T > 80K$) dans les dernières années et même les dernières décennies. En effet, depuis la thermopile uti-

lisée sur la sonde Voyager/IRIS en 1980 de détectivité maximale d'environ $1\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}/W$, les meilleurs détecteurs incluant les supraconducteurs à hautes températures actuelles peinent à atteindre $10^{10}\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}/W$ et y parviennent généralement au détriment d'un temps de réponse relativement long [11]. Les seuls détecteurs atteignant une sensibilité nettement supérieure fonctionnent au mieux à la température de l'hélium liquide [12].

Un tel refroidissement est impossible à réaliser dans le cadre de missions spatiales, où la masse embarquée est sévèrement limitée, ou rend tout simplement l'utilisation en laboratoire difficilement accessible à cause des coûts d'acquisition et d'opération élevés. Si on considère un refroidissement par radiation (passif) ou par un cryogénérateur relativement modeste, la température de travail du détecteur doit être supérieure à 65 K. C'est ainsi que les supraconducteurs à haute température, notamment YBCO, deviennent très intéressants. Comme exposé par Verghese et al. [13], ces détecteurs qui fonctionnent à 77 K, laissent entrevoir des performances comparables aux détecteurs HgCdTe jusque dans les longueurs d'onde millimétriques (voir figure 1.1). Le présent travail a pour objectif d'explorer la possibilité d'un nouveau concept de bolomètre supraconducteur à haute température dont les performances pourraient éventuellement dépasser celles obtenues actuellement notamment au niveau du temps de réponse.

Chapitre 2

Présentation du bolomètre micro-onde

2.1 Introduction

Dans ce second chapitre, on débute par une description du concept du détecteur que l'on a fabriqué et de son principe de fonctionnement qui s'apparente à celui du bolomètre supraconducteur présenté au chapitre précédent. On élabore d'abord sur ce qu'on appelle la cavité micro-onde en circuit très importante dans le concept du détecteur et on poursuit avec l'utilisation qu'on en fait pour la mesure d'un bolomètre. On développe ensuite un modèle mathématique de la cavité afin de déterminer la manière dont elle sera affectée par le bolomètre et comment se comporte la sensibilité en fonction de différents paramètres. On termine finalement en présentant les différentes dimensions et paramètres choisis pour réaliser le prototype.

2.2 Idée générale

Comme décrit au chapitre 1, le principe du bolomètre comme détecteur de radiation est de mesurer un changement dans la résistance du pixel en fonction de sa température. Dans le cas des bolomètres supraconducteurs, on mesure la variation de la résistance en plein milieu de la transition supraconductrice. L'idée proposée dans ce travail s'inspire des mesures effectuées sur de petits échantillons dont on arrive à mesurer certaines propriétés physiques à l'aide de la cavité résonante hyperfréquence avec un haut facteur

de qualité. Placé à un endroit de la cavité où la perturbation sur la transmission de la cavité est importante, on mesure certaines propriétés de l'échantillon en fonction de cette perturbation. Il s'agit aussi du même principe utilisé en optique où on perturbe la transmission d'une cavité Fabry-Perrot.

Cette idée a notamment été reprise sous forme de circuit pour faire la mesure d'un bit quantique supraconducteur [14]. Le système quantique très petit est couplé à une cavité résonante en circuit. Pour avoir un facteur de qualité élevé et avoir suffisamment de résolution, le circuit résonant est aussi supraconducteur. On mesure donc le système quantique en mesurant la perturbation qu'il provoque sur la transmission de la cavité résonante. L'objectif du présent travail est d'utiliser une cavité résonante supraconductrice en circuit similaire pour faire la lecture d'un bolomètre. Près de la transition supraconductrice, à la fois la résistance et l'inductance du bolomètre supraconducteur changeront. Ce sont deux paramètres auxquels la cavité devrait être sensible. La figure 2.1 montre le concept de la mesure. Lorsque la lumière incidente chauffe le bolomètre, on devrait observer une diminution de la puissance transmise à cause de l'augmentation de la résistance et de l'inductance du bolomètre. Le changement de résistance diminue directement la puissance transmise alors que le changement d'inductance déplace le pic de résonance vers une fréquence plus basse.

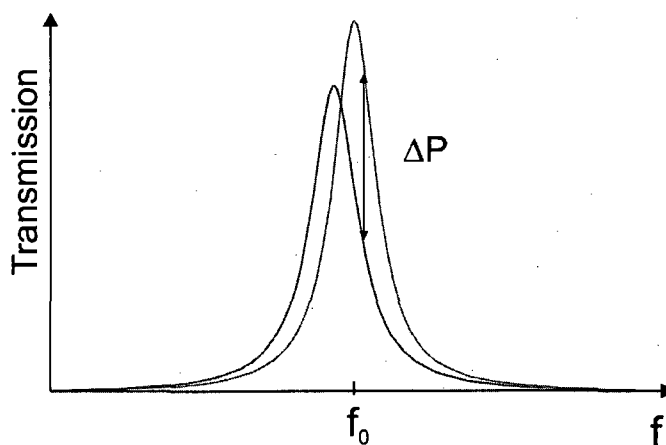


FIGURE 2.1 – Concept de la mesure d'un bolomètre avec une cavité. On mesure le changement de la puissance transmise en fonction du changement de la température du bolomètre.

2.2.1 La cavité résonante en circuit intégré

L'idée est de reproduire en circuit l'analogie d'un résonateur Fabry-Pérot qui est composé de deux miroirs semi-réfléchissants. De tels circuits résonants sont bien connus mais n'atteignent pas des facteurs de qualité suffisamment élevés pour rendre intéressante ce genre de mesure. C'est l'utilisation de supraconducteurs comme conducteur qui permet d'obtenir un facteur de qualité élevé. De façon générale, la cavité est simplement une ligne à transmission guidant les micro-ondes et des condensateurs de chaque côté qui agissent comme des miroirs semi-réfléchissants. Plus la capacité des condensateurs est élevée, plus ils transmettent les micro-ondes. Plusieurs types de guides d'onde existent pour former une ligne à transmission en circuit. La figure 2.2 montre une image en coupe d'une ligne coplanaire. L'image est tirée du livre de Simons qui est dédié uniquement aux éléments pratiques et théoriques de ce type de guides d'onde [3].

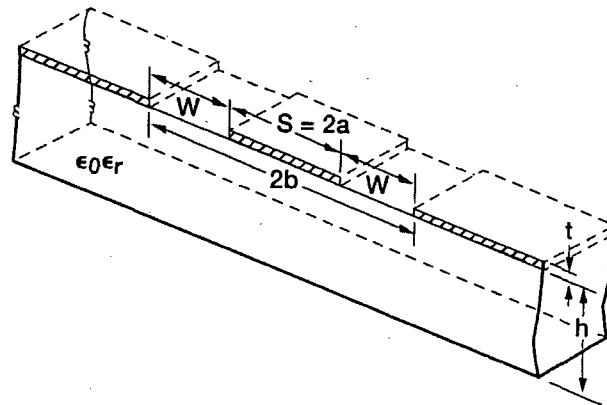


FIGURE 2.2 – Schéma d'un guide d'onde coplanaire sur un substrat diélectrique d'épaisseur finie. Tiré de [3]

L'avantage d'utiliser ce type de guides d'onde se situe surtout au niveau de sa fabrication car tout est dans le même plan. L'impédance effective de la ligne est principalement fonction de la distance des plans conducteurs de chaque côté de la ligne centrale. Plus les plans sont rapprochés, plus l'impédance effective est petite. Comme mentionné au chapitre 1, les résonateurs micro-ondes pour la réalisation de filtres est une des premières applications de la supraconductivité à haute température. De tels circuits passifs fabriqués avec YBCO sont aussi utilisés pour étudier les propriétés intrinsèques du supraconducteur comme la longueur de pénétration et la résistance de surface [15].

2.2.2 Intégration du bolomètre et du résonateur

Le premier pic de résonance ou mode fondamental du résonateur se situe à la fréquence qui donne lieu à un ventre de courant au centre de la cavité ou un noeud de voltage. En effet, comme illustré à la figure 2.3, le courant est nul au niveau des condensateurs et le voltage est maximal. Le premier mode de résonance se produit donc lorsque la cavité a une longueur équivalente à la moitié d'une longueur d'onde de la lumière dans le guide d'onde. Cette dernière est déterminée par la constante diélectrique effective du guide. Puisqu'on cherche à mesurer un changement d'inductance et de résistance, on a avantage à placer le bolomètre au centre de la cavité à l'endroit où le courant est maximal car $V = RI$ et $V = L \frac{dI}{dt}$. Plus la fréquence d'opération sera haute, ou la longueur de la cavité petite, plus on sera sensible au changement d'inductance.

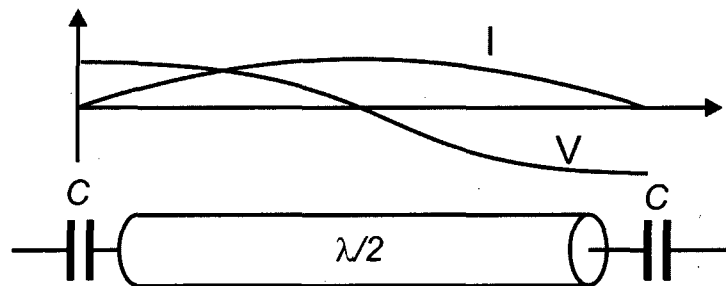


FIGURE 2.3 – Représentation du profil de tension et de courant pour le mode fondamental d'une cavité résonante.

Puisque le résonateur doit toujours être dans un état supraconducteur pour pouvoir faire la mesure du bolomètre, on doit donc utiliser des matériaux avec des températures critiques différentes. On veut en effet que la température critique du résonateur soit supérieure à celle du bolomètre afin de pouvoir mesurer ce dernier dans sa transition. On veut aussi que le point d'opération du nouveau détecteur soit près de la température de liquéfaction de l'azote, soit 77 K à la pression ambiante. YBCO étant le supraconducteur à haute température le plus connu avec un T_c de 90 K et étant déjà utilisé dans un certain nombre d'applications micro-onde, on a choisi de l'utiliser pour composer la cavité résonante.

Le supraconducteur choisi pour former le bolomètre doit non seulement avoir un T_c inférieur à 90 K , mais doit aussi respecter certaines contraintes en ce qui concerne la croissance des supraconducteurs à hautes températures critiques. En effet, contrairement

aux métaux conventionnels, YBCO est un oxyde supraconducteur qui requiert des conditions particulières pour croître de façon structurée (dite épitaxiale) et avoir les propriétés désirées. Il est donc difficile de faire croître les deux matériaux en deux étapes distinctes à cause de ces conditions particulières comme il sera vu au prochain chapitre.

On a donc retenu la façon de faire présentée à la figure 2.4. Il s'agit d'avoir une bicouche composée d'une couche de $YBa_2Cu_3O_7$ formant le résonateur déposé sur le même matériau contenant une certaine quantité de Praséodyme ($Y_{1-x}Pr_xBa_2Cu_3O_7$). La substitution d'une part de l'Yttrium par le Praséodyme est connue pour modifier le T_c d'YBCO [16]. En utilisant la bonne concentration, on peut obtenir un nouveau T_c près de celui de l'azote liquide. Les condensateurs sont formés par de simples coupures dans la ligne coplanaire. On obtient donc au final une cavité résonante supraconductrice sous 90 K servant à faire la mesure d'un bolomètre dont la transition à lieu a 77 K.

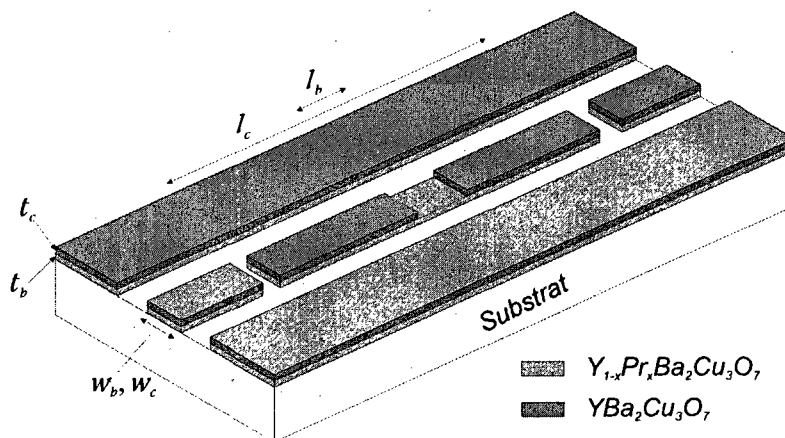


FIGURE 2.4 – Représentation schématique de la cavité résonante et du bolomètre intégré

L'idée d'utiliser un résonateur comme détecteur de rayonnement grâce au changement d'inductance cinétique n'est pas nouvelle [17, 18]. Cependant, les détecteurs proposés ont le désavantage d'avoir une trop grande surface de détection car elle est formée de l'ensemble du résonateur. La nouveauté dans le concept proposé est d'avoir accès au même phénomène de changement d'inductance de la cavité, mais en réduisant la surface de détection effective. On peut finalement aussi citer Richards [9], qui mentionne en 1994, que les bolomètres supraconducteurs sont discutés depuis plusieurs années et que le principal obstacle à leur implémentation est leurs faibles impédances et qu'il est donc difficile de les adapter aux amplificateurs traditionnels. La cavité résonante ici peut être vue

comme un amplificateur qui permet de s'adapter parfaitement à cette faible impédance.

2.3 Impédance effective et circuit équivalent

L'objectif de cette section est de calculer l'impédance telle que vue par le bolomètre à l'intérieur de la cavité et faire la correspondance avec l'impédance d'un circuit RLC en série afin de simplifier l'analyse (voir figure 2.5). Le développement qui suit s'inspire de ce qui est fait dans le livre de Pozar sur le traitement des circuit micro-ondes [19]. Pour le circuit RLC , on a simplement ¹ :

$$Z_{eff} = R_{eff} + j\omega L_{eff} - \frac{j}{\omega C_{eff}} \quad (2.1)$$

Si on définit $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{eff}C_{eff}}$, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ et en supposant $\Delta\omega \ll \omega_0$, on obtient :

$$Z_{eff} = R_{eff} + 2jL_{eff}\Delta\omega \quad (2.2)$$

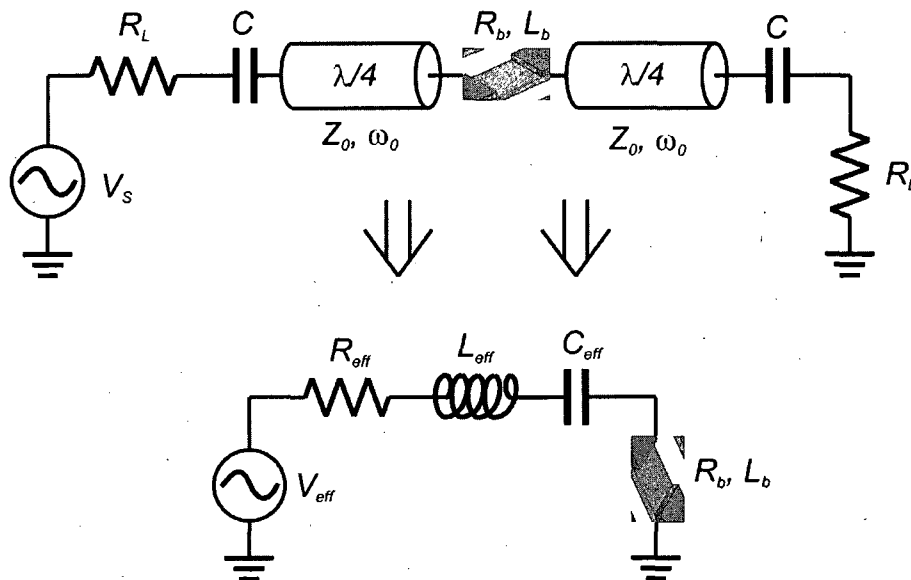


FIGURE 2.5 – Modélisation du résonateur et circuit équivalent

Pour la cavité, tel que calculé à partir de son centre, on a :

¹ $j = -i$, différence entre définition de la transformée de Fourier des ingénieurs (j) et des physiciens (i)

$$Z_{Cav} = 2 Z_{\frac{1}{2}Cav} \quad (2.3)$$

où

$$Z_{\frac{1}{2}Cav} = Z_0 \frac{Z_{RC} + Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l}{Z_0 + Z_{RC} \tanh(\alpha + j\beta)l} \quad (2.4)$$

avec

$$Z_{RC} = R_L - \frac{j}{\omega C} \quad (2.5)$$

On considère pour l'analyse qu'il n'y a pas de dissipation dans la ligne supraconductrice ou que les pertes sont négligeables par rapport aux pertes externes (R_L). On prend donc la dissipation par unité de longueur $\alpha = 0$. β est le nombre d'onde et est égal à $2\pi/\lambda$.

$$Z_{\frac{1}{2}Cav} = Z_0 \frac{Z_{RC} \cot \beta l + j Z_0}{Z_0 \cot \beta l + j Z_{RC}} \quad (2.6)$$

Or $\beta l = \frac{\omega l}{v}$ avec $v = \lambda \nu = \lambda \omega / 2\pi$ et $l = \lambda/4$, d'où

$$\beta l = \frac{\omega_0 l + \Delta \omega l}{\lambda \omega / 2\pi} = \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta \omega \pi}{2\omega_0} \quad (2.7)$$

D'où

$$\cot \beta l = \cot\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\Delta \omega \pi}{2\omega_0}\right) = -\tan \frac{\pi \Delta \omega}{2\omega_0} \approx -\frac{\pi \Delta \omega}{2\omega_0} \quad (2.8)$$

Après un peu d'algèbre et d'approximations considérant que $Z_{RC} \ll Z_0$, car $Z_0 \approx 50\Omega$ et que les capacités de couplage sont relativement petites, on a que :

$$Z_{\frac{1}{2}Cav} \approx \frac{Z_0^2}{Z_{RC}} + j \frac{\pi \Delta \omega Z_0}{2\omega_0} \quad (2.9)$$

d'où

$$Z_{Cav} \approx 2Z_0^2 \omega_0^2 C^2 R_L + j \frac{\pi \Delta \omega Z_0}{\omega_0} \quad (2.10)$$

En faisant la correspondance avec l'équation 2.2, on a finalement que :

$$R_{eff} = 2Z_0^2 \omega_0^2 C^2 R_L \quad (2.11)$$

$$L_{eff} = \frac{\pi Z_0}{2\omega_0} \quad (2.12)$$

$$C_{eff} = \frac{2}{\pi Z_0 \omega_0} \quad (2.13)$$

Pour ce qui est de V_{eff} , on a directement :

$$V_{eff} = Z_0 \omega_0 C V \quad (2.14)$$

2.4 Calcul de la sensibilité du bolomètre

On développe dans cette section les équations donnant le comportement de la détectivité en fonction des différents paramètres. On calcule d'abord dans notre modèle simplifié la puissance dans la résistance effective $|P_R|$ d'où il est facile d'obtenir la puissance dans R_L grâce à l'équation 2.11. On aura donc que la sensibilité est directement proportionnelle à la dérivée par rapport à la température de $|P_R|$. Ce dernier est donné par :

$$|P_R| = R_{eff} |I|^2 = R_{eff} V_{eff} \left| \frac{1}{R_{eff} + j\omega L_{eff} - \frac{j}{\omega C_{eff}} + R_b + j\omega L_b} \right|^2 \quad (2.15)$$

On obtient donc la lorentzienne :

$$|P_R| = \frac{R_{eff} V_{eff}^2}{(R_{eff} + R_b)^2 + 4(L_{eff} + L_b)^2 (\omega - \omega_0)^2} \quad (2.16)$$

avec $\omega_0 = 1/\sqrt{C_{eff}(L_{eff} + L_b)}$. En prenant la dérivée en fonction de la température, en considérant R_{eff} , L_{eff} et C_{eff} indépendant de la température, on obtient :

$$\frac{d|P_R|}{dT} = -\frac{|P_R|^2}{R_{eff} V_{eff}^2} \left[2(R_{eff} + R_b) \frac{dR_b}{dT} + 4(L_{eff} + L_b) (\omega - \omega_0) \omega_0 \frac{dL_b}{dT} \right] \quad (2.17)$$

La réponse du bolomètre est directement proportionnelle à l'équation 2.17. On obtient donc une forme similaire à celle d'un bolomètre conventionnel, voir chapitre 1, mais avec une partie inductive additionnelle dans l'équation de la réponse. Il est difficile de juger à cette étape-ci laquelle des parties inductive ou résistive est la plus importante. La partie résistive est indépendante de la fréquence, mais la puissance est maximale à $\omega = \omega_0$.

Pour ce qui est de la partie inductive, elle est nulle à $\omega = \omega_0$ et augmente linéairement à mesure qu'on s'éloigne de ω_0 . Seul le travail expérimental pourra éclaircir l'importance relative des deux contributions.

On peut donc voir qu'on a avantage à avoir L_{eff} , L_b , V_{eff} et ω_0 grand. R_{eff} et R_b impliquent une augmentation du bruit Johnson $\sqrt{4k_bT(R_{eff} + R_b)}$ qui est la source principale de bruit. Ceux-ci impliquent aussi une diminution de la puissance totale transmise. De plus, on veut avoir les capacités de couplage (C) grandes de manière à avoir R_{eff} et V_{eff} grand. Ceci implique de façon générale qu'on recherche un facteur de qualité $Q = \omega/\Delta\omega = \omega_0(L_{eff} + L_b)/(R_{eff} + R_b)$ pas nécessairement très élevé mais au minimum supérieur à 100 pour que les équations demeurent valides. On doit aussi essayer d'avoir si possible L_b élevée par rapport à L_{eff} . De plus, on a négligé dans l'analyse précédente les pertes internes α , ce qui n'est pas vraiment acceptable étant donné la température d'opération près de 77 K, relativement proche de la température critique du résonateur. On aura dans ce cas avantage à choisir un facteur de qualité moins élevé, c'est-à-dire prendre des capacités de couplage plus grande, afin d'éviter qu'une trop grande partie du signal soit dissipée à l'intérieur de la cavité. Encore une fois, seul le travail expérimental peut permettre de déterminer les paramètres optimaux à utiliser.

2.5 Choix des dimensions

On présente dans cette section les principales dimensions et les raisons de leur choix. Pour des raisons surtout techniques, on a choisi de viser une fréquence de résonance d'environ 6 GHz. Au-dessus de cette fréquence, les différentes composantes du circuit deviennent très sensibles aux imperfections et on a vu précédemment les avantages de travailler à de très hautes fréquences.

On choisit un guide d'onde coplanaire avec une impédance caractéristique de 50 Ω . On cherche à utiliser un substrat avec une constante diélectrique relativement élevée de sorte que le champ électromagnétique soit plus confiné et les dimensions plus petites, notamment la longueur de la cavité et la largeur du gap de la ligne coplanaire. Utilisant une constante diélectrique de 10 d'un substrat de saphir, la longueur de la cavité devra être d'environ 1 cm. Utilisant une largeur de ligne centrale pour le guide coplanaire de 50 μm , on obtient une largeur de gap de 26 μm .

Un programme a été écrit avec Mathematica pour faire le calcul des dimensions utilisant les équations données dans le livre de Simons [3] lors du dessin du photomasque pour la micro fabrication.

Chapitre 3

Fabrication du bolomètre et de la cavité micro-onde

3.1 Introduction

Le chapitre suivant portant sur la fabrication du bolomètre micro-onde a été divisé en deux parties. La première partie de ce chapitre couvre ce qui concerne la croissance par ablation laser des couches supraconductrices utilisées, le choix du substrat, le dopage en praséodyme pour abaisser le T_c du détecteur par rapport à la cavité et la mesure des propriétés physiques des couches. La seconde partie du chapitre décrit les étapes de fabrication effectuées sur l'échantillon afin d'obtenir la configuration et la géométrie désirée. On aborde d'abord le design du photomasque pour la photolithographie des différentes étapes. Ensuite, on décrit successivement le dépôt des contacts d'or, la gravure humide de la cavité résonante et la gravure sèche du bolomètre. On présente par la suite les propriétés et dimensions importantes obtenues de l'échantillon à la fin du processus.

3.2 Dépôt du $YBa_2Cu_3O_7$ sur $Y_{1-x}Pr_xBa_2Cu_3O_7$

3.2.1 Description du montage d'ablation laser

La technique de croissance par ablation laser présente plusieurs avantages pour le dépôt de différents oxydes. Il s'agit d'une méthode relativement simple qui permet entre autres de déposer directement la stoechiométrie voulue. De plus, il est aussi peu complexe de contrôler la concentration d'oxygène et la température lors de la croissance. Dans le

cas du dépôt de $YBa_2Cu_3O_7$, on doit d'abord fabriquer une cible avec des rapports de concentrations molaires 1, 2 et 3 pour l'Yttrium, le Barium et le Cuivre respectivement. La cible est ensuite bombardée par de courtes impulsions d'un laser haute puissance afin de pulvériser le matériau vers le substrat (voir figure 3.1). Une certaine pression d'oxygène est maintenue dans la chambre afin de former un plasma (ou plume) et le substrat est chauffé à une certaine température afin d'obtenir la phase ou formation cristalline désirée.

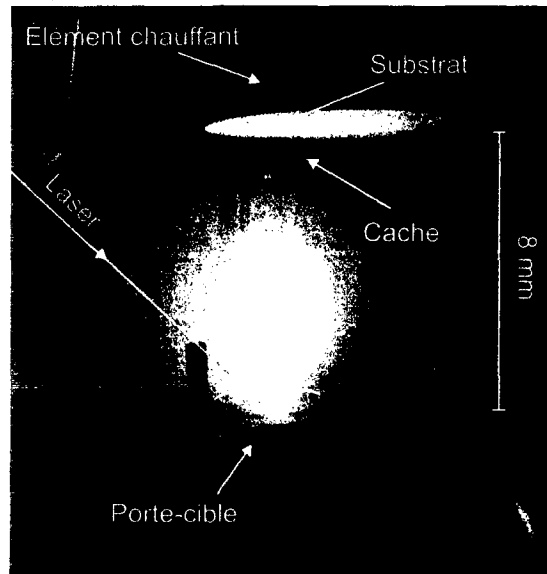


FIGURE 3.1 – Photographie de l'intérieur de la chambre d'ablation laser lors d'une préablation. On y voit la position de l'élément chauffant et du substrat, la direction du laser par rapport à la plume et la cible.

Les paramètres sur lesquels on joue généralement pour optimiser la croissance sont les suivants : la pression d'oxygène, la température du substrat, le taux de répétition, la densité d'énergie et l'énergie du laser. Tous ces paramètres influencent le taux de dépôt et la qualité de la couche obtenue. Finalement, la séquence de recuit et de refroidissement de l'échantillon à la fin du dépôt a aussi un rôle important dans la qualité finale de la couche.

3.2.2 Généralités sur le matériau $YBa_2Cu_3O_7$

La figure 3.2 présente la maille élémentaire de $YBa_2Cu_3O_7$. Il s'agit d'un supraconducteur à haute température dans la famille des cuprates, i.e formé de plans de cuivre

oxygène (CuO_2) responsable de l'apparition de la supraconductivité. On peut varier le dopage δ en oxygène ($YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$) dans le plan réservoir de charges ce qui affectera le T_c du matériau. Dans le travail présent, on cherche à obtenir le dopage maximal (O_7) qui correspond approximativement à la température critique la plus élevée ($90K$). D'autres phases ou structures cristallines sont possibles et c'est pour cette raison qu'on doit rechercher les paramètres optimaux de croissance qui permettront d'obtenir la structure et les propriétés désirées.

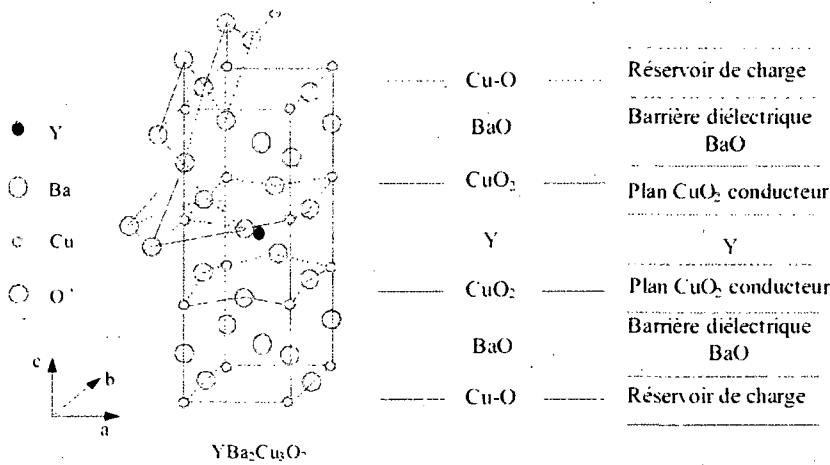


FIGURE 3.2 – Maille élémentaire de la phase orthorhombique d'YBCO, figure provenant de [4]

3.2.3 Le dopage avec Praséodyme $Y_{1-x}Pr_xBa_2Cu_3O_7$

La concentration en oxygène n'est pas la seule façon de modifier la température critique d'YBCO. En effet, il est possible de substituer un de ces éléments par un autre similaire de même valence. Dans ce cas-ci, on remplace une proportion d'atomes d'Yttrium par des atomes de Praséodyme en se basant sur les données rapportées dans [16]. On peut donc en ajustant le dopage de la couche inférieure décider de la température critique du bolomètre. Étant donné le cryostat utilisé et les températures d'opération accessibles, deux cibles ont été fabriquées afin d'obtenir deux T_c différents dans la gamme de température $70 - 80 K$. Une avec une concentration de Praséodyme de 13% et l'autre avec une concentration de 20% dans le but d'obtenir respectivement un T_c d'environ $81 K$ et $73 K$.

3.2.4 Le choix du substrat

Le tableau 3.1 présente différents substrats pris en considération pour la croissance des couches d'YBCO et la fabrication du bolomètre micro-onde. Les propriétés à considérer sont le paramètre de maille, la constante diélectrique et les pertes diélectrique ($\tan \delta$). Les paramètres de maille permettent de déterminer s'il sera facile ou non pour YBCO de croître de façon épitaxiale. Ils sont présentés à titre indicatif puisqu'il est connu qu'on peut déposer YBCO sur chacun de ces substrats. Ensuite, étant donné qu'on souhaite fabriquer un résonateur avec un facteur de qualité relativement élevé, les pertes diélectriques doivent être faibles ($< 10^{-3}$ pour avoir $Q > 1000$). Finalement, la constante diélectrique influencera la longueur de la cavité résonante et les dimensions de la ligne coplanaire.

	Réseau cristallin	Paramètre de maille (nm)	ϵ	$\tan \delta$ à 10 GHz et 77 K
SrTiO ₃	cubique	0,3905	2200	10^{-3}
MgO	cubique	0,421	9,6 - 10	$6,2 \cdot 10^{-6}$
Al ₂ O ₃	hexagonal	a = 0,476 c = 1,299	9,4 - 11,6	10^{-8}
LaAlO ₃	rhomb.	0,5357 $\alpha = 60^{\circ}6'$	20,5 - 27	$7,6 \cdot 10^{-6}$
Y:ZrO ₂	cubique	0,523	25	$8 \cdot 10^{-3}$ à 300 GHz
Si	cubique	0,543	11,4	$4 \cdot 10^{-3}$ à 300 GHz
YBa ₂ Cu ₃ O ₇	orthorhomb	a = 0,38856 b = 0,38185 c = 1,16804	-	-

TABLEAU 3.1 – Tableau regroupant les propriétés de plusieurs substrats pris en considération pour la fabrication du bolomètre micro-onde. ϵ est la constante diélectrique et ($\tan \delta$) la tangente de perte, d'après [1].

Une constante diélectrique élevée requiert des dimensions très petite de la ligne coplanaire pour avoir une impédance de 50Ω . Les substrats de silicium, de saphir (Al_2O_3) et de MgO sont donc à favoriser car ils ont une constante diélectrique d'environ 10 et des pertes diélectriques qui sont suffisamment faibles. Cependant, leur désaccord de maille maximal avec YBCO est grand sauf dans le cas de MgO. Cependant, MgO possède d'autres difficultés expérimentales dont la préparation critique de la surface du substrat avant le

dépôt. Le substrat de saphir (coupe-R) a finalement été choisi car il est fréquemment utilisé dans la fabrication de dispositif micro-onde avec YBCO. Cependant, une mince couche tampon d'oxyde de Cérium (CeO_2) doit être déposée afin de régler le problème de désaccord des paramètres de maille.

Le dépôt d'YBCO sur une couche tampon d'oxyde de cérium sur la coupe-R du saphir est une méthode très utilisée [5, 20]. La figure 3.3 montre l'adaptation de la cellule cubique de CeO_2 sur la coupe-R du saphir. D'après la littérature sur le sujet, une épaisseur de CeO_2 entre 20 et 80 nm donne les meilleurs résultats au niveau du T_c obtenu avec YBCO par la suite.

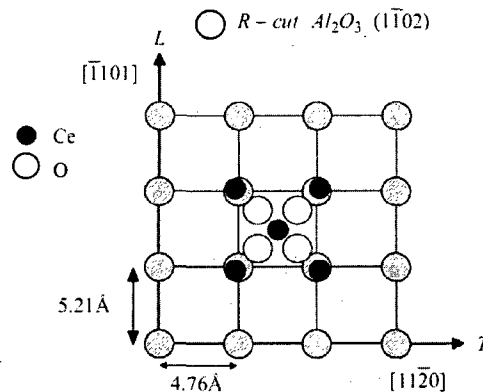


FIGURE 3.3 – Adaptation de la cellule élémentaire de CeO_2 sur le plan R ($1\bar{1}02$) du saphir [5]

3.2.5 Détermination des conditions de dépôt

Les conditions de dépôt sont évidemment déterminées par la qualité de la croissance obtenues avec ces conditions. Les techniques utilisées pour caractériser la qualité des couches sont la diffraction des rayons-X, la susceptibilité CA et l'inspection visuelle de la surface au microscope optique. Les rayons-X, dont quelques spectres sont présentés plus loin, sont utilisés pour déterminer l'orientation cristalline de la couche. On cherche à s'assurer que la croissance procède de façon épitaxiale selon l'axe c , soit avec les plans de cuivre-oxygène parallèles à la surface du substrat. La susceptibilité CA, aussi décrite plus loin, sert à déterminer le T_c de la couche et son homogénéité. Finalement, on peut juger de la qualité de la surface en la regardant simplement à l'aide d'un microscope op-

tique. Une rugosité trop prononcée peut rendre le processus de fabrication plus difficile et affecter les performances du résonateur.

La pression d'oxygène et la température du substrat sont les deux paramètres qui influencent le plus la qualité des couches déposées. De façon générale, il a été observé que plus la pression d'oxygène était faible lors de la croissance, plus le taux de croissance était élevé et la qualité de la surface était lisse. Cependant, la qualité cristalline de même que les qualités supraconductrices avaient tendance à se dégrader. Le même effet a été observé avec une température de croissance peu élevée. À l'inverse, une pression d'oxygène et une température de croissance plus haute donnent de meilleures propriétés cristallines et supraconductrices mais une surface rugueuse impropre à la microfabrication. La figure 3.4 montre deux photos prises à l'aide d'un microscope optique au maximum de grossissement (10000x). À gauche une photographie d'une couche impropre à la microfabrication et à droite, une surface suffisamment lisse.

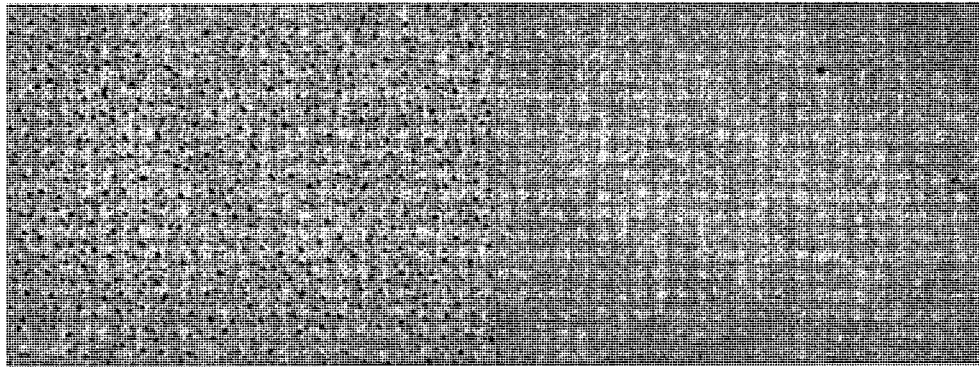


FIGURE 3.4 – Surfaces de couches d'YBCO pour différents paramètres de croissance (grossissement 10 000x). Dépôt rapide à gauche, dépôt lent à droite.

Les paramètres de croissance choisis sont donc un compromis entre avoir de bonnes qualités supraconductrices et une rugosité de la surface acceptable. Comme mentionné précédemment, deux cibles de YBCO dopé au Praséodyme ont été fabriquées, (YPBCO-13%) et (YPBCO-20%). Tous les échantillons fabriqués dans ce qui suit l'ont été en utilisant des couches dont la croissance a été effectuée utilisant les conditions suivantes. La température et la pression d'oxygène utilisées lors de la croissance sont les mêmes pour les trois matériaux déposés, soit dans l'ordre CeO_2 , YPBCO et YBCO. La température a été fixée à 980°C et la pression d'oxygène à 200 mTorr. Il s'agit ici d'une température très

élevée pour la croissance d'YBCO, mais on estime la température réelle du substrat à environ 820°C considérant le chauffage radiatif et l'absorption du substrat. La puissance du laser à l'entrée de la chambre d'ablation se situait entre 100 et 110 *mJ*, la taille du faisceau sur la cible était environ de 1.5 par 4.5 *mm* et le taux de répétition du laser était de 3 *Hz*. Dans ces conditions, on a déposé dans l'ordre 600 coups de CeO_2 , 6000 coups d'YPBCO et 9000 coups d'YBCO. Le taux de dépôt estimé dans ces conditions pour YBCO est de 0.022 *nm/pulse*. Le refroidissement à la température de la pièce a été effectué utilisant une pression d'oxygène de 500 *Torr* sur une période de 30 minutes. Cependant il en prenait plus de temps au système pour atteindre la température ambiante et les couches étaient retirées seulement lorsque sous 100°C. Il a été remarqué que la séquence de refroidissement avait aussi une incidence importante sur les propriétés de la couche même en dessous de 200°C.

3.2.6 Diffraction des rayons-X

La qualité cristalline des couches est mesurée par diffraction des rayons-X. La figure 3.5 présente un spectre d'une couche épitaxiale de YBCO déposée sur une couche tampon de CeO_2 sur saphir (Al_2O_3). Le spectre confirme bien qu'on dépose YBCO selon son axe *c* (001). On dépose aussi CeO_2 dans la bonne direction (002). On observe aussi qu'on a aucun pic supplémentaire ou inattendu pouvant provenir d'autres orientations de croissance. Finalement, on peut caractériser la qualité de la couche par la finesse ou la largeur à mi-hauteur d'un des pics en gardant à l'esprit que la résolution du diffractomètre utilisé pourrait limiter cette mesure. La figure 3.6 montre la diffraction des rayons-X pour une bicouche d'YBCO sur YPBCO-13% déposées sur la couche tampon de CeO_2 sur saphir. Comparé à la figure 3.5, on y note aucune différence ce qui confirme que YBCO se dépose bien sur YPBCO.

3.2.7 Susceptibilité CA

La méthode employée pour mesurer la température critique de transition des couches supraconductrices est la susceptibilité CA. La technique consiste à induire des courants de Foucault alternatifs à la surface de la couche et de mesurer l'aimantation résultant de ces courants induits par inductance mutuelle [21]. Les principaux avantages de cette méthode par rapport à une mesure de résistivité sont qu'elle ne nécessite aucun contact électrique à la surface de la couche et qu'il s'agit d'une mesure sensible à toute la surface

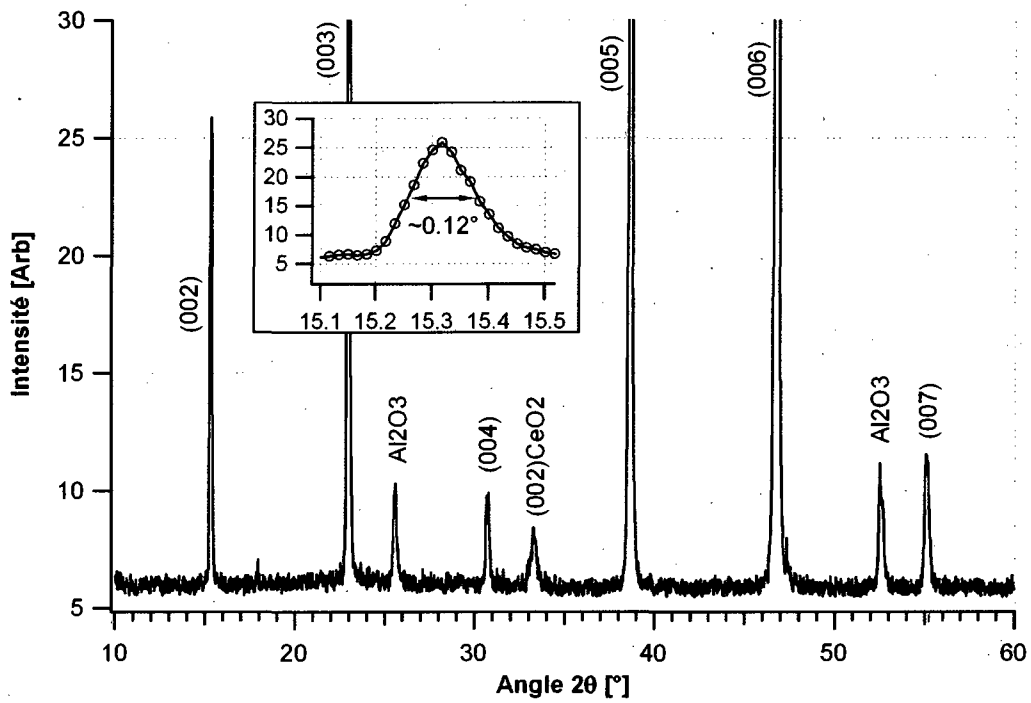


FIGURE 3.5 – Diffraction des rayons-X pour une couche d'YBCO

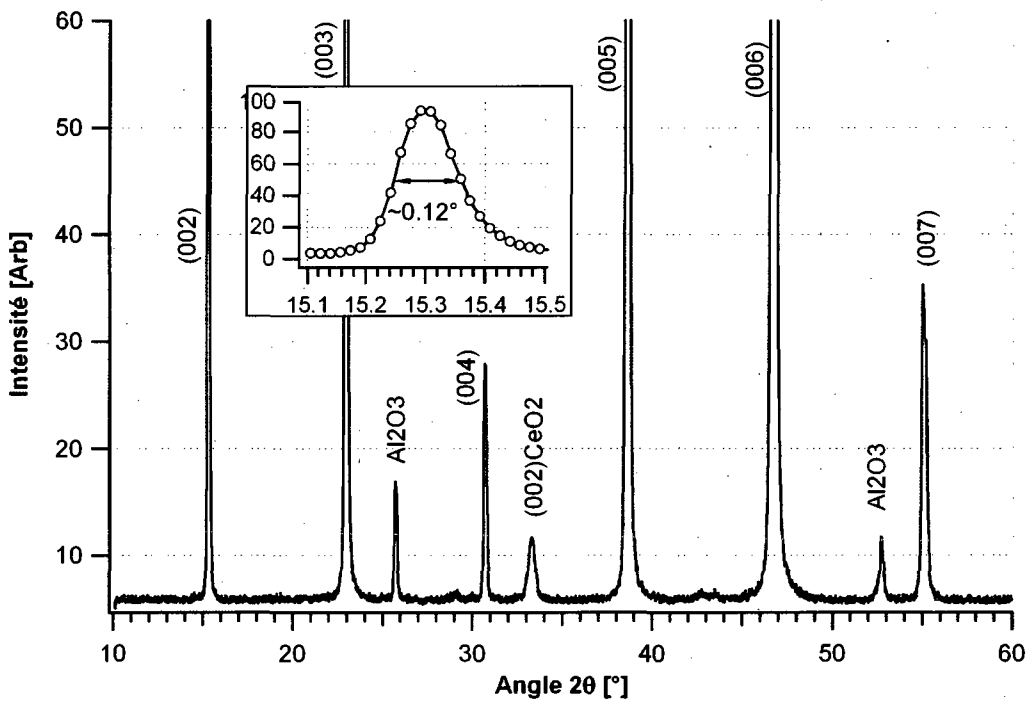


FIGURE 3.6 – Diffraction des rayons-X pour une bicouche d'YPBCO/YBCO

du supraconducteur contrairement à la résistivité qui peut atteindre une valeur nulle par percolation sans révéler l'inhomogénéité réelle du matériau. Lors d'une mesure de susceptibilité CA, on mesure deux signaux de réponse appelés partie réelle et partie imaginaire correspondant à la réponse en phase et hors phase par rapport à la source d'excitation alternative. Le PPMS (Physical Properties Measurement System), un système cryogénique intégrant plusieurs modules de mesure de différentes propriétés physiques dont la susceptibilité CA, a été utilisé pour ces mesures [22]. La figure 3.7 montre une mesure de la partie réelle et imaginaire à la transition pour une couche d'YBCO. On s'intéresse particulièrement au pic dans la partie imaginaire. On définit la température critique de transition T_c comme étant le maximum de ce pic. La largeur à mi-hauteur donne une indication sur la qualité de la couche. 86 K est le T_c maximal atteint sans observer de dégradation dans la rugosité de la surface. Une largeur à mi-hauteur (< 0.5 K) indique que la couche est d'excellente qualité.

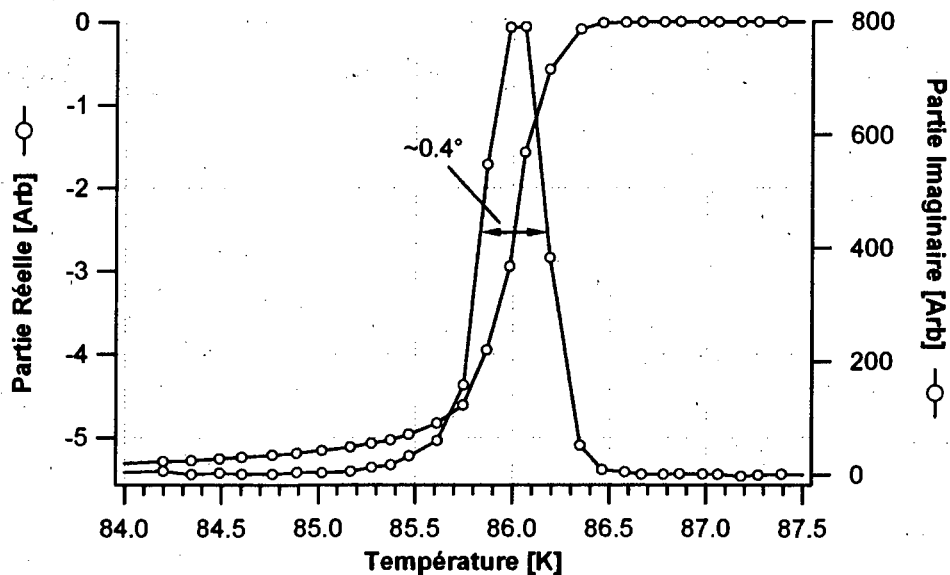


FIGURE 3.7 – Susceptibilité CA pour une couche de YBCO

La figure 3.8 montre les différents pics de susceptibilité pour respectivement une couche de YPBCO-20%, YPBCO-13% et de la bicouche YBCO sur YPBCO-13%. On obtient des T_c de 71K, 81K et 86K respectivement avec des largeurs à mi-hauteur satisfaisantes. On voit aussi que la couche d'YBCO préserve ses propriétés malgré qu'elle soit déposée sur une couche de YPBCO par dessus. Ceci conclut cette section sur la croissance des couches de supraconducteur. On peut maintenant aborder le travail de

microfabrication.

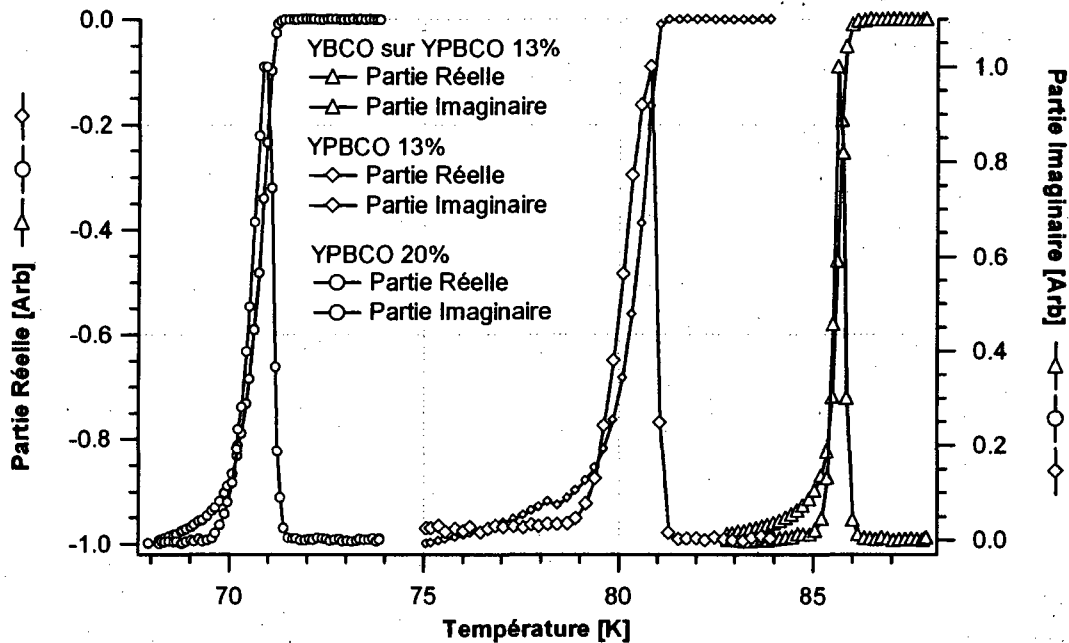


FIGURE 3.8 – Susceptibilité CA pour YPBCO-20%, YPBCO-13% et pour une bicouche YBCO sur YPBCO-13%

3.3 Procédé de fabrication des échantillons

On décrit dans cette section toutes les étapes de fabrication des échantillons. On commence par décrire le principe de photolithographie en général pour enchaîner avec une description des étapes de fabrication où elle est impliquée. La section se termine sur les caractéristiques et propriétés de l'échantillon utilisé pour les mesures présentées au chapitre suivant.

3.3.1 Photolithographie

Le principe de la photolithographie est fort simple. Il s'agit de recouvrir la surface de l'échantillon avec une résine photosensible aux rayons UV et d'exposer le motif désiré à l'aide d'un photomasque qui bloque les UV (voir 3.9). De façon plus précise, la résine est étalée en une fine couche à l'aide d'une plaque tournante. La vitesse de rotation et la viscosité de la résine déterminent l'épaisseur de la couche de résine résultante. La résine

est ensuite durcie et séchée par une courte cuisson sur une plaque chauffante avant d'être exposée aux rayons UV. Après l'exposition, l'échantillon est immergé dans une solution qui dissout, dans le cas d'une résine dite positive, la résine qui a été exposée.

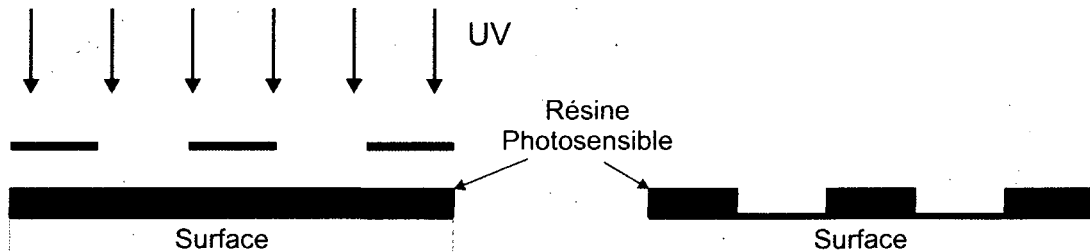


FIGURE 3.9 – Description schématique du principe de photolithographie

Une partie importante du procédé de photolithographie est le design et la fabrication du photomasque. Le photomasque est constitué d'un substrat de quartz sur lequel une couche de chrome a été déposée et gravée selon le motif que l'on veut transférer sur l'échantillon. Le chrome bloque de façon très efficace les UV et le quartz est un substrat qui les absorbe peu. Le design du photomasque est présenté à l'annexe A.1. L'équivalent de quatre masques a été fabriqué sur le même photomasque pour les différentes étapes de la micro-fabrication. Un pour le dépôt des contacts d'or, deux masques avec des résonateurs de facteurs de qualité différents, et finalement un masque pour la gravure du bolomètre. L'échantillon a une dimension de $7 \times 7 \text{ mm}^2$ qu'on subdivise en 3 différentes parties comme il sera présenté plus loin.

3.3.2 Dépôt des contacts d'or

Le dépôt des contacts d'or a été réalisé à l'aide d'un appareil intégrant les fonctions d'évaporateur par faisceau d'électron et de gravure au faisceau d'ions. On commence d'abord par l'étape de photolithographie utilisant le masque (c) du photomasque montré à la figure A.1 en annexe. La résine utilisée est de la S1813 du manufacturier Shipley. Étendue à une vitesse de 5000 tours par minute, l'épaisseur de la résine est d'environ $1.3 \mu\text{m}$, ce qui est suffisamment épais pour soulever aisément un dépôt d'or d'environ 150 nm . Avant de faire le dépôt, après la photolithographie, il est important de procéder à une étape de nettoyage utilisant le faisceau d'ions afin de s'assurer d'un bon contact entre l'or et la couche. L'objectif est de graver légèrement la couche d'YBCO afin de s'assurer qu'il n'y ait pas d'oxyde ou autre saleté et ainsi minimiser la résistance de contact. La figure 3.10 montre l'échantillon après le dépôt des contacts d'or.

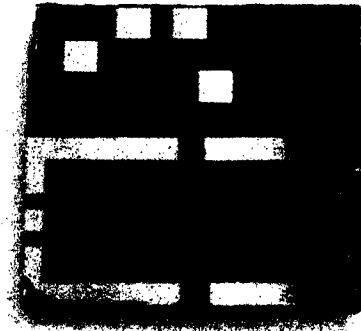


FIGURE 3.10 – Échantillon après le soulèvement du dépôt d'or

3.3.3 Gravure humide des différents motifs

Une fois les contacts d'or déposés, on refait une photolithographie utilisant un des deux masques (a) ou (b) du photomasque A.1. La seule différence entre ces derniers est la grandeur des capacités de couplage pour ainsi changer le facteur de qualité. La même résine avec la même épaisseur que pour le dépôt des contacts d'or a été utilisée. On grave ensuite chimiquement par immersion les motifs exposés dans une solution d'acide phosphorique (H_3PO_4) d'environ 2%. La gravure dure environ 90 secondes pour graver une épaisseur totale de 335 nm. La figure 3.10 montre l'échantillon après cette étape.

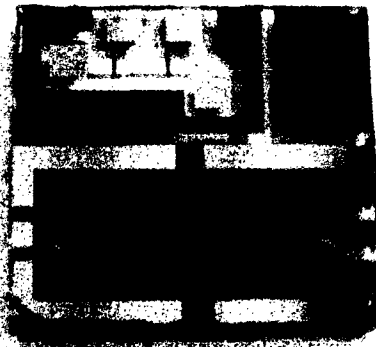


FIGURE 3.11 – Échantillon après la gravure humide. En haut à gauche, le pont de résistance pour les mesures de résistivité. En haut à droite, la partie servant aux mesures de susceptibilité CA. En bas, le résonateur micro-onde.

La figure 3.12 montre l'extrémité de la cavité micro-onde en champ clair (gauche) et champ sombre (droite). On y voit le gap dans la ligne à transmission en forme de doigt interdigité formant une des deux capacités de couplage, la largeur de la ligne et le changement progressif de celle-ci. Les dimensions de la ligne ont été calculées de manière à ce que l'impédance de la ligne à transmission soit toujours 50Ω .

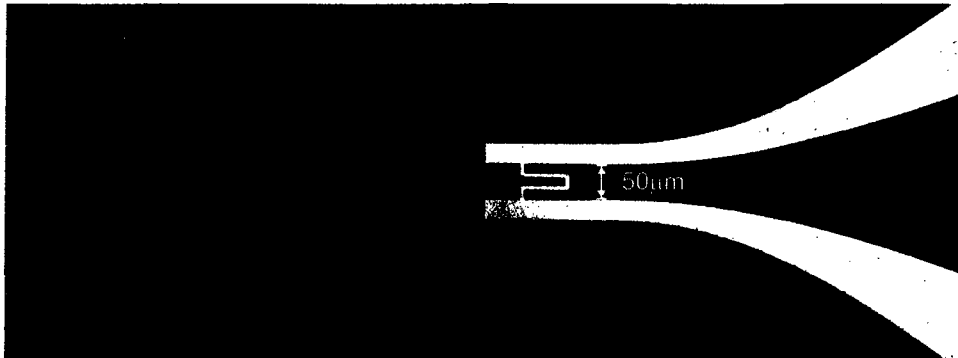


FIGURE 3.12 – Photo de l'extrémité d'un résonateur prise en champ clair et en champ sombre

Une fois les différents motifs gravés, on découpe l'échantillon en ses trois parties. Pour ce faire, on utilise un *dicer* qui est en fait une fine lame avec des particules de diamant tournant à haute vitesse et avec laquelle on peut couper le saphir.

3.3.4 Gravure sèche du bolomètre

On entend par gravure sèche l'exposition de l'échantillon à un plasma par rapport à la gravure humide où on immerge l'échantillon dans une solution liquide. Le plasma est accéléré par une différence de potentiel et la surface est bombardée par un faisceau d'ions chargés ou neutralisés dépendant des besoins. Les avantages de ce type de gravure est qu'il est beaucoup plus facile de contrôler le taux et le temps de gravure. La gravure résultante est aussi plus homogène sur toute la surface à graver comparativement à une gravure chimique (avec des acides). De plus, la gravure physique par faisceau d'ions diminue beaucoup la rugosité des motifs générés. Avant de procéder à la gravure du bolomètre, on doit procéder d'abord par la photolithographie utilisant le masque (*d*) du photomasque A.1 qui exposera seulement la partie centrale du résonateur et du pont de résistivité. La même épaisseur de résine a été utilisée que précédemment. La figure 3.13 montre le bolomètre une fois gravé avec ses dimensions.

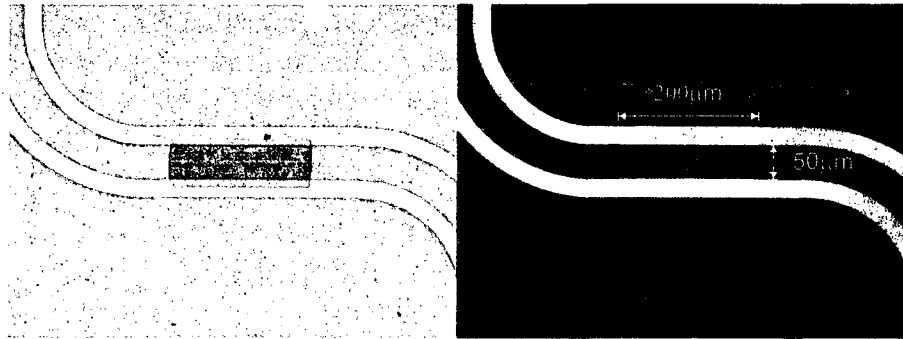


FIGURE 3.13 – Photo de la gravure du bolomètre prise en champ clair et en champ sombre

3.3.5 Mesure de l'épaisseur par stylet

Les épaisseurs des couches sont mesurées à l'aide d'un profilomètre. Cet outil de mesure est composé d'une fine pointe qui balaie la surface de l'échantillon mesurant les variations de hauteur. La précision de l'appareil est d'environ $\pm 5 \text{ nm}$. L'épaisseur totale mesurée de la bicouche est de 335 nm . Supposant un taux identique de croissance pour YBCO et YPBCO, on en déduit que l'épaisseur de YBCO (9000 coups) est de $200 \pm 5 \text{ nm}$ et que celle de YPBCO (6000 coups) est de $135 \pm 5 \text{ nm}$. Le taux de gravure dans les conditions utilisées est donc de 3.33 nm/min . Afin de s'assurer qu'on grave complètement la couche d'YBCO, on a utilisé un temps de 62 min ce qui laisse une épaisseur d'environ $125 \pm 5 \text{ nm}$ de YPBCO .

3.3.6 Changement de T_c suite au bombardement ionique

Pour démontrer la couche d'YBCO a été gravée complètement, on mesure en susceptibilité la partie de l'échantillon réservée pour cet effet dont on a gravé la moitié de la surface. Les figures 3.14 et 3.15 montrent respectivement la susceptibilité des bicouches de YBCO sur YPBCO-13% et sur YPBCO-20%. On y voit les deux pics de transition dans la partie imaginaire et les deux marches dans la partie réelle. Tout se comporte comme attendu sauf pour la température à laquelle on observe le pic de transition d'YPBCO qui est inférieure à ce qu'elle est censée être (voir section 3.2.7). En effet, on obtient 78 K au lieu de 81 K et 57 K au lieu de 71 K . On suspecte qu'YPBCO perd son oxygène à basse pression durant la gravure sèche. L'effet serait d'autant plus important lorsque le dopage en Praséodyme est élevé. Cet effet nous oblige d'utiliser seulement la bicouche avec YPBCO-13%, car 57 K est en dehors de la plage d'opération du cryostat.

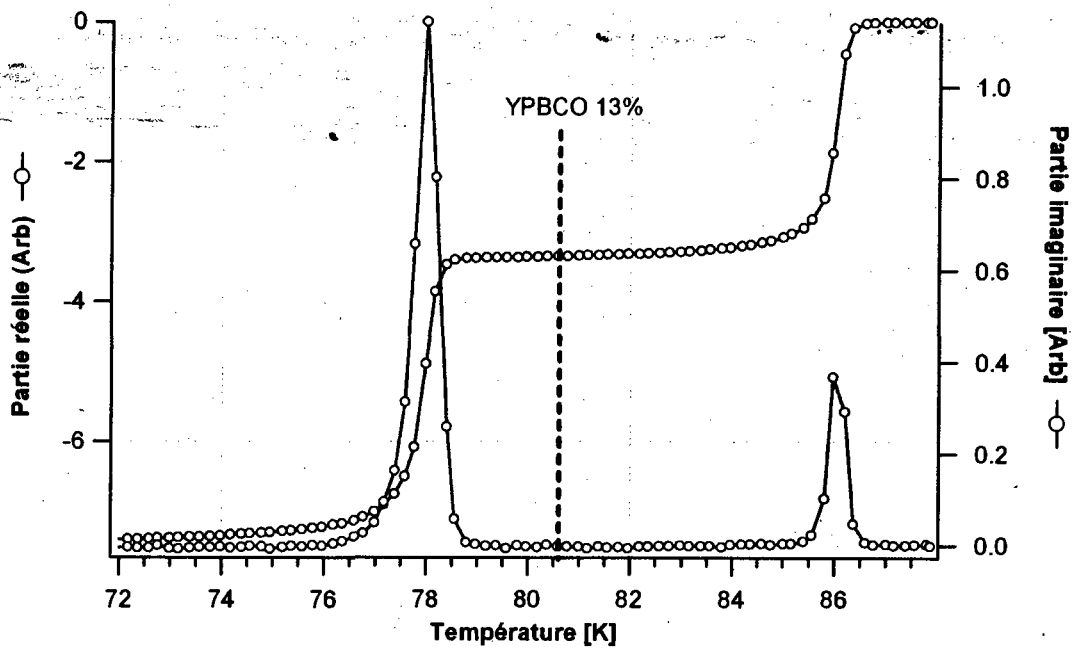


FIGURE 3.14 – Susceptibilité CA d'une bicouche YBCO sur YPBCO-13% gravé moitié.

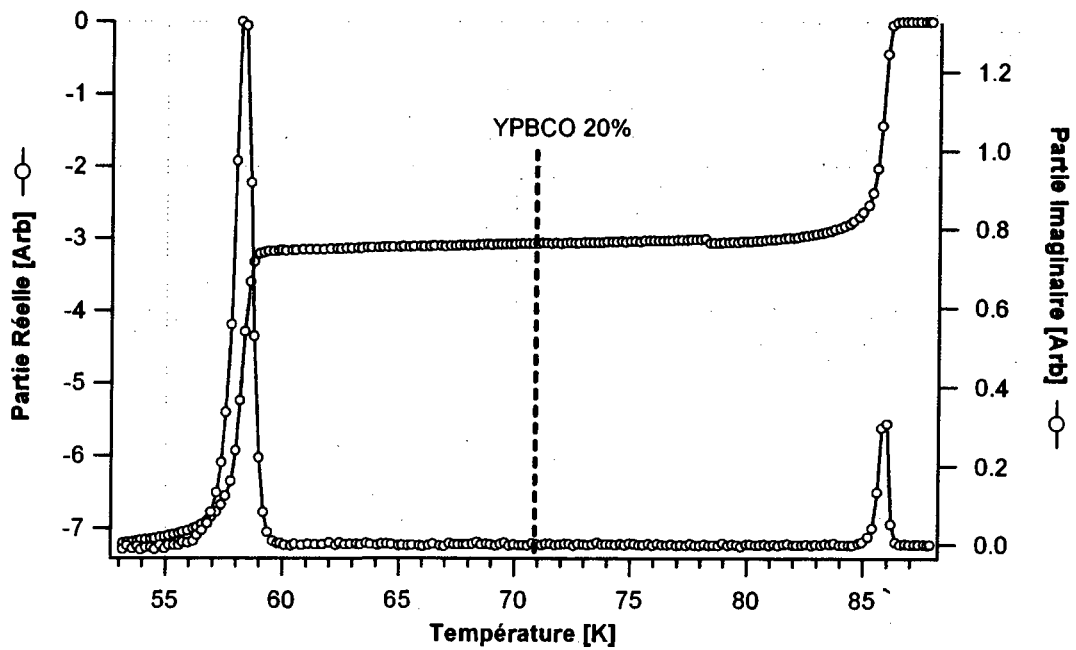


FIGURE 3.15 – Susceptibilité CA d'une bicouche YBCO sur YPBCO-20% gravé moitié.

Chapitre 4

Caractérisation du bolomètre micro-onde

4.1 Introduction

Ce chapitre présente en première partie les méthodes expérimentales et les équipements construits et utilisés pour faire la caractérisation du bolomètre micro-onde. La fabrication du porte-échantillon, du cryostat, les aspects pratiques de la mesure micro-onde et la mesure de la résistivité y seront donc abordés. La seconde section traite de l'analyse des données recueillies et de l'estimation des caractéristiques du bolomètre micro-ondes à partir de ces données. On termine ce chapitre par une analyse des performances potentielles du bolomètre, des améliorations possibles et des limitations.

4.2 Méthodes expérimentales

4.2.1 Le porte-échantillon

La figure 4.1 montre le porte-échantillon fabriqué pour faire la mesure micro-onde. Il s'agit d'un morceau de circuit imprimé sur lequel on a gravé une ligne à transmission coplanaire et où on a creusé un espace au centre pour y mettre l'échantillon. Le laminé haute fréquence utilisé pour la fabrication du circuit imprimé est du RT/Duroid 6010LM de Rogers Corporation. Il a été choisi car sa constante diélectrique est de 10.2, soit proche de celle du saphir, et il est fabriqué spécifiquement pour les circuits à hautes fréquences. L'épaisseur utilisée est de 1.27 mm (ou 50 mils) avec une couche de 35 μm de cuivre sur

les deux côtés. Pour diminuer les pertes d'insertion entre la ligne coplanaire et le câble coaxial, on a dessiné une transition microruban permettant une meilleure adaptation du mode de propagation électromagnétique.

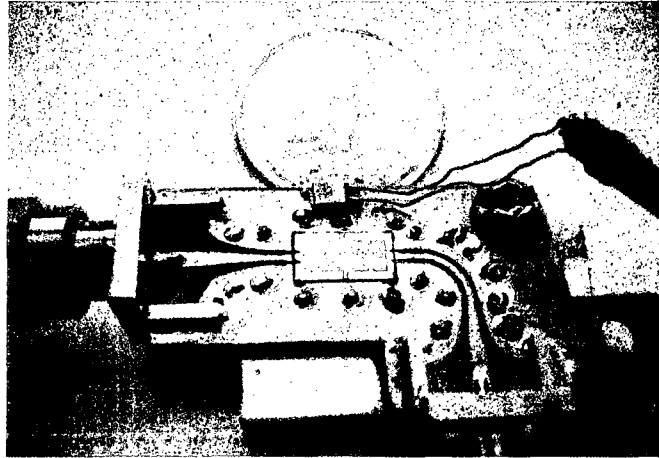


FIGURE 4.1 – Photo du porte-échantillon. L'échantillon mesure 3.5 mm de large par 8 mm de long.

Le mode de propagation dans un câble coaxial est dit TEM, pour *Transverse Electro-Magnetic*, c'est-à-dire qu'à la fois les champs électriques et magnétiques sont perpendiculaires à la direction de propagation (le champ électrique est radial et le champ magnétique est en circonférence). De façon approximative, cela reste vrai tant que la longueur d'onde dans le diélectrique est plus grande que la circonférence du câble. Dans le cas contraire, les modes TE (*Transverse Electric*) et TM (*Transverse Magnetic*) peuvent aussi se propager. Quand plus d'un mode peut exister, des courbures ou d'autres irrégularités dans la ligne peuvent faire en sorte que la puissance est transmise d'un mode à l'autre. C'est pour ces raisons que lors de mesures à hautes fréquences, les câbles utilisés ont un petit diamètre et sont très peu flexibles.

Dans le cas d'une ligne micro ruban, on définit la ligne comme quasi-TEM, car elle ne peut supporter une vraie onde TEM : des composantes longitudinales des champs électrique et magnétique existent bien que petites. La même approche quasi-TEM est aussi utilisée pour décrire la propagation dans les guides coplanaires. Cependant, la présence de plans à la masse de chaque côté fait en sorte que la différence entre les deux modes de propagation est importante. Il est plus facile d'adapter une ligne coaxiale à une ligne micro-ruban pour ensuite avoir une transition à une ligne coplanaire. Il est

possible de passer directement d'une ligne coaxiale à coplanaire, mais les connecteurs sont plus dispendieux car l'adaptation est plus difficile. Les dimensions de la ligne coplanaire et de la transition microruban en fonction de l'épaisseur et du substrat utilisés sont obtenues utilisant un logiciel gratuit appelé TXLine [23]. La largeur de la ligne coplanaire centrale est de $500\mu m$.

On a aussi placé un thermomètre de type résistance (*Cernox*) très près de l'échantillon et soudé au plan de cuivre. Finalement, des vias ont été fabriqués servant à connecter les plans de masse à la surface avec celui de l'autre côté du circuit imprimé. Ceux-ci servent à confiner le champ électromagnétique. Pour être efficaces, ils doivent être espacés d'un maximum d'environ $\lambda/4$, ce qui équivaut pour un laminé d'une constante diélectrique de $\epsilon = 10.2$ avec une fréquence d'opération autour de $6 GHz$, à un espacement d'environ $4 mm$.



FIGURE 4.2 – Photo montrant l'échantillon dans son ensemble et la façon dont il est relié au porte échantillon.

La figure 4.2 montre l'échantillon de près et dans son ensemble une fois connecté au circuit imprimé. L'échantillon est relié à l'aide de fils d'or de $25\mu m$ de diamètre qui sont soudés par pulsation ultrasonique (*wire – bonding*). La soudure avec l'échantillon n'étant pas très bonne avec l'or sur l'échantillon, chaque fil a été soudé avec de l'indium. Quatre fils d'or ont été utilisés pour connecter la ligne centrale pour ne pas ajouter d'inductance parasitique. En effet, chaque fil ajoute une inductance non nulle qui, à hautes fréquences, peut modifier le comportement du circuit total.

4.2.2 Le cryostat

Puisqu'un des objectifs du projet était d'avoir le point d'opération à la température de l'azote liquide (77 K), on a utilisé un cryostat dont le refroidissement se fait par contact direct avec un réservoir d'azote liquide. Pour plus de flexibilité, on peut pomper sur le réservoir pour abaisser la température de base près de 65 K et obtenir la stabilité à la température désirée à l'aide d'un élément chauffant. Le domaine de température accessible en régime stationnaire est de 67 K à 100 K . La figure 4.3 montre un schéma du cryostat utilisé. Il s'agit simplement d'un réservoir pour l'azote liquide placé à l'intérieur d'une plus grosse chambre dans lequel on fait le vide. Le porte-échantillon est dans cette chambre à vide en contact thermique avec le dessous du réservoir.

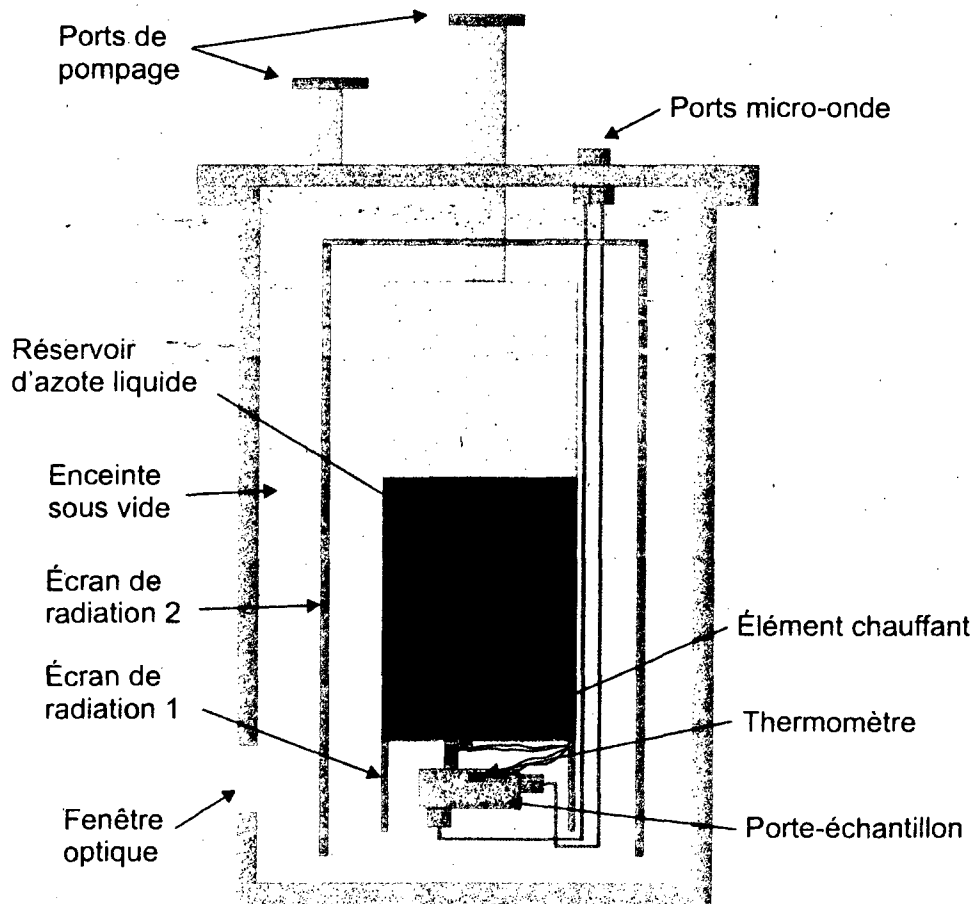


FIGURE 4.3 – Schéma du cryostat

Ce système a été choisi entre autres car il existait déjà et il était relativement facile de le modifier pour l'adapter aux besoins de l'expérience. De plus, ce système est petit, donc

il ne nécessite que peu de temps pour le refroidir ou le réchauffer ajoutant à la flexibilité. On peut voir une photo du système à la page 41. Les câbles coaxiaux partent du dessus du cryostat à la température ambiante et sont thermalisés sur le réservoir en plusieurs points avant de se connecter au porte-échantillon. Un premier écran de radiation qui est connecté au réservoir assure que le porte-échantillon n'est pas chauffé par la radiation environnante qui provient ici d'un second écran de radiation qui entoure tout le réservoir et qui n'est pas en contact direct avec lui. Les tests effectués ont démontré clairement la nécessité d'utiliser ces deux écrans de radiation pour pouvoir atteindre une température de base suffisamment basse et d'avoir une longue autonomie (une journée) avec un seul remplissage d'environ 3 litres.

Pour contrôler la température, on a fabriqué un élément chauffant formé de fils résistifs placés autour d'un petit poteau reliant le porte-échantillon au réservoir d'azote liquide. Lors de la prise de données, il était possible d'obtenir une stabilité en température supérieure à $\pm 10 \text{ mK}$ sur une période d'environ 20 secondes, soit amplement de temps pour faire la mesure micro-onde. Cette résolution était le maximum atteignable avec le thermomètre et le contrôleur de température utilisés. Finalement, le design du système permet facilement d'exposer l'échantillon pour faire des mesures optiques éventuelles.

4.2.3 La mesure micro-onde

La technique utilisée pour déterminer les propriétés micro-ondes de l'échantillon consiste à mesurer la transmission du signal à travers le circuit à l'aide d'un analyseur de réseau. Ce dernier permet de mesurer les paramètres S qui sont essentiellement des rapports de puissances. Dans le cas présent, puisqu'on s'intéresse à la transmission, on mesure S_{21} , soit le rapport entre la puissance reçue au port 2 et la puissance émise au port 1. L'analyseur permet de mesurer entre autres les paramètres S en fonction de la fréquence ou en fonction du temps pour une fréquence donnée. Le modèle d'analyseur utilisé pour les mesures est un 8720ES d'Agilent Technologies.

Pour caractériser le détecteur, on a donc mesuré S_{21} en fonction de la fréquence pour plusieurs températures. La figure 4.5 montre un exemple de cette mesure. Comme démontré au chapitre 2, un résonateur peut être décrit comme un oscillateur harmonique amorti avec entraînement. La transmission d'un tel système est donc décrite par une

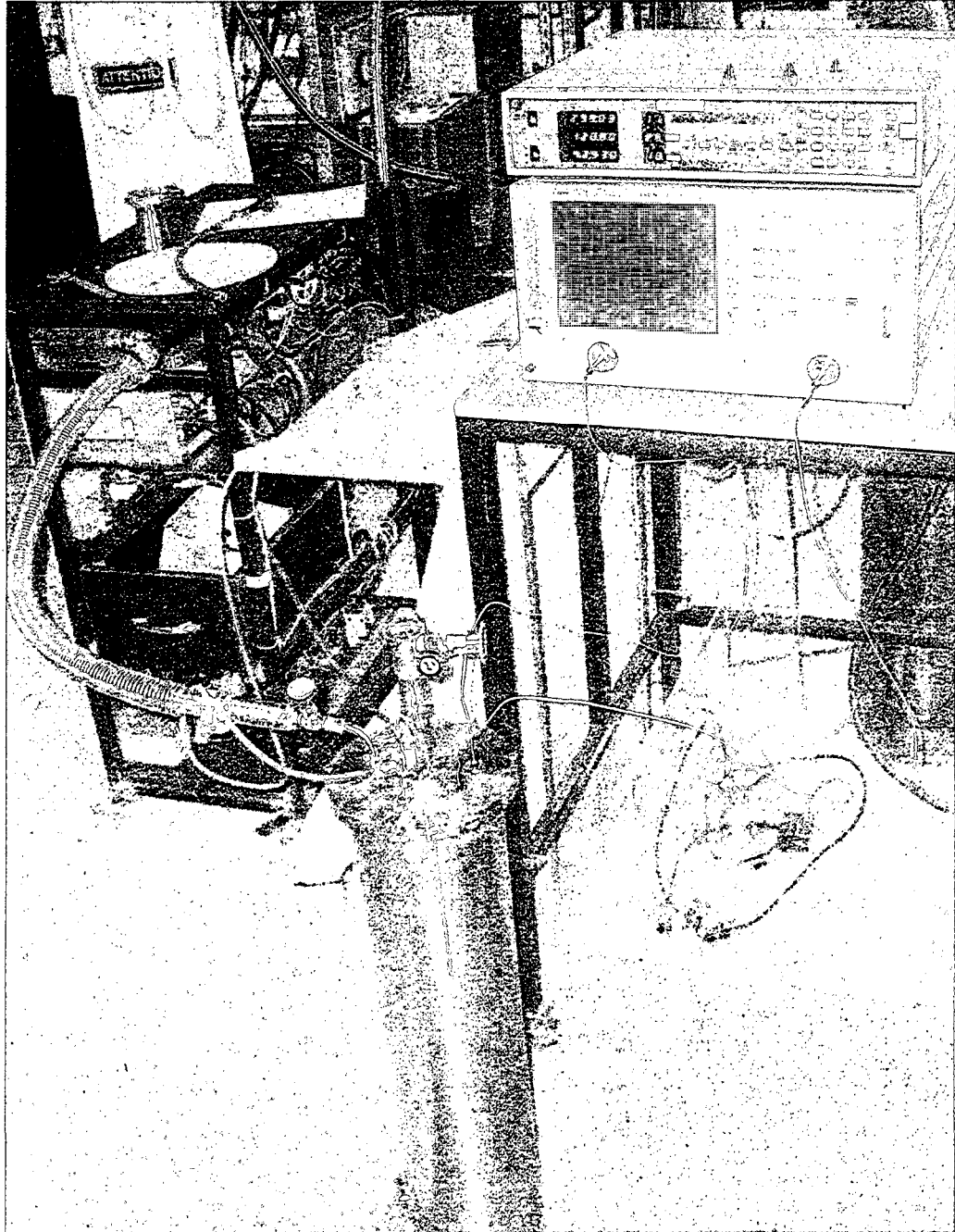


FIGURE 4.4 – Photo montrant le montage expérimental utilisé : le banc de pompage, le cryostat, le contrôleur de température et l'analyseur de réseau vectoriel.

lorentzienne. Pour augmenter le ratio signal sur bruit et donc obtenir des données de meilleure qualité, on effectue un moyennage lors de l'acquisition. On peut aussi changer le nombre de points acquis sur la plage de fréquence et la puissance appliquée à l'entrée du circuit. Lors des mesures en fonction de la fréquence, deux puissances différentes à l'entrée ont été utilisées afin de comparer relativement les régimes haute puissance ($-10dBm$) et faible puissance ($-30dBm$). Une puissance supérieure à $-10dBm$ fait apparaître une déformation de la lorentzienne à cause d'effets non-linéaires apparaissant à haut courant et près de T_c . Une puissance inférieure à $-30dBm$ donne un signal sur bruit très faible surtout à plus haute température lorsque la dissipation est grande. Chaque lorentzienne a été mesurée en utilisant 200 points moyennés 32 fois. La durée totale équivalente d'une mesure est donc de 3.2 secondes, 0.5 ms par point, ce qui permettait d'assurer que la température de l'échantillon ne changeait pas sur l'intervalle de temps de mesure et permettait d'obtenir un bon rapport signal sur bruit. Une mesure à environ tous les 0.3 – 0.4 K a été prise.

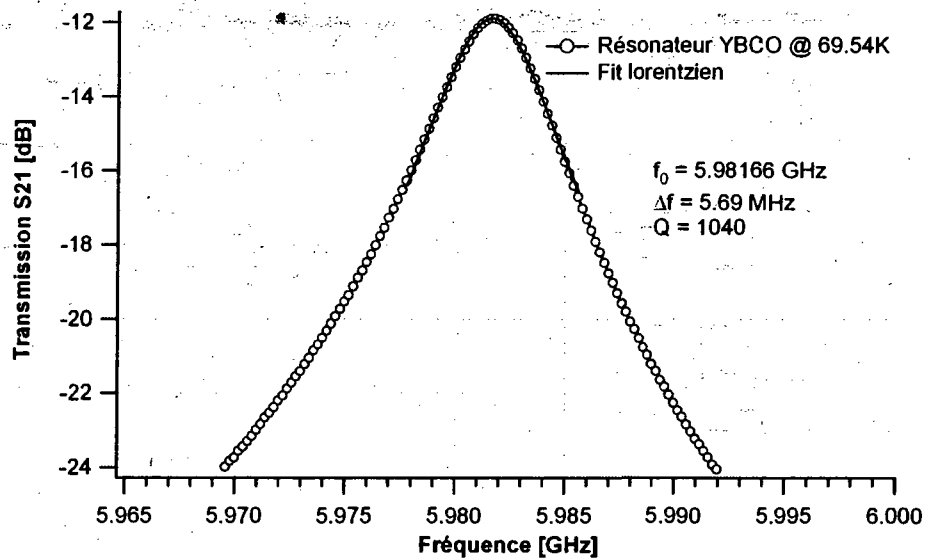


FIGURE 4.5 – Exemple d'une lorentzienne prise d'un résonateur de YBCO à 69.54K

On remarque sur la figure 4.5 que le maximum de signal transmis se situe à -12 dB. La perte de 12 dB est attribuable au fait que l'analyseur de réseau a été utilisé sans une calibration préalable des câbles. La majorité, environ 10 dB, est causée par la longueur des câbles coaxiaux et le reste des pertes provient du porte-échantillon et du résonateur lui-même. Même supraconducteur, le résonateur dissipe le signal à cause du relativement

haut facteur de qualité et de la température proche de son T_c . À noter qu'on préfère travailler avec une échelle logarithmique, en dB, pour la mesure et l'analyse des données. Dans ce cas, la fonction pour le lissage lorentzien est donnée par :

$$S_{21}(f) = 10 \log \left(\frac{\Delta f / 2\pi}{(f - f_0)^2 + (\Delta f / 2)^2} \right) + B \quad (4.1)$$

où f_0 est la fréquence de résonance, Δf est la largeur à mi-hauteur, soit à -3 dB par rapport au maximum, et B une constante.

4.2.4 Mesure du niveau de bruit

Une autre mesure nécessaire dans la caractérisation du détecteur est la mesure du bruit. On tente d'utiliser pour ce faire l'analyseur de réseau en mesurant en fonction du temps les fluctuations à une certaine fréquence et une certaine température. La figure 4.6 présente un exemple de cette mesure. On mesure ici la valeur moyenne des écarts à la moyenne sur un court intervalle de temps, ce qui donne le bruit pour une mesure. Le taux d'échantillonnage de l'analyseur de réseau étant de 2 kHz, ou une mesure à toutes les 0.5 ms, on mesure la valeur moyenne sur une fenêtre de 50 ms ou 100 points.

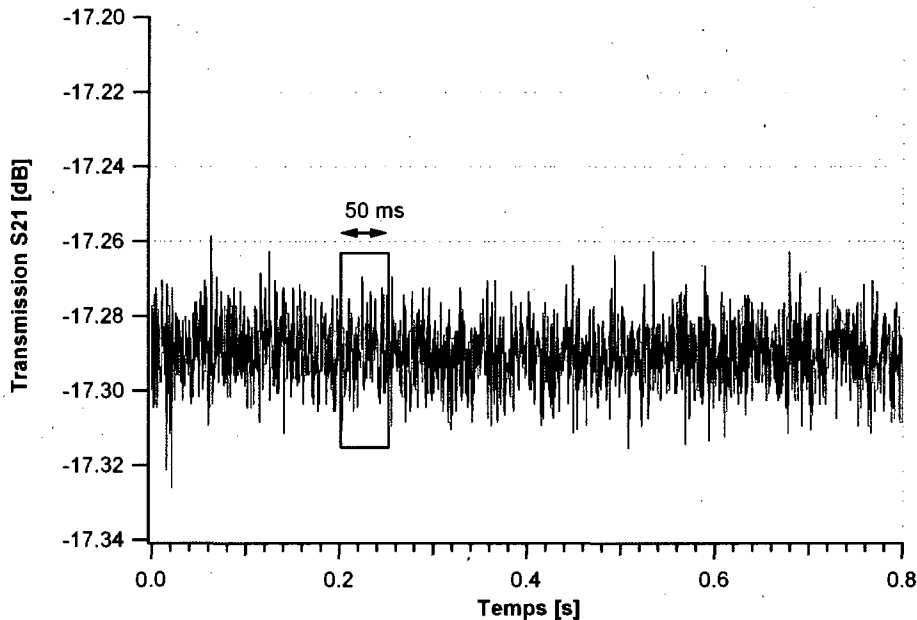


FIGURE 4.6 – Fluctuations de S_{21} en fonction du temps, mesurées avec un atténuateur de 9 dB plus l'atténuation des câbles.

Le tableau 4.1 présente le bruit pour une mesure en fonction de la puissance au détecteur de l'analyseur de réseau mesuré en utilisant différents atténuateurs. L'objectif de ces mesures était de vérifier si on avait suffisamment de sensibilité avec l'analyseur de réseau pour mesurer le bruit provenant de l'échantillon. La conclusion est que le bruit mesuré évolue de façon directe avec la puissance au détecteur donc que la mesure n'est pas adaptée et manque de résolution. De plus, si on prend l'exemple avec $P_{Source} = -10\text{dBm}$ et avec 6 dB additionnel d'atténuation en plus de celle provenant des câbles, on a $S_{21} = -14.4\text{dBm}$. Cette atténuation correspond à une résistance équivalente totale de 523Ω . Les fluctuations de S_{21} dues au bruit thermique sont donc théoriquement de $3 \cdot 10^{-7}\text{dB}$ alors qu'on mesure $8 \cdot 10^{-3}\text{dB}$ ce qui met bien en évidence la limite de la mesure réalisée. Les détails de ces derniers calculs sont présentés à l'annexe A.2.

P_{Source} :	-10 dbm			-30 dbm		
Atténuateur [dB]	$\langle S_{21} \rangle$ [dB]	$P_{Détecteur}$ [dbm]	$\langle \Delta S_{21} \rangle$ [dB]	$\langle S_{21} \rangle$ [dB]	$P_{Détecteur}$ [dbm]	$\langle \Delta S_{21} \rangle$ [dB]
3	-11.4	-21.4	0.008	-11.8	-41.8	0.018
6	-14.4	-24.4	0.008	-14.7	-44.7	0.027
9	-17.3	-27.3	0.007	-17.6	-47.6	0.034
12	-20.4	-30.4	0.007	-20.7	-50.7	0.049
13	-21.1	-31.1	0.007	-21.4	-51.4	0.056
16	-24.1	-34.1	0.009	-24.4	-54.4	0.076
19	-27.0	-37.0	0.012	-27.4	-57.4	0.100
22	-30.0	-40.0	0.013	-30.4	-60.4	0.150

TABLEAU 4.1 – Bruit en fonction de l'atténuation et de la puissance au détecteur

4.2.5 Mesure de la conductance thermique avec le substrat

Un autre paramètre important dans la caractérisation d'un bolomètre est la conductance thermique vers le substrat qui influence la sensibilité et le temps de réponse du détecteur. La manière utilisée pour évaluer la conductivité thermique dans le cadre de cette expérience est d'évaluer l'augmentation de la résistance du bolomètre en fonction de la puissance (électrique) injectée. Il s'agit donc de mesurer la variation de résistance dans l'état normal du pont de résistance fabriqué et de déduire par la suite la température de ce dernier grâce à sa valeur de résistance. On a donc mesuré à l'aide du PPMS la résistance à faible courant en fonction de la température autour de 88 K et ensuite mesuré une courbe IV à cette même température. Lorsque le courant atteint des valeurs excessives, le pont chauffe faisant augmenter sa température. La température d'équilibre

atteinte dépend de la conductance thermique avec l'environnement, soit principalement le contact avec le substrat. Les résultats de cette mesure sont présentés plus loin à la section 4.3.5.

4.3 Analyse du bolomètre micro-onde

4.3.1 Traitement des données micro-ondes

La première étape du traitement des données micro-ondes consiste à extraire les paramètres de la lorentzienne obtenue pour chaque température. La figure 4.7 montre ce processus effectué sur plusieurs courbes obtenues avec un résonateur d'YBCO seulement. On remarque d'abord le comportement attendu qui est que la fréquence de résonance diminue lorsque la température augmente ce qui s'explique par l'augmentation de la densité de quasiparticules entraînant une augmentation de l'inductance cinétique du supraconducteur ($f_0 = 1/\sqrt{LC}$). De plus, on remarque que l'amplitude du signal transmis diminue et que la largeur à mi-hauteur augmente avec la température. Ceci s'explique aussi par l'augmentation des pertes dans le résonateur causées par l'augmentation du nombre de quasiparticules dans le supraconducteur formant le résonateur s'approchant de la température critique. Chaque courbe peut être lissée par une fonction lorentzienne représentée en bleu à la figure 4.7 et de laquelle on peut extraire l'amplitude, la fréquence centrale et la largeur à mi-hauteur.

Lissage des données

La figure 4.8 montre ces paramètres de lissage en fonction de la température pour ce même résonateur d'YBCO. Chaque paramètre en fonction de la température est exprimé par un polynôme de degré 5 qu'on utilisera pour faciliter l'analyse des données. La raison pour laquelle la variation des paramètres n'est pas très «lisse» est en grande partie reliée à la qualité du porte-échantillon. En effet, la transmission de la puissance varie de façon significative en fonction de la fréquence pour des raisons autres que les changements se produisant dans le résonateur. Un porte-échantillon fermé par une boîte en cuivre, c'est-à-dire dont le champ électromagnétique est confiné à l'intérieur de la boîte, avec des vias de meilleures qualités et en plus grand nombre aurait certainement atténué ce problème.

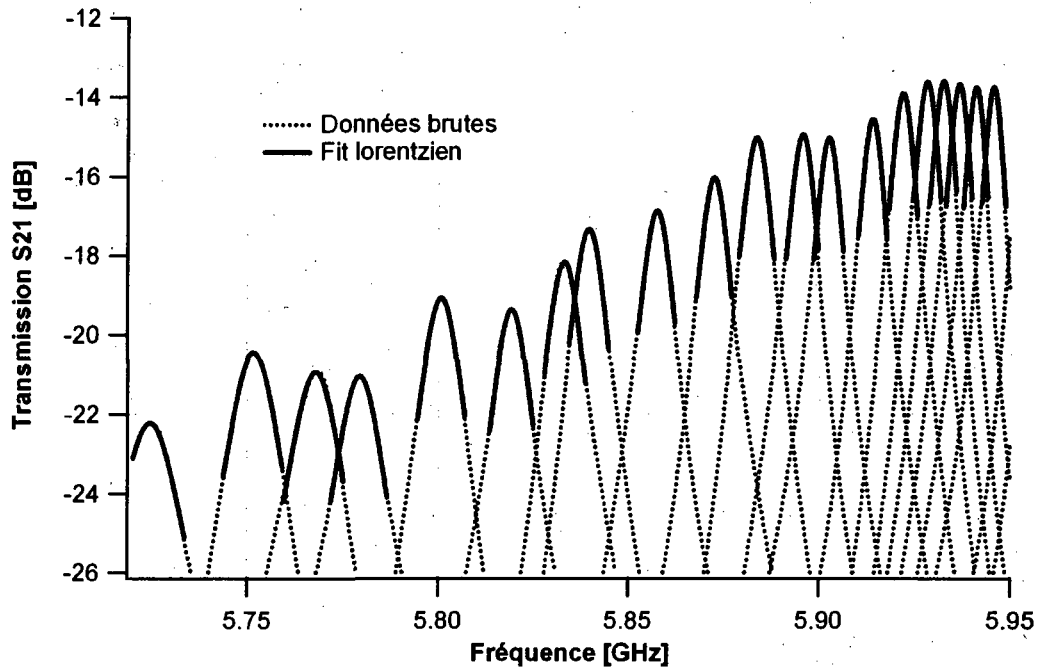


FIGURE 4.7 – Exemple de mesure de S_{21} et d'extraction des paramètres des lorentziennes en fonction de la température pour YBCO. Les courbes présentées sont pour des températures allant de 73 K à 81 K.

Représentation en 2D

La figure 4.9 montre ce qu'on va dénommer la représentation 2D des données. On y présente les données lissées de l'amplitude du signal transmis en fonction à la fois de la température et de la fréquence ($S_{21}(f, T)$) en utilisant les coefficients polynomiaux trouvés précédemment. Cette figure présente donc $S_{21}(f, T)$ pour un résonateur d'YBCO dont les données acquises ont été traitées pour retirer les irrégularités causées par le porte-échantillon. On y voit plus facilement les changements causés par la variation en température comme par exemple la diminution du signal transmis et de la fréquence de résonance lorsque la température augmente. Puisqu'on s'intéresse à la sensibilité aux variations en température, la figure 4.10 montre la dérivée de la transmission par rapport à la température. On remarque que la sensibilité ou la réponse, directement proportionnelle à dS_{21}/dT , est plus élevée à haute température puisque le changement d'inductance et de résistance devient de plus en plus important plus on s'approche de T_c .

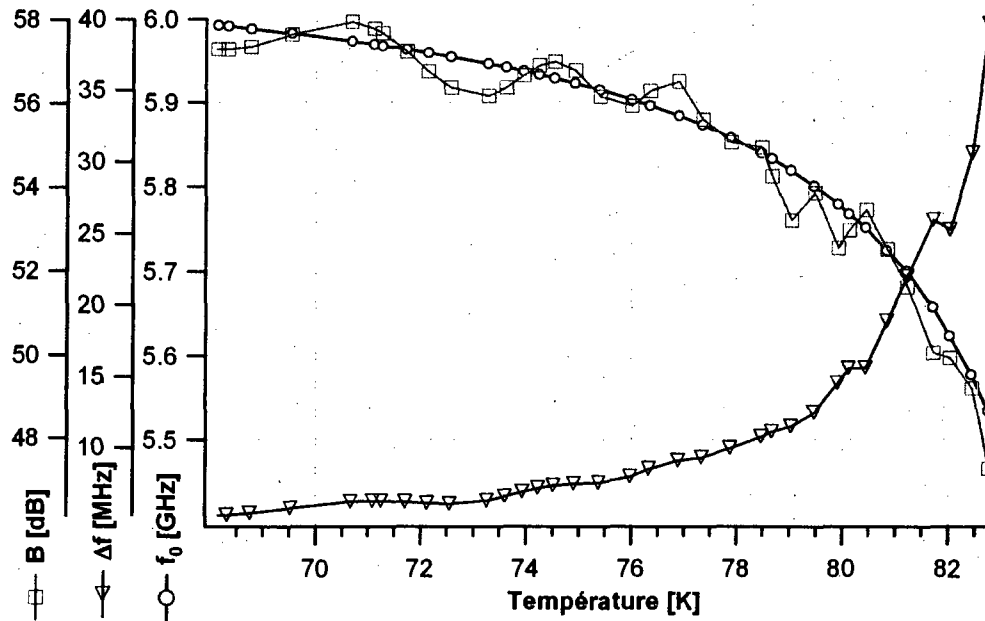


FIGURE 4.8 – Paramètres des lorentziennes en fonction de la température pour le résonateur d'YBCO

4.3.2 Comparaison pour une bicouche avant et après gravure du bolomètre

Les figures 4.11 et 4.12 présentent respectivement la transmission d'un résonateur formé d'une bicouche avant et après la gravure du bolomètre, soit la gravure de la couche supérieure de YBCO non dopé sur une longueur de $200 \mu m$ au centre de la cavité. On voit d'abord que la bicouche non-gravée a le même comportement que le résonateur d'YBCO et qu'on ne voit aucune trace concluante de la couche inférieure qui a un T_c inférieur. On remarque cependant que la fréquence de résonance pour la bicouche est légèrement plus élevée ce qui s'explique par le fait que l'épaisseur totale de la ligne est plus grande, donc son inductance est plus petite.

Bien qu'il soit possible d'investiguer davantage sur l'impact de la couche inférieure sur le comportement du résonateur, l'objectif premier de ce travail est d'évaluer l'impact de la gravure sur le comportement du résonateur. La figure 4.13 montre plus clairement le déplacement de la fréquence de résonance après la gravure du bolomètre. À noter qu'il s'agit bien du même échantillon qui a été d'abord mesuré avant la gravure et re-

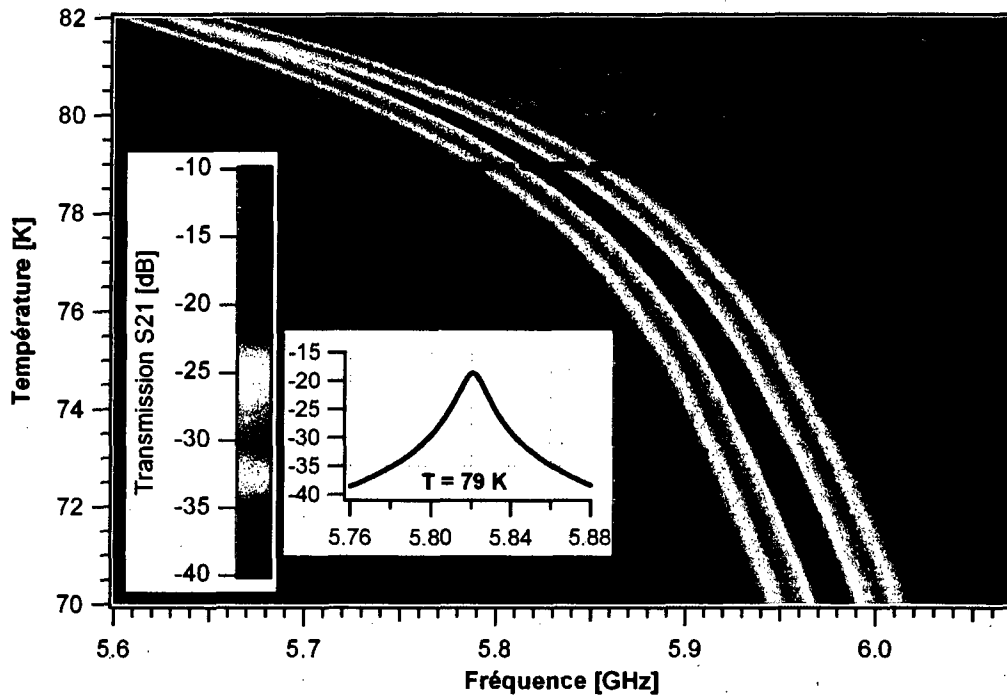


FIGURE 4.9 – Représentation 2D des données obtenues du résonateur d'YBCO $S_{21}(f, T)$

tiré du porte-échantillon pour que le bolomètre soit gravé au centre. Des tests ont aussi été effectués afin de vérifier la reproductibilité des résultats au niveau du placement de l'échantillon sur le porte-échantillon.

Le résultat obtenu est bien celui qui était prédit. En effet, la résonance disparaît complètement à une température inférieure à ce qui est obtenu avant la gravure. Considérant les T_c respectifs du résonateur (86 K) et du bolomètre (78 K), on peut estimer la contribution du bolomètre à la transmission totale du résonateur à environ 50% puisque l'écart entre les deux courbes est d'environ 4 K et que l'écart entre les T_c est de 8 K. On confirme donc bien que le bolomètre, qui représente environ 2% de la surface du résonateur, affecte néanmoins près de la moitié du signal mesuré à la sortie.

4.3.3 Choix du point d'opération

Le point d'opération qu'on cherche à déterminer est le point en température et en fréquence où la détectivité sera la plus élevée. On cherche donc le meilleur ratio entre la variation du signal en fonction de la température et un faible bruit. Si on suppose que le

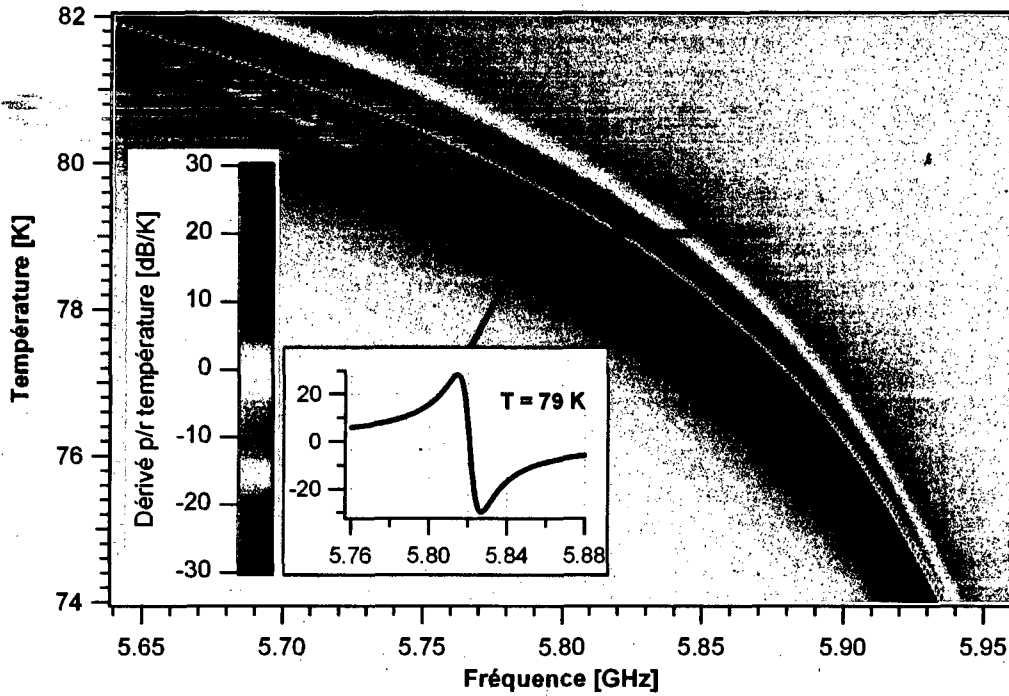


FIGURE 4.10 – Représentation 2D des données obtenues du résonateur d'YBCO $\frac{d}{dT}S_{21}(f, T)$

bruit est principalement d'origine thermique, on obtient comme équation pour estimer le comportement de la détectivité spécifique :

$$D^* \left[\frac{cm\sqrt{Hz}}{W} \right] = \frac{\sqrt{0.4} 10^{P_s/10}}{400\sqrt{k_B T}} \frac{1}{10^{-S_{21}/40}} \left| \frac{dS_{21}}{dT} \right| \frac{1}{G_0 \sqrt{wl}} \quad (4.2)$$

Les détails pour obtenir ce résultat se situent à l'annexe A.3. S_{21} et la puissance de la source (P_s) sont en dB . On constate d'abord suite à cette équation que plus la puissance de la source est élevée, plus D^* est élevé. On présente d'abord quand même les résultats obtenus pour une puissance source de $-30 dBm$. La figure 4.14 présente l'endroit où on devrait opérer le bolomètre avec $P_s = -30 dBm$. On y affiche les valeurs proportionnelles à D^* :

$$D^* \propto \frac{\sqrt{0.4} 10^{P_s/10}}{10^{-S_{21}/40}} \left| \frac{dS_{21}}{dT} \right| \quad (4.3)$$

La figure 4.15 montre une vue en coupe de ce qui se passe en fonction de la fréquence

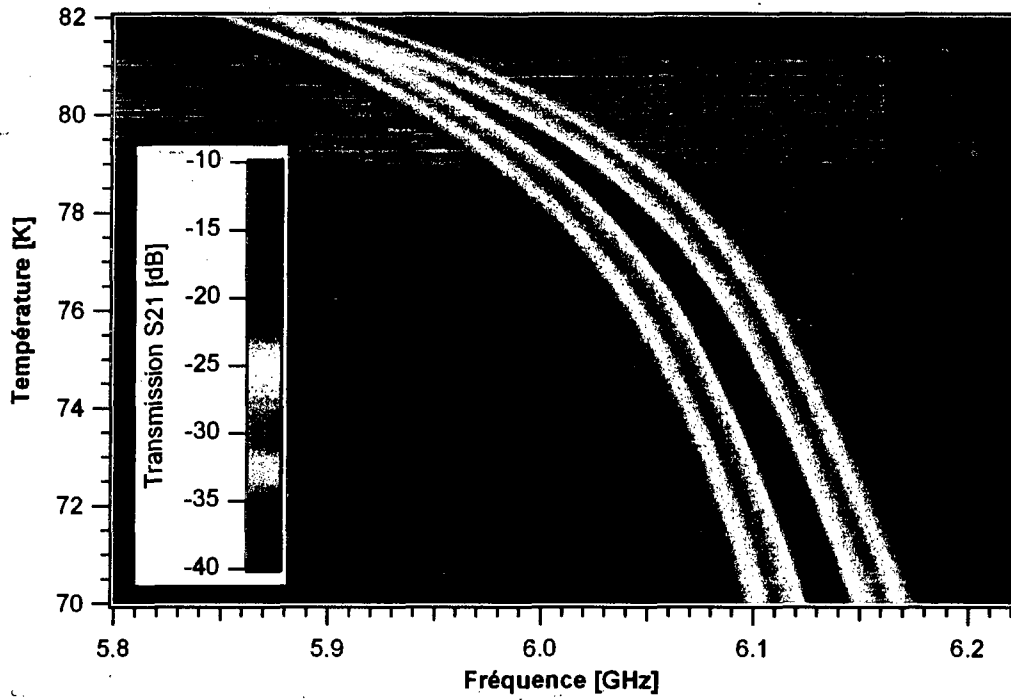


FIGURE 4.11 – Résonateur bicouche avant gravure $S_{21}(f, T)$, $P_{Source} = -30dBm$

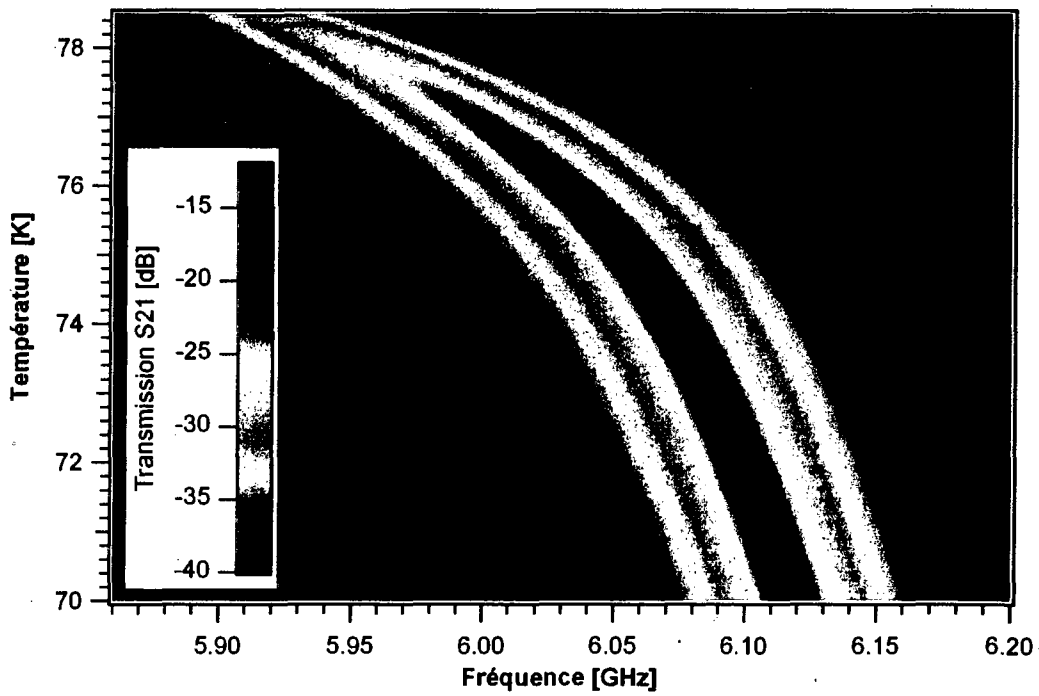


FIGURE 4.12 – Résonateur bicouche après gravure $S_{21}(f, T)$, $P_{Source} = -30dBm$

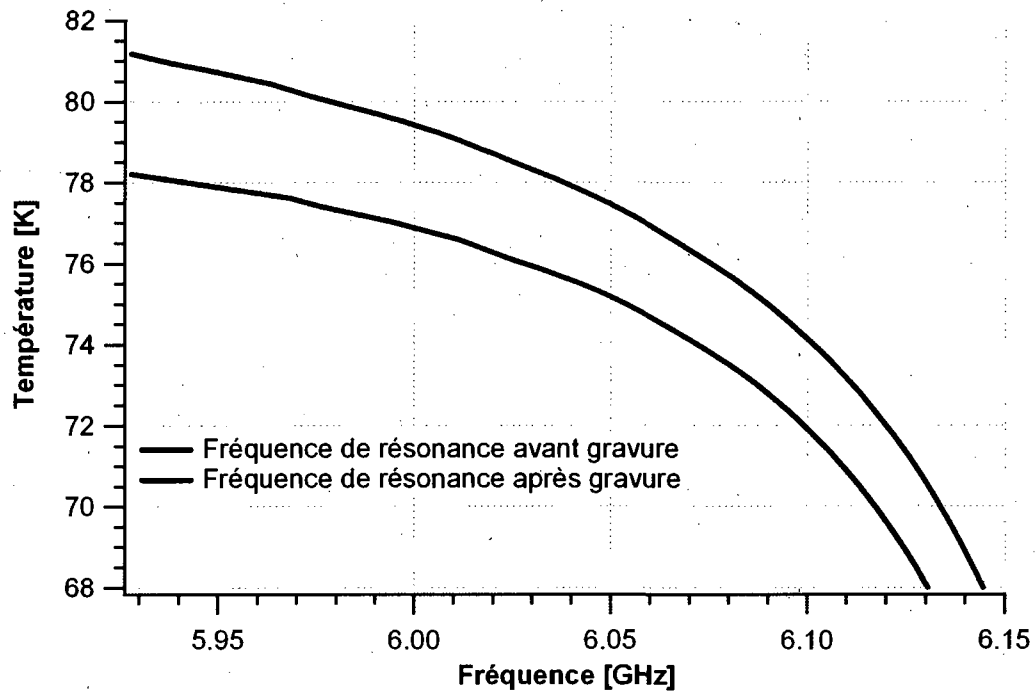


FIGURE 4.13 – Déplacement de la fréquence de résonance après la gravure du bolomètre

à $T = 75.6 \text{ K}$. On y voit le comportement de S_{21} , $\frac{dS_{21}}{dT}$ et de D^* et comment ce dernier varie rapidement en fonction de la fréquence d'opération.

On a montré au chapitre 2 (Éq. 2.17) que la détectivité était proportionnelle à :

$$D^* \propto 2(R_{eff} + R_b) \frac{dR_b}{dT} + 4(L_{eff} + L_b)(\omega - \omega_0)\omega_0 \frac{dL_b}{dT} \quad (4.4)$$

En se fiant aux résultats de la figure 4.15 et à l'équation précédente, on en conclut que l'effet inductif est beaucoup plus important que l'effet résistif sur la détectivité du bolomètre. En effet, si l'effet résistif était important, la détectivité serait beaucoup plus élevée qu'elle l'est à la fréquence de résonance par rapport au maximum. Un prochain prototype devrait mettre l'accent sur la réponse inductive du bolomètre, c'est-à-dire avoir par exemple un bolomètre plus mince.

La figure 4.16 présente la zone d'opération pour le bolomètre utilisant une puissance source de -10 dBm . On remarque d'abord que le point où la détectivité est maximale s'est déplacé à plus basse température et à plus haute fréquence ce qui s'explique bien par

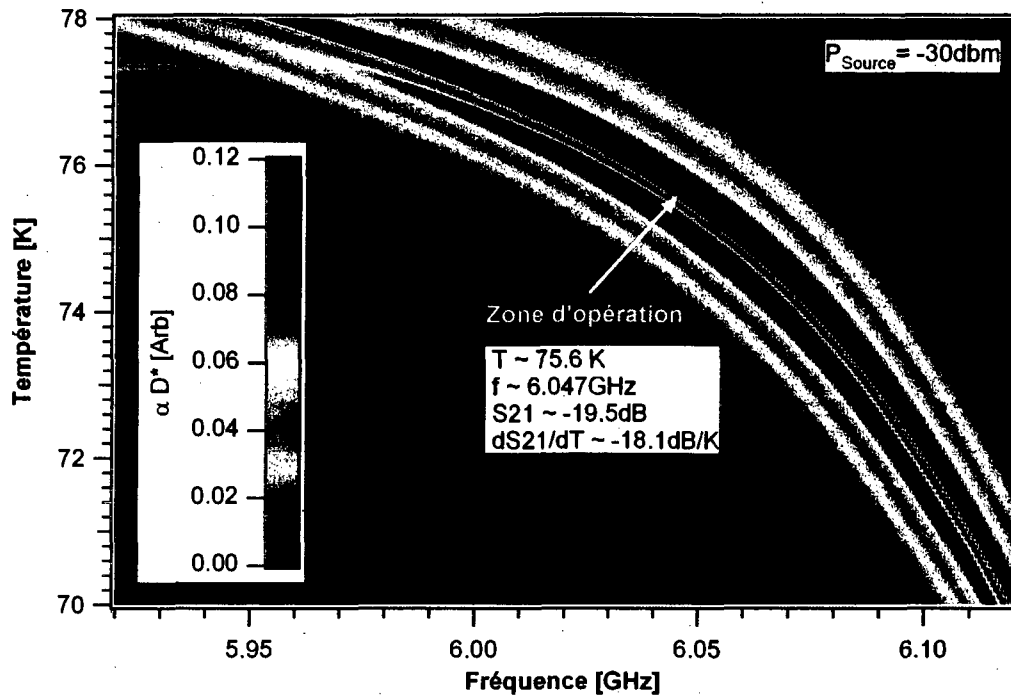


FIGURE 4.14 – Zone d'opération du bolomètre pour $P_S = -30 \text{ dBm}$

le fait que proportionnellement parlant, il y a plus de pertes de signal dans le résonateur lorsque la puissance est élevée. Ce phénomène est donc amplifié plus la température est haute. De plus, on confirme bien que la détectivité est plus élevée d'environ un ordre de grandeur par rapport à lorsque la puissance est de -30 dBm . Bien qu'il y ait 2 ordres de grandeur entre -10 et -30 dBm , l'équation 4.3 indique que la détectivité est proportionnelle à la racine carrée de la puissance.

4.3.4 Niveau de bruit au point d'opération

Comme discuté précédemment, la performance du détecteur est supérieure si on utilise une puissance à l'entrée élevée. Dans tout ce qui suit au niveau de l'analyse, on considère donc uniquement le point d'opération avec $T = 74.5 \text{ K}$, $f = 6.0694 \text{ GHz}$ et $P_{Source} = -10 \text{ dBm}$. Si on mesure le bruit de la façon telle que décrite à la section 4.2.4, on obtient $\langle \Delta S_{21} \rangle = 0.007 \text{ dB}$. On rappelle qu'il s'agit d'un bruit limité par le détecteur interne de l'analyseur de réseau. Il y a donc la possibilité d'améliorer les performances de cette mesure en modifiant le schéma de détection comme il sera discuté plus loin. Quoi qu'il en

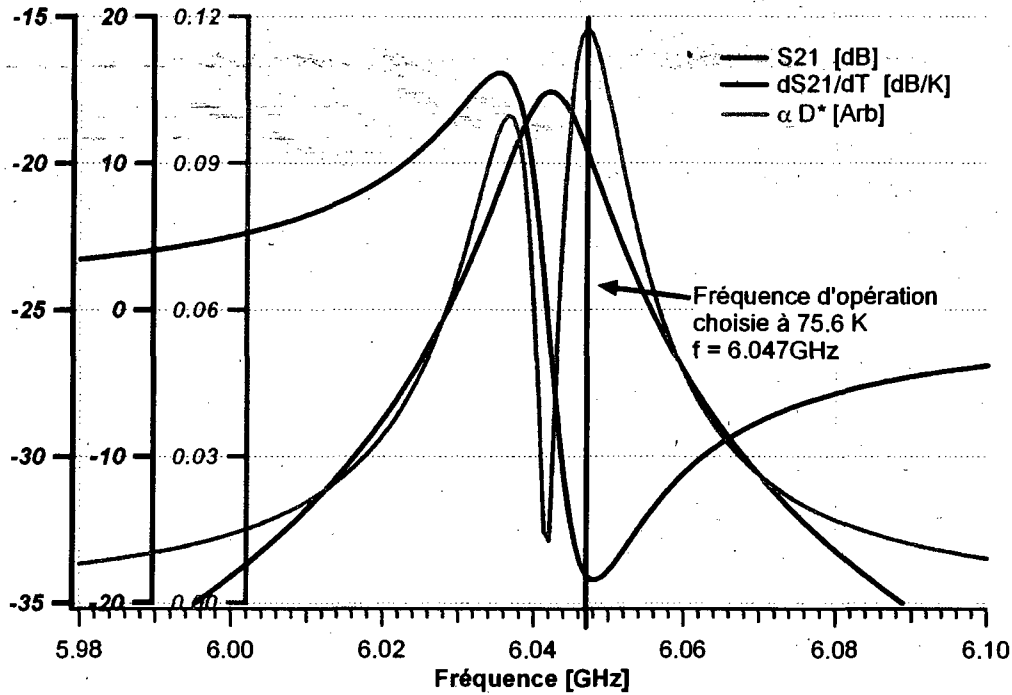


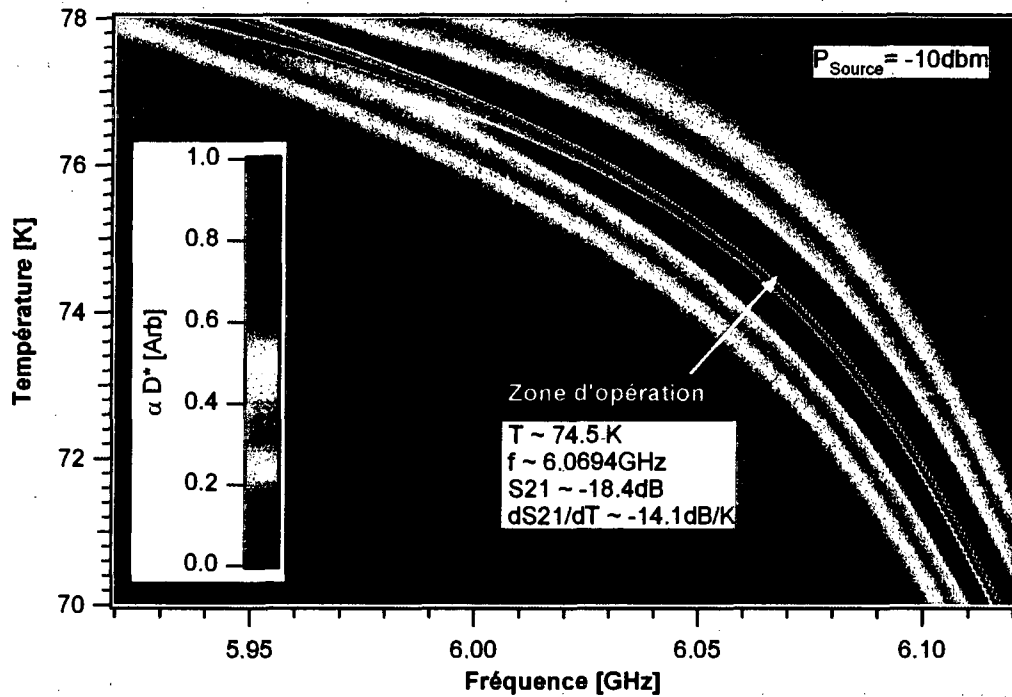
FIGURE 4.15 – Détermination du point d'opération, coupe en fréquence à $T = 75.6 K$

soit, dans la configuration présente avec l'analyseur qui a une fréquence d'échantillonnage de $2 kHz$, on a que :

$$\langle \Delta S_{21} \rangle_{Hz} = \frac{\langle \Delta S_{21} \rangle}{\sqrt{2 kHz}} = 0.00015 \frac{dB}{\sqrt{Hz}} \quad (4.5)$$

4.3.5 Mesure de la conductance thermique avec le substrat

Le dernier paramètre entrant dans l'évaluation de la détectivité du bolomètre est la conductivité thermique avec le substrat. Tel que décrit à la section 4.2.5, on a d'abord mesuré la résistance en fonction de la température du pont de résistivité ayant une longueur de $1 mm$ et ayant la même largeur et épaisseur que le bolomètre de YPBCO (couche inférieure), soit respectivement $50 \mu m$ et $130 nm$. La figure 4.17 montre la résistance en fonction de la température. La résistance devient nulle à $79 K$ ce qui correspond à ce qui a été mesuré en susceptibilité où le pic de la partie imaginaire était à $78 K$. L'encadré montre la pente dR/dT mesuré à $88 K$ dans la région normale où les courbes IV ont été prises.


 FIGURE 4.16 – Zone d'opération du bolomètre pour $P_S = -10 \text{ dBm}$

La technique utilisée pour évaluer la conductivité thermique G avec le substrat consiste à utiliser l'effet Joule pour chauffer électriquement le pont de résistivité qui est dans l'état normal. L'équation 4.6 suivante décrit la valeur de la résistance en fonction de la puissance injectée dans le pont.

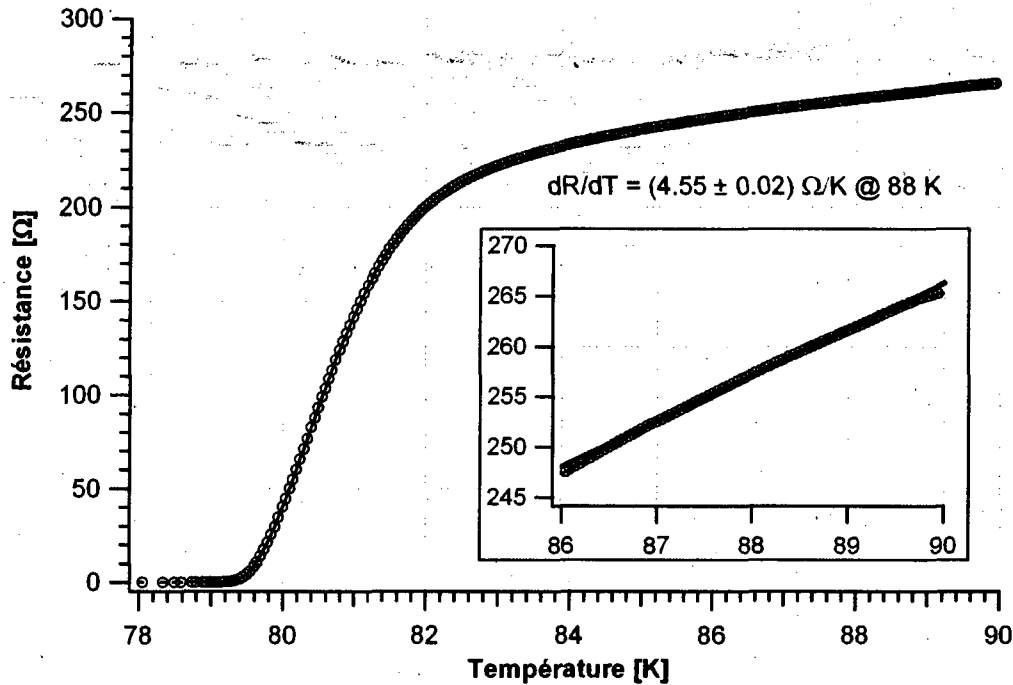
$$R(I) = R_0 + \frac{dR/dT}{G} R I^2 \quad (4.6)$$

Connaissant maintenant dR/dT à 88 K on peut obtenir G à cette même température si on mesure la résistance en fonction du courant. La figure 4.18 montre cette mesure soit la résistance V/I en fonction de la puissance $I \cdot V$.

On obtient donc la conductivité thermique :

$$G = \frac{4.55 \text{ } \Omega/\text{K}}{147.9 \text{ } \Omega/\text{W}} = 0.0308 \frac{\text{W}}{\text{K}} \quad (4.7)$$

Puisqu'il s'agit d'une conductivité qui est surtout proportionnelle à la surface en contact avec le substrat, on obtient en considérant la taille du pont de résistance utilisé,


 FIGURE 4.17 – Résistance du pont de $YPrBaCuO$ en fonction de la température

$w = 50\mu m$ et $l = 1000\mu m$:

$$G_0 = G \frac{1}{wl} = 61.5 \frac{W}{K cm^2} \quad (4.8)$$

4.4 Analyse des performances potentielles comme détecteur

4.4.1 Caractéristiques du détecteur

À $T = 74.5K$, $f = 6.0694GHz$ et $P_{Source} = -10dBm$, on a obtenu $|dS_{21}/dT| = 14.1 \frac{dB}{K}$ et un bruit $\langle \Delta S_{21} \rangle_{Hz} = 0.00015 \frac{dB}{\sqrt{Hz}}$. On peut donc évaluer les caractéristiques quantifiant les performances du bolomètre. On a d'abord la réponse \mathfrak{R} :

$$\mathfrak{R} = \frac{S}{G_0 w_b l_b} = 2300 \frac{dB}{W} \quad (4.9)$$

On suppose ici que la conductance G varie très peu avec la température puisque G_0 a été mesuré à 88 K. À partir de la réponse et du bruit, on obtient le NEP :

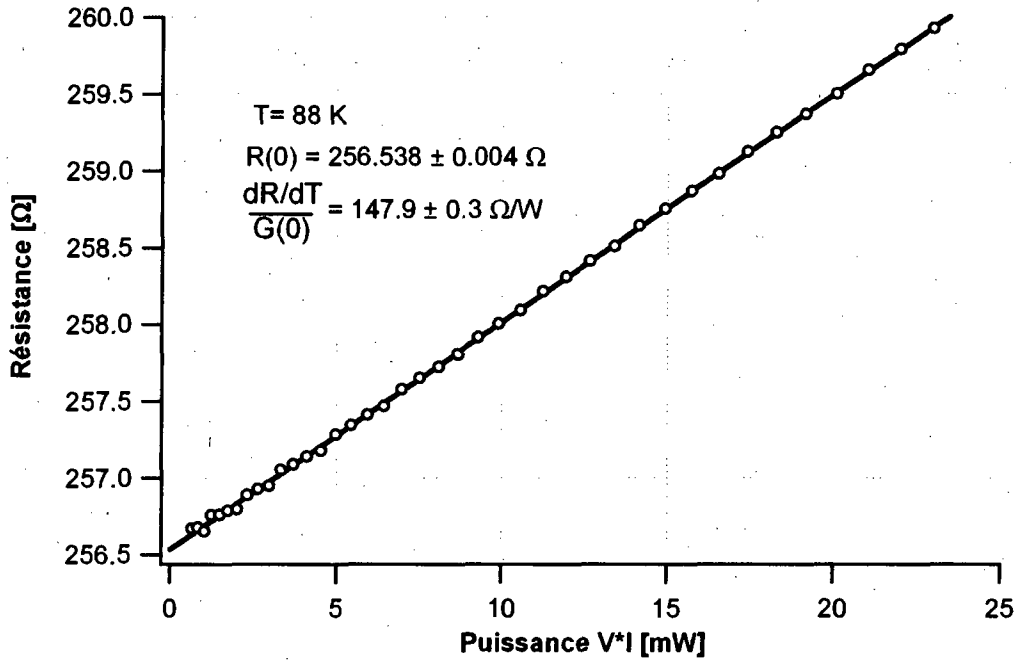


FIGURE 4.18 – Détermination de la conductivité thermique avec le substrat à partir du pont de résistivité

$$NEP = \frac{\langle \Delta S_{21} \rangle_{Hz}}{\mathfrak{R}} = 5.7 \cdot 10^{-8} \frac{W}{\sqrt{Hz}} \quad (4.10)$$

Ensuite, à partir de la surface du pixel, $w_b = 50 \mu m$ et $l_b = 200 \mu m$, et du NEP on obtient la détectivité spécifique :

$$D^* = \frac{\sqrt{w_b l_b}}{NEP} = 1.8 \cdot 10^5 \frac{cm \sqrt{Hz}}{W} \quad (4.11)$$

Puisque la mesure de la sensibilité considère l'ensemble résonateur-bolomètre et qu'on a vu à la section 4.3.2 qu'on peut estimer la contribution du bolomètre par rapport à la variation du signal à environ 50%, on peut donc dire qu'on obtient finalement une détectivité spécifique de l'ordre de :

$$D^* \sim 1 \cdot 10^5 \frac{cm \sqrt{Hz}}{W} \quad (4.12)$$

4.4.2 Comparaison avec la littérature

Les meilleurs détecteurs bolométriques fonctionnant à l'azote liquide avec le supraconducteur YBCO atteignent une détectivité spécifique de l'ordre de [11] :

$$D^* \sim 1 \cdot 10^{10} \frac{cm\sqrt{Hz}}{W} \quad (4.13)$$

Dans la majorité des cas, il s'agit de bolomètres formés de méandres suspendus dont la fabrication est très bien décrite, par exemple, dans la thèse de Mechin [4]. Il y a donc 5 ordres de grandeurs entre la performance estimée du prototype de bolomètre micro-onde fabriqué ici et celle des meilleurs détecteurs conventionnels du même type. Le principal élément séparant les performances du détecteur fabriqué et celles atteintes dans la littérature est sans doute le niveau de bruit. En effet, tel que vue à la section 4.2.4, le niveau de bruit qu'il est possible d'atteindre est d'un peu moins que 3 ordres de grandeur inférieur à celui mesuré avec l'analyseur de réseau. Le haut taux d'échantillonnage possible (20 MHz - donné environ par la largeur à mi-hauteur de la lorentzienne) ainsi que le recours à un amplificateur à faible bruit et un schéma de détection plus sophistiqué permettraient de façon réaliste d'atteindre ce niveau bruit et donc de gagner ici environ 3 ordres de grandeur.

Un gain substantiel dans la détectivité d'environ 2 ordres de grandeur est aussi possible au niveau de la conductivité thermique. En effet, les meilleurs bolomètres sont suspendus et ne sont pas en contact direct avec le substrat comme dans notre cas, leur conférant une conductivité thermique G très petite. De plus, divers ajustements et une optimisation du design comme la réduction des dimensions permettrait d'aller chercher un gain supplémentaire atteignant un ordre de grandeur supplémentaire. Il faut cependant mentionner que l'analyse ne tient pas compte de certains facteurs comme l'absorption du rayonnement et qu'aucune mesure optique n'a été effectuée. La dernière analyse montre cependant qu'il est raisonnable de penser que le détecteur proposé peut atteindre une détectivité élevée du même ordre que les bolomètres existants.

Une autre caractéristique des bolomètres qui n'a pas été abordée jusqu'à présent est le temps de réponse ou temps caractéristique du détecteur. Ce dernier est donné par le rapport de la capacité calorifique du bolomètre et de la conductance thermique avec le substrat $\tau = C/G$. Il représente le temps nécessaire pour que le détecteur puisse

faire une nouvelle mesure. Utilisant une chaleur spécifique de 186 J/kg.K et une masse volumique de 6350 kg/m^3 pour YBCO [4], on obtient pour le prototype fabriqué $\tau = 2.5 \text{ ms}$. Réduire la taille du bolomètre ne diminue pas à priori le temps de réponse puisqu'à la fois la conductance thermique et la capacité calorifique diminuent avec la surface du détecteur. Cependant, réduire son épaisseur diminuerait le temps de réponse en plus d'augmenter son inductance et donc la détectivité. On pourrait aussi réaliser une suspension partielle du bolomètre afin de diminuer la conductance et d'augmenter par conséquent la détectivité au détriment du temps de réponse. Finalement, aucune estimation ou mesure en ce qui à trait à la puissance de saturation n'a été réalisé ce qui devrait être fait si on donnait suite à ce travail.

4.4.3 Discussion et améliorations possibles

Les estimations précédentes ont pour but de démontrer le potentiel et la faisabilité d'un tel détecteur. L'analyse comporte cependant plusieurs faiblesses dont la plus importante est l'absence de mesures optiques pouvant valider les estimations précédentes. Ce travail a cependant permis d'identifier plus clairement certains points à améliorer dans l'éventualité de la fabrication d'un second prototype pouvant être testé avec des sources variées de photons. Le prototype de détecteur fabriqué a montré que la partie inductive du bolomètre contribuait plus à la détectivité que la partie résistive. Si on réécrit l'équation 2.17 en négligeant la partie résistive, on obtient :

$$D^* \propto \frac{R_{eff} V_{eff}^2 [(L_{eff} + L_b)(\omega - \omega_0)\omega_0 \frac{dL_b}{dT}]}{[(R_{eff} + R_b)^2 + 4(L_{eff} + L_b)^2(\omega - \omega_0)^2]^2} \quad (4.14)$$

Cette dernière équation confirme que diminuer l'épaisseur du bolomètre augmenterait la détectivité car son inductance (L_b) serait plus élevée. Dans un tel cas, il faudrait s'attendre à voir l'absorption optique diminuer avec l'épaisseur ce qui pourrait cependant être compensé par l'utilisation d'un autre matériau absorbant déposé sur le bolomètre. Plusieurs bolomètres composites utilisant des films de Bismuth comme matériau absorbant ont par exemple été fabriqués [9]. De plus, puisqu'on doit mettre l'accent sur la partie inductive, il serait probablement avantageux de mesurer seulement la phase plutôt que l'amplitude du signal transmis. Il est aussi à noter que la longueur de pénétration du supraconducteur ne joue probablement aucun rôle puisqu'on se trouve bien en dessous de cette dernière, soit environ 200 nm à basse température, valeur qui augmente substantiellement plus on s'approche de T_c .

Un autre paramètre important sur lequel on peut jouer est le facteur de qualité de la cavité qui, à basse température, est principalement donné par R_{eff} dans l'équation 4.14 précédente. En effet, lorsque les pertes à l'intérieur de la cavité sont faibles, soit à basse température, on a $Q = \omega_0 L_{eff} / R_{eff}$. On rappelle que R_{eff} est une résistance effective proportionnelle au couplage de la cavité avec l'extérieur, donc proportionnelle à la taille des capacités d'entrée et de sortie. Un facteur de qualité élevé n'est pas favorable à la détectivité car il y a perte de signal. Au point d'opération, les pertes d'énergie à l'intérieur de la cavité causées par la résistance du bolomètre et de la cavité elle-même sont grandes. En effet, à plus basse température, le facteur de qualité pour le prototype fabriqué est d'environ 1000 comparativement à environ 300 au point d'opération. Il serait donc avantageux d'augmenter les capacités de couplage de manière à obtenir un facteur de qualité de 300 à basse température et qui sera donc à peu près le même au point d'opération.

Finalement, une plus grande séparation entre les deux températures critiques des deux matériaux employés serait bénéfique. Pour le prototype fabriqué, il y avait perte de signal au point d'opération dans la cavité ce qui pourrait être réduit si les deux T_c étaient plus espacés. À ce propos, l'utilisation du concept développé dans ce travail serait probablement plus adapté pour des mesures à plus basse température. On pourrait par exemple avoir un bolomètre d'aluminium opérant autour de 1 K dans une cavité de niobium dont la température critique est de 9 K. Le processus de fabrication serait d'ailleurs de beaucoup simplifié n'ayant pas les mêmes restrictions pour les dépôts des couches minces qu'on a avec YBCO. La température d'opération étant dorénavant beaucoup plus petite que la température critique du résonateur, la combinaison d'une cavité dont le facteur de qualité est très élevé et d'un bolomètre beaucoup plus petit donc très rapide est envisageable sans perte de sensibilité.

Conclusion

Nous avons réalisé dans ce travail la démonstration d'un nouveau type de détecteur jamais fabriqué auparavant. Les détecteurs utilisant la variation de l'inductance cinétique d'un supraconducteur formant une cavité résonante micro-onde ne sont pas nouveaux. Il en est de même pour ceux utilisant des SQUIDS pour faire la lecture d'un bolomètre supraconducteur dans sa transition. La nouveauté consiste à utiliser une cavité supraconductrice micro-onde pour faire la lecture d'un bolomètre dans sa transition. Le concept implique donc l'utilisation de deux supraconducteurs à haute température différents dans le but d'opérer à la température de l'azote liquide.

Nous avons d'abord réussi à fabriquer un premier prototype utilisant le supraconducteur YBCO pour former la cavité résonante, et le même supraconducteur dopé au Praséodyme (YPBCO) pour former le bolomètre. Les premiers résultats ont bien démontré la validité du concept et montré que le comportement de la cavité résonante est nettement affecté par le bolomètre placé en son centre. Les mesures ont indiqué qu'une prochaine évolution du prototype devrait être optimisée afin de détecter la partie inductive du changement d'impédance du bolomètre lors de la transition qui est beaucoup plus importante que la partie résistive détectée pour un bolomètre conventionnel.

La détectivité spécifique du prototype fabriqué a été estimée à $1 \cdot 10^5 \text{ cm} \sqrt{\text{Hz}}/W$, ce qui est bien loin du $1 \cdot 10^{10} \text{ cm} \sqrt{\text{Hz}}/W$ obtenu par les meilleurs bolomètres supraconducteurs à haute température actuels. L'optimisation du design, l'utilisation d'amplificateurs et d'un schéma de lecture à hautes fréquences plus adaptés laissent cependant beaucoup d'espace pour espérer atteindre des performances comparables. De plus, l'utilisation d'une mesure micro-onde offre la possibilité de fabriquer des bolomètres beaucoup plus petits permettant d'obtenir des temps de réponse plus courts. Cependant, la nécessité d'avoir recours à deux supraconducteurs différents amène de nombreuses restrictions.

Annexe A

Compléments

A.1 Photomasque

La figure A.1 à la page 62 présente un dessin du photomasque utilisé pour réaliser toutes les lithographies nécessaires pour ce travail. Les motifs en noir sont les endroits laissant passer la lumière pour exposer la résine.

A.2 Bruit théorique attendu pour une atténuation donnée

Le calcul qui suit vise à obtenir une expression du bruit en dB détecté par l'analyseur de réseau mesurant une résistance R . Puisqu'un signal est injecté dans la résistance et que la mesure est en dB , le niveau de bruit devrait dépendre de la puissance à la source. On considère donc le circuit A.2.

La puissance source est définie comme étant égale à $P_S = V_S^2/2R_L = V_S^2/100$ ($R_L = 50\Omega$). On a donc que $V_S = \sqrt{0.4 \cdot 10^{P_S/10}}$. Le paramètre de transmission est donné par :

$$S_{21} = 10 \log \left(\frac{P_M}{P_S} \right) = 20 \log \left(\frac{2 V_M}{V_S} \right) \quad (\text{A.1})$$

On obtient facilement que $V_M/V_S = 50/(100 + R)$, donc que :

$$S_{21} = 10 \log \left(\frac{100}{100 + R} \right) \Rightarrow R = 100 (10^{-S_{21}/20} - 1) \quad (\text{A.2})$$

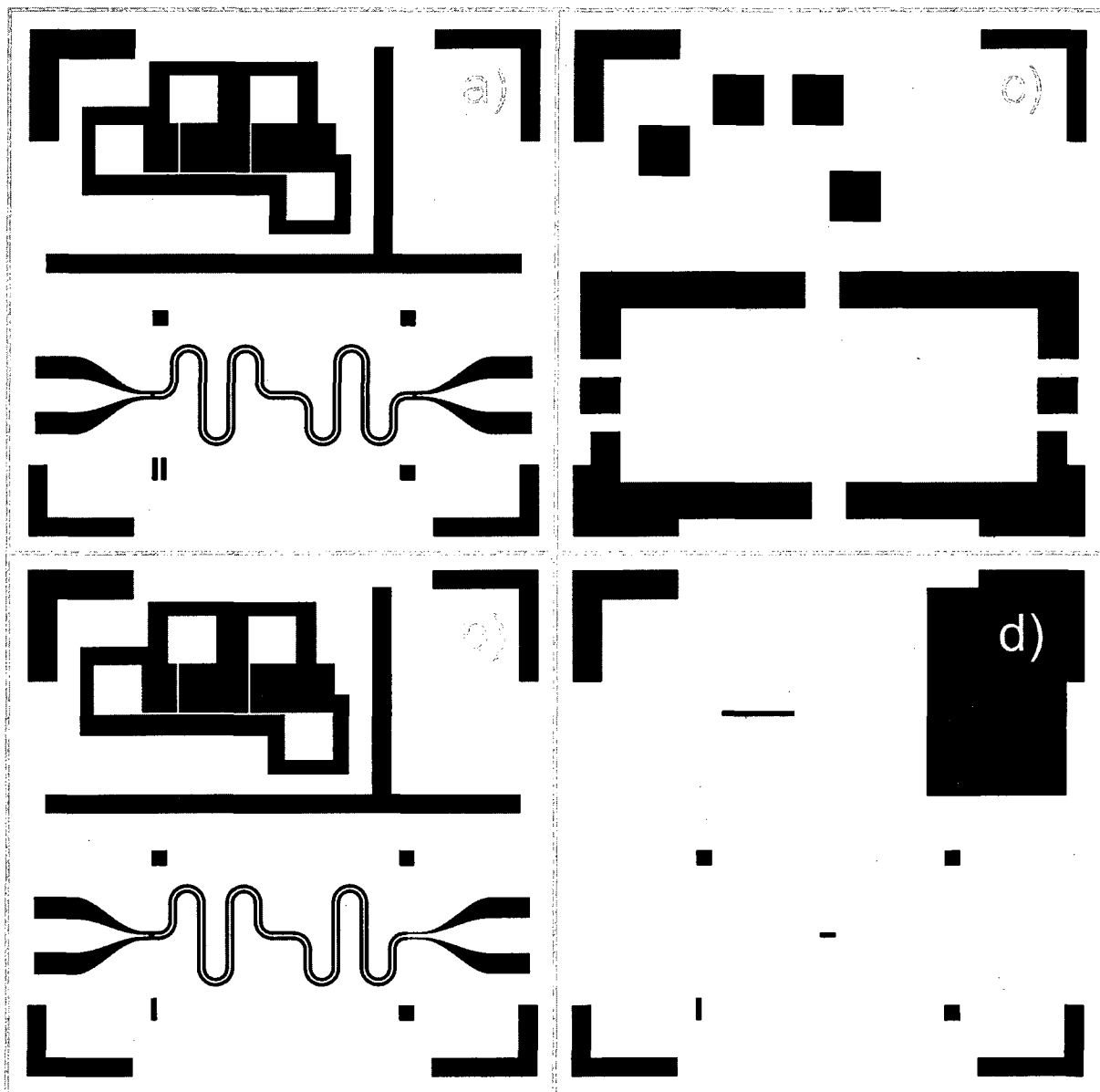


FIGURE A.1 – Dessin du photomasque. *a)* et *b)* sont des masques avec deux différents facteurs de qualité, *c)* est le masque pour le dépôt des contacts d'or et *d)* est le masque pour la gravure du bolomètre.

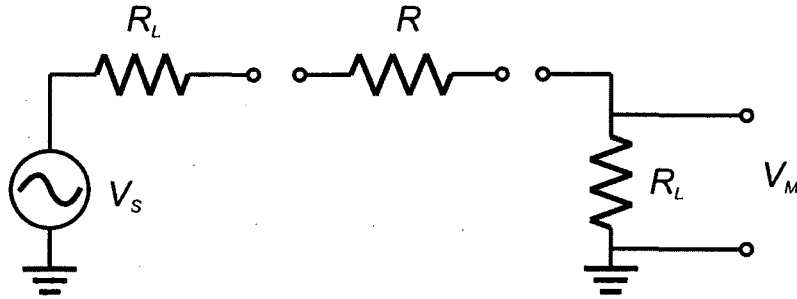


FIGURE A.2 – Circuit équivalent de l'analyseur de réseau mesurant une résistance.

On a donc l'expression de la valeur de la résistance équivalente en fonction du paramètre S_{21} mesuré. Par exemple, si on mesure -20 dB , on a une résistance équivalente de 900Ω . Il s'agit donc maintenant d'obtenir la valeur des fluctuations de S_{21} , ΔS_{21} . On a d'abord la valeur du bruit d'origine thermique $\langle V_N^2 \rangle = 4k_B T R \Delta f$. Or, on peut écrire que :

$$S_{21}(I) = 20 \log \left(\frac{100 I}{V_S} \right) \quad (\text{A.3})$$

d'où

$$\Delta S_{21} = \left| \frac{dS_{21}}{dI} \right| \Delta I = 20 \frac{\Delta I}{I} \quad (\text{A.4})$$

Avec $\Delta I = I_N = V_N / (R + 100)$, on a finalement que :

$$\Delta S_{21} = 20 \frac{\sqrt{4k_B T R \Delta f}}{V_S} = 20 \sqrt{\frac{4k_B T R \Delta f}{0.4 \cdot 10^{P_s/10}}} \quad (\text{A.5})$$

Donc si on a une puissance source de -10 dbm et une résistance de 900Ω à la température de la pièce, on obtient :

$$\langle \Delta S_{21} \rangle_{\text{Hz}} = 20 \sqrt{\frac{4k_B T R}{0.4 \cdot 10^{P_s/10}}} = 4 \cdot 10^{-7} \frac{\text{dB}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (\text{A.6})$$

Si on considère une mesure à un taux d'échantillonnage de 2 kHz comme avec l'analyseur de réseau, on a $\langle \Delta S_{21} \rangle = 0.000017 \text{ dB}$

A.3 Défectivité spécifique

Comme présenté au chapitre 1, la défectivité spécifique est donnée par :

$$D^* = \frac{\sqrt{A}}{NEP} \quad (\text{A.7})$$

où $A = w \cdot l$ est l'aire du pixel et NEP , la puissance équivalente de bruit, le ratio entre la réponse et le niveau de bruit. Si on considère un bruit seulement d'origine thermique donné par l'équation A.6, on a que :

$$D^* = \frac{\sqrt{w \cdot l}}{\langle \Delta S_{21} \rangle_{Hz}} \left| \frac{dS_{21}}{dI} \right| \frac{1}{G} \quad (\text{A.8})$$

d'où

$$D^* = \frac{\sqrt{0.4 \cdot 10^{P_s/10}}}{400 \sqrt{k_B T}} \frac{1}{10^{-S_{21}/40}} \left| \frac{dS_{21}}{dT} \right| \frac{1}{G_0 \sqrt{w l}} \quad (\text{A.9})$$

Bibliographie

- [1] M. Leskelä, H. Moselä, L. N. *Supercond. Sci. Technol.* **6**, 627 (1993).
- [2] Hamamatsu. *Characteristics and use of infrared detectors*. Solid State Division, (2004).
- [3] Simons, R. N. *Coplanar Waveguide Cicuits, Components and systems*. Wiley-Interscience, (2001).
- [4] Mechin, L. *Microbolomètres supraconducteurs YBaCuO suspendus réalisés par micro-usinage du substrat de silicium*. PhD thesis, Université de Caen, (1996).
- [5] Nie, J., Yamasaki, H., Nakagawa, Y., Develos-Bagarinao, K., Murugesan, M., Obara, H., and Mawatari, Y. *Journal of Crystal Growth* **284**(3-4), 417–424 November (2005).
- [6] Tinkham, M. *Introduction to superconductivity*. Dover Books on Physics, (2004).
- [7] Hypres, Elmsford, NY (USA).
- [8] Superconducting Technologies Inc., Santa Barbara, CA (USA).
- [9] Richards, P. L. *Journal of Applied Physics* **76**(1), 1–24 (1994).
- [10] Zhang, Z. M. and Frenkel, A. *Journal of Superconductivity* **7** (1994).
- [11] Kreisler, A. J. and Gaugue, A. *Superconductor Science and Technology* **13**(8), 1235–1245 (2000).
- [12] Sergeev, A. V. and Reizer, M. Y. *Photoresponse mechanisms of thin superconducting films and superconducting detectors*. World Scientific Publishing Company, (1995).
- [13] Verghese, S., Richards, P. L., Char, K., Fork, D. K., and Geballe, T. H. *Journal of Applied Physics* **71**(6), 2491–2498 (1992).
- [14] Wallraff, A., Schuster, D., Blais, A., Frunzio, L., Huang, R.-S., Majer, J., Kumar, S., Girvin, S. M., and Schoelkopf, R. J. *Nature* **431**, 162 (2004).
- [15] Rauch, W., Gornik, E., Solkner, G., Valenzuela, A. A., Fox, F., and Behner, H. *J. Appl. Phys.* **73**(4), 1866–1872 February (1993).
- [16] Booth, C. H., Bridges, F., Boyce, J. B., Claeson, T., and Cervantes, P. *arXiv :cond-mat/9401014v1* (1994).
- [17] E.N. Grossman, D. M. and Sauvageau, J. *IEEE Transactions on Magnetics* **27** (1991).

- [18] A.D. Semenov, G. G. and Soboloewski, R. *Supercond. Sci. Technol.* **15** (2002).
- [19] Pozar, D. M. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, (1990).
- [20] K Develos-Bagarinao, H. Y. and Nakagawa, Y. *Superconductor Science and Technology* **19**(8), 873–882 (2006).
- [21] Martien, D. *Introduction to AC susceptibility*. Quantum Design technical ressource.
- [22] *Quantum Design* (<http://www.qdusa.com/products/ppms.html>).
- [23] AWR corporation, *TX-Line Transmission Line Calculator* (<http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Optional-Products/TX-Line/>).