

Université de limoges

École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques
(ED 521)

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Oussama MORTADA

Le 25/10/2016

Conception et réalisation de micro-résonateurs piézoélectriques sur substrat Silicium sur isolant

Thèse dirigée par Matthieu CHATRAS, Jean-Christophe ORLIANGES, Aurelian CRUNTEANU et Pierre BLONDY

JURY :

Président du jury

M. Dominique CROS	Professeur	XLIM	Université de Limoges
-------------------	------------	------	-----------------------

Rapporteurs

M. Bernard DULMET	Professeur	FEMTO-ST	Université de Franche-Comté
-------------------	------------	----------	-----------------------------

M. Éric KERHERVE	Professeur	IMS	ENSEIRB Bordeaux
------------------	------------	-----	------------------

Examineurs

M. Alexandre REINHARDT	Ingénieur	CEA-Leti	Grenoble
------------------------	-----------	----------	----------

M. Luc Lapierre	Ingénieur	CNES	Toulouse
-----------------	-----------	------	----------

M. Aurélian CRUNTEANU	Chargé de recherche	XLIM	Université de Limoges
-----------------------	---------------------	------	-----------------------

M. Matthieu CHATRAS	Professeur	XLIM	Université de Limoges
---------------------	------------	------	-----------------------

M. Pierre BLONDY	Professeur	XLIM	Université de Limoges
------------------	------------	------	-----------------------

Invité

M. J-C ORLIANGES	Maître de conférences	XLIM	Université de Limoges
------------------	-----------------------	------	-----------------------

Résumé en français :

Les ondes acoustiques, démontrées théoriquement en 1885 par le scientifique anglais Lord Rayleigh, constituent de nos jours un sujet de recherches très intéressant. Elles sont devenues indispensables à la fabrication des systèmes de télécommunication miniatures et performants, tels que par exemple les filtres, les oscillateurs ou encore les capteurs. Les dispositifs fonctionnant grâce aux ondes acoustiques sont connus sous le nom de « dispositifs piézoélectriques » puisqu'ils transforment les signaux RF en ondes acoustiques, et *vice versa*, grâce au phénomène piézoélectrique direct. Le développement de ces dispositifs piézoélectriques a été indispensable pour répondre aux exigences particulières et extrêmes des systèmes de télécommunication actuels (sélectivité, miniaturisation, faible coût, facilité de fabrication et d'intégration).

Cette thèse s'inscrit dans une démarche générale de développement des dispositifs piézoélectriques, notamment des micro-résonateurs piézoélectriques qui en constituent la dernière génération. Deux axes principaux ont été développés au cours de ces travaux de recherches : l'étude théorique des micro-résonateurs piézoélectriques à travers une modélisation électrique d'une part, et, d'autre part, la description des procédés de fabrication réalisés en salle blanche du laboratoire d'XLIM.

Résumé en anglais:

The acoustic waves, theoretically demonstrated in 1885 by the English scientist Lord Rayleigh, are nowadays an interesting research subject. It became essential to the fabrication of miniature and efficient systems of telecommunication, such as filters, oscillators or sensors. Devices using the acoustic waves are known as piezoelectric devices, because they transform RF signal into acoustic waves, and vice versa, thanks to the direct piezoelectric phenomenon. The development of these piezoelectric devices was essential to meet the particular and extreme requirements of the current systems of telecommunication (selectivity, miniaturization, low cost, ease of manufacturing and integration).

This thesis is part of a global approach to develop the piezoelectric devices, notably the piezoelectric micro-resonators which constitute the latest generation. Two main axes have been developed during the research work: the theoretical study of piezoelectric micro-resonators through an electric modelling, on one hand, and, on the other hand, the description of the manufacturing processes accomplished in clean room of XLIM's laboratory.

Remerciements

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges au sein du laboratoire XLIM dans le département Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et Microondes (MINACOM).

Avant de débiter ce manuscrit de thèse, je souhaite remercier les personnes qui ont contribué au bon déroulement de ce travail de recherche.

Je remercie le directeur d'XLIM, Dominique Baillargeat, Professeur à l'Université de Limoges, de m'avoir accueilli dans son laboratoire. Je remercie également Bernard DULMET, Professeur à l'institut FEMTO-ST, Besançon, et Éric KERHERVE, Professeur à l'Université de Bordeaux, d'avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse et pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture du manuscrit.

Je souhaite remercier Dominique Cros, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury. Je remercie également Alexandre REINHARDT, ingénieur au CEA-Leti Grenoble et Luc Lapiere, ingénieur au CNES, Toulouse, d'avoir bien voulu participer au jury.

Je remercie également mes directeurs de thèse les professeurs Pierre BLONDY et Mathieu CHATRAS, Professeurs à l'Université de Limoges, ainsi que Aurélien CRUNTEANU, chargé de recherches à l'institut XLIM de m'avoir laissé une grande autonomie pour effectuer ce travail de recherche tout sachant me conseiller et m'éclairer lorsque j'ai rencontré des difficultés. J'exprime également mes remerciements à Monsieur Jean Christophe ORILIANGES, Maître de conférences à l'Université de Limoges pour sa rigueur, sa disponibilité, son expertise, son soutien et sa confiance en mon travail durant les trois années de thèse.

Mes remerciements vont également à Cyril Guines, Arnaud Pothier, Armand Passelergue et Sébastien Rougier, de m'avoir formé pour l'utilisation des différentes machines de la salle blanche et pour l'aide et le support technique qu'ils m'ont présenté.

Je tiens vraiment à remercier Monsieur Michel AUBOURG pour le temps qu'il m'a consacré pour m'apprendre à faire les simulations sur EMXD, pour l'intérêt qu'il a porté à mon

travail, et pour la patience qu'il m'a accordé, ainsi qu'aux collègues Kevin Nadaud et Areski Ghalem pour les nombreuses discussions pendant cette thèse, ce qui m'a permis d'aller plus loin dans certaines études grâce à leur avis critiques et leurs compétences avérées.

Je remercie aussi Christelle Aupetit et Anne Julien Vergonjanne, Professeurs des Universités à l'école nationale supérieure d'ingénieurs de Limoges ENSIL pour m'avoir accompagné et permis d'effectuer les enseignements dans des bonnes conditions à l'ENSIL. C'était une expérience exceptionnelle qui m'a aidé à mieux choisir mon futur.

Je souhaite également remercier mon coéquipier de bureau François David ainsi que Fabien et Amine pour les nombreuses discussions, aussi bien personnelles que scientifiques. Bon courage à Maxime, Fatima et Ahmad Hariri pour le reste de leur thèse.

J'exprime également ma reconnaissance à Ling Yang, Romain, Antoine et toute l'équipe AirMems, pour les bons moments partagés, en salle blanche et dans les bureaux. Je vous souhaite un grand succès et je crois fortement à vos projets futurs qui aboutiront sans doute à leur objectif.

Un petit mot pour la famille Rochette qui m'a toujours accueilli avec un sourire et une bonne humeur. Les moments partagés entre nous seront gravés à vie dans ma mémoire.

Un très grand merci à Charlotte pour son soutien et ses sacrifices durant ces années qui n'ont pas toujours été évidentes. Je te souhaite une bonne continuation dans ton nouveau chemin et tes nouveaux projets. J'espère que les prochaines années te cachent des bonnes surprises, à la hauteur de des attentes car tu mérites le meilleur.

Je remercie chaleureusement mes amis proches et plus particulièrement Abed, Houssam, Karima (DOUDOU), Ahmad Haidar et Nivine (Jarjourti). Notre connaissance s'est faite à Limoges, mais je souhaite que les distances qui nous sépareront n'influenceront pas cette relation. Et comment pourrais-je oublier Ali Dia et Ahmad el Chami, je vous souhaite une bonne continuation, en espérant que vous réalisez vos projets avec succès.

Enfin, je pense bien évidemment à ma famille et plus particulièrement à mes parents, mes frères Ali et Rami, ma sœur Rola et ma belle-sœur Batoul. Cela sans oublier mon petit neveu Rawad, je te souhaite un futur plein de succès et de bonheur.



Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	15
CHAPITRE I : LES TECHNOLOGIES DE FILTRAGE RF : COURSE PERMANENTE VERS LA MINIATURISATION EXTREME	21
I. INTRODUCTION.....	23
II. DIFFERENTS TYPES DE FILTRES.....	23
II.1. Filtres actifs.....	23
II.2. Technologies planaires	27
II.3. Filtres MEMS	32
III. LA PIEZOELECTRICITE	35
III.1. Piézoélectricité et symétries de la structure cristalline	35
III.2. Différences entre l'effet diélectrique et l'effet piézoélectrique.....	36
III.3. Les matériaux piézoélectriques utilisés de nos jours	38
IV. DIFFERENTS TYPES DES FILTRES PIEZOELECTRIQUES	41
IV.1. SAW	41
IV.2. BAW	44
IV.3. Micro-résonateurs	54
V. LES MICRO-RESONATEURS	55
V.1. Design	55
V.2. Les avantages de cette technologie	57
V.3. Travaux réalisés sur les micro-résonateurs	59
VI. CONCLUSION	65
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I.....	67
CHAPITRE II : ETUDE SUR LE MATERIAU PIEZOELECTRIQUE ZNO ET PROCEDE DE FABRICATION DES MICRO-RESONATEURS	75
I. INTRODUCTION.....	77
II. LE PROCEDE DE FABRICATION DES MICRO-RESONATEURS PIEZOELECTRIQUES	77
II.1. La réalisation de la membrane suspendue	77
II.2. Réalisation de l'électrode inférieure.....	81
II.3. Dépôt de la couche mince piézoélectrique de ZnO.....	83
II.4. Implémentation des électrodes supérieures IDTs.....	84
III. PROPRIETES ET ETUDE DES DEPOTS DE L'OXYDE DE ZINC (ZNO)	85
III.1. Structure cristallographique et propriétés mécaniques et électriques du ZnO.....	86
III.2. Différentes techniques de dépôt du ZnO	87
III.3. Réalisation des couches minces de ZnO par la technique PLD.....	87
III.4. Difficultés technologiques : contraintes résiduelles dans les films et microfissures	91
IV. OPTIMISATION DE L'ELECTRODE INFERIEURE DES MICRO-RESONATEURS.....	93
IV.1. Caractéristiques structurales et électriques des couches de ZnO déposées sur molybdène et sur platine	95

IV.2.	Optimisation du dépôt de l'électrode inférieure en molybdène.....	100
V.	FABRICATION DES CIRCUITS MICRO-RESONATEURS	102
V.1.	Dispositifs préliminaires réalisés sur wafer Si HR	102
V.2.	Influence de l'inhomogénéité des couches piézoélectriques sur les performances électriques	107
VI.	CONCLUSION	111
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II.....		112
CHAPITRE III : FABRICATION, OPTIMISATION ET MODELISATION DES MICRO-RESONATEURS ACOUSTIQUES		
		117
I.	INTRODUCTION.....	119
II.	INVESTIGATION DES SOURCES DES PERTES	119
II.1.	Caractéristiques électriques des membranes de silicium des wafers SOI.....	120
II.2.	Les pertes induites par la couche piézoélectrique	123
III.	SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT DES MICRO-RESONATEURS INCLUANT L'ENSEMBLE DES PERTES	126
IV.	OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES MICRO-RESONATEURS	127
IV.1.	Influence de la périodicité (P) des électrodes IDTs sur la fréquence de fonctionnement des dispositifs... ..	128
IV.2.	L'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO sur les caractéristiques des dispositifs.....	134
IV.3.	Optimisation de la géométrie des peignes IDTs	139
V.	EFFETS DE LA PUISSANCE RF ET DE LA TEMPERATURE SUR LES PERFORMANCES DES MICRO-RESONATEURS	150
V.1.	Caractérisation non-linéaire sous forte puissance des dispositifs réalisés	150
V.2.	Caractérisation thermique des micro-résonateurs	154
VI.	INFLUENCE DE L'APPLICATION D'UNE TENSION DE POLARISATION DC SUR LES CARACTERISTIQUES DES DISPOSITIFS	157
VII.	CONCLUSION	166
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III.....		168
CHAPITRE IV : DEPOTS DE FILMS MINCES DE NITRURE D'ALUMINIUM ALN ET LEUR INTEGRATION DANS LES MICRO-RESONATEURS ACOUSTIQUES		
		171
I.	INTRODUCTION.....	173
II.	LE NITRURE D'ALUMINIUM, ALN.....	173
II.1.	Méthodes de dépôt de l'AlN	175
III.	ETUDES PRELIMINAIRES SUR LES DEPOTS D'ALN PAR PULVERISATION MAGNETRON REALISES A XLIM	177
IV.	ÉTUDE PARAMETRIQUE DETAILLEE POUR LES DEPOTS DES COUCHES D'ALN	180
IV.1.	Préparation des substrats	180
IV.2.	Température de dépôt de l'électrode inférieure en Molybdène	181
IV.3.	Effet de la puissance magnétron sur la qualité des couches d'AlN	183
IV.4.	Effet de la distance cible-substrat.....	185
IV.5.	Effet de la pression des dépôts sur les propriétés structurales des couches d'AlN	187
IV.6.	Dégradation de la qualité des dépôts à très hautes températures (300°C)	188
V.	INTEGRATION DES FILMS D'ALN DANS DES DISPOSITIFS MICRO-RESONATEURS	190
VI.	MODIFICATION DU PROCEDE DE FABRICATION DES MICRO-RESONATEURS	196
VII.	CONCLUSION	199
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV		200



**CHAPITRE V : PERSPECTIVES POUR LES MICRO-RESONATEURS INTEGRANT DES
MATERIAUX PIEZOELECTRIQUES DE ZNO OU D'ALN 203**

- I. INTRODUCTION..... 205
- II. CONCEPTION DE FILTRES A PARTIR DES MICRO-RESONATEURS 206
 - II.1. Fonctions de filtrage utilisant la méthode d'auto-couplage..... 206
 - II.2. Topologie de filtre en échelle..... 209
 - II.3. Amélioration des propriétés des micro-résonateurs en utilisant des couches de ZnO dopé en vanadium 213
- III. NOUVELLES TOPOLOGIES DE MICRO-RESONATEURS 215
 - III.1. Membrane suspendue biconvexe avec deux ancrages 215
- IV. AMELIORATION DE PROCEDE DE FABRICATION DES DISPOSITIFS INTEGRANT DES COUCHES D'ALN 216
- V. CONCLUSION 217

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V 219

CONCLUSION GENERALE 221

LISTE DES TABLEAUX..... 227

LISTE DES FIGURES 229

LISTE DES PUBLICATIONS PERSONNELLES 236



Introduction générale

L'homme est apparemment le seul à avoir imaginé d'émettre des ondes électromagnétiques pour les appliquer aux transmissions radio. Depuis l'apparition des premiers systèmes de transmission radiofréquences, les problématiques restent essentiellement les mêmes quels que soient les domaines d'applications (téléphonie mobile, internet, satellite ou médical).

L'utilisation croissante des systèmes de communications mobiles qui fonctionnent à des fréquences radio (RF) nécessite des filtres passe-bande toujours plus petits, plus performants et moins chers. Ces filtres ont pour rôle de transmettre et de recevoir des signaux dans une certaine bande passante à une fréquence spécifique et de supprimer tous les signaux aux autres fréquences. Les satellites de positionnement global (GPS, Galileo), les systèmes de télécommunications mobiles (GSM, PCS, UMTS), le transfert de données (Bluetooth, Wireless Local Area WLAN Network) et la radiodiffusion par satellite sont des exemples de ces applications. Cette course permanente dans la recherche du parfait se heurte aujourd'hui à des difficultés technologiques de plus en plus complexes. Elle conduit alors à l'apparition de nouvelles structures telles que les dispositifs à ondes acoustiques qui ont la capacité de répondre aux besoins actuels de filtrage.

Les ondes acoustiques ont été démontrées théoriquement pour la première fois en 1885 par le scientifique anglais Lord Rayleigh. Depuis, les études se sont focalisées sur la compréhension du fonctionnement de ces ondes afin de les utiliser pour effectuer des tâches utiles dans le traitement du signal. Cela a été réalisé en 1965 par Voltmer et White, de l'université de Californie, à travers un dispositif à ondes acoustiques fabriqué à l'aide d'un substrat de quartz. Ces dispositifs ont attiré très rapidement les regards grâce à leur faible encombrement, à leur grande diversité de réponses en fréquence et à leur faible coût. Les premiers à avoir profité de cette technologie étaient les militaires qui l'ont utilisée pour améliorer les performances des radars et des outils de communication. Il a fallu attendre jusqu'au milieu des années 80 avant que ces dispositifs acoustiques soient développés industriellement et soient utilisés pour les télécommunications mobiles ou pour les filtres des télévisions.

Le développement récent et rapide dans ce domaine a été rendu possible grâce à l'apport des physiciens des matériaux et des ingénieurs des micro-ondes, qui ont rassemblé leurs bases scientifiques et leurs capacités. En conséquence, de grands progrès ont été réalisés à la fois au niveau de la compréhension du fonctionnement des ondes acoustiques mais aussi au niveau du développement des techniques de leur intégration dans les dispositifs d'électronique.

La grande sensibilité des ondes acoustiques aux perturbations, notamment celles qui sont susceptibles d'affecter leur vitesse ou leur distance de parcours, à la variation de la température ou à la déformation du milieu de propagation, a poussé loin les limites des domaines d'utilisation des dispositifs à ondes acoustiques. Actuellement, ces dispositifs suscitent un vif intérêt dans des applications en tant que capteurs, notamment dans les domaines de la biotechnologie, de la micro-fluidique ou de l'agro-alimentaire.

Mon travail de thèse s'inscrit dans cette démarche générale de développement de dispositifs à ondes acoustiques pour des applications de télécommunication RF, et plus particulièrement pour des fonctions de filtrage. Ce travail a été réalisé à l'aide d'une collaboration avec le laboratoire SPCTS de Limoges (Science des Procédés Céramiques et des Traitements de Surface).

Ce mémoire sera consacré au thème de recherche portant sur l'étude des micro-résonateurs piézoélectriques hautes fréquences, sur les procédés de fabrication en salle blanche ainsi que sur les techniques de dépôts et d'analyses des matériaux piézoélectriques, notamment l'Oxyde de Zinc (**ZnO**) et le Nitrure d'Aluminium (**AlN**).

Le but de cette thèse est de mener des recherches sur cette nouvelle technologie, en mettant en place un procédé de fabrication des micro-résonateurs piézoélectriques à l'aide du matériel disponible en salle blanche du laboratoire Xlim et en collaboration avec le SPCTS de l'université de Limoges. Dans les cinq chapitres de cette thèse, nous allons développer les deux axes principaux de ce travail de thèse : l'étude théorique à travers une modélisation électrique des micro-résonateurs d'une part, et d'autre part la description et la réalisation de micro-résonateurs en salle blanche, au laboratoire d'XLIM.

Dans le premier chapitre nous présenterons un état de l'art des différents types de filtres utilisés de nos jours dans les communications radiofréquences. Les avantages et les inconvénients de chacun entre eux seront expliqués afin de comprendre l'intérêt des technologies utilisant les ondes acoustiques. A travers cette bibliographie, une grande partie sera consacrée à la description de la piézoélectricité et à la présentation des matériaux



piézoélectriques actuellement utilisés. Les différents types des résonateurs piézoélectriques seront ainsi présentés et comparés. Les raisons du passage progressif de la technologie d'ondes acoustiques de surface SAW à la technologie d'ondes acoustiques de volume BAW pour arriver enfin à la technologie des micro-résonateurs seront détaillées et expliquées. Une description des derniers avancements réalisés au niveau des micro-résonateurs sera présentée avant de passer au chapitre suivant.

Le design des micro-résonateurs piézoélectriques, objet de nos recherches pendant les travaux de cette thèse, sera présenté dans le second chapitre avec une description détaillée du procédé de fabrication. Le matériau piézoélectrique utilisé pendant ces travaux est l'oxyde de zinc. Il a été déposé par la méthode de l'ablation laser PLD. Nous présenterons le dispositif expérimental associé à l'élaboration de ce matériau ainsi que les techniques de caractérisation mises en œuvre pour analyser les films obtenus. Le choix du matériau utilisé pour l'électrode inférieure sera justifié. Cette électrode joue un rôle majeur dans l'amélioration de la qualité de cette couche piézoélectrique car elle constitue la surface sur laquelle la couche piézoélectrique sera déposée. Enfin, les résultats de mesures hautes fréquences des premiers circuits réalisés seront présentés et interprétés.

Dans le troisième chapitre, nous consacrerons la première partie à la description des difficultés techniques (notamment la faible résistivité) qui ont été rencontrées à cause des substrats SOI utilisés. Ces problèmes, provenant du fournisseur, ont été quantifiés et intégrés dans le modèle électrique équivalent appelé MBVD (Modified Butterworth VanDyke). La deuxième partie portera sur les travaux qui ont été effectués sur la fabrication et l'optimisation des micro-résonateurs acoustiques. Les influences de l'épaisseur des couches minces de ZnO, de la périodicité des électrodes inter digitées (IDTs), de leur espacement, de leur largeur, de leur longueur et de leur nombre seront étudiées. Les résultats expérimentaux seront comparés aux simulations FEM réalisées. Nous enchaînerons avec la présentation des mesures additionnelles qui ont été réalisées sur ces micro-résonateurs : des mesures sous forte puissance incidente, des mesures en température ainsi que des mesures en appliquant une polarisation DC sur les dispositifs.

Le quatrième chapitre concernera les travaux qui ont été réalisés sur un autre matériau piézoélectrique, offrant des caractéristiques piézoélectriques plus performantes. Il s'agit du nitrure d'aluminium AlN. Sa fabrication est réalisée par pulvérisation magnétron dans une atmosphère gazeuse à base d'un mélange d'argon et de diazote ($\text{Ar} + \text{N}_2$). En optimisant les



paramètres de dépôt comme le pourcentage du diazote utilisé, la pression, la puissance, la distance cible-substrat et la température de dépôt, ce matériaux pourra assurer certaines propriétés piézoélectriques indispensables à son intégration dans les micro-résonateurs. Une étude détaillée, des optimisations des conditions de dépôt de ce matériau, sera présentée avec les résultats expérimentaux de son intégration dans les micro-résonateurs.

Enfin, le cinquième et dernier chapitre présentera les perspectives et les travaux qui pourront être réalisés pour compléter ceux qui ont été déjà présentés dans les chapitres précédents. Plusieurs idées seront discutées afin d'améliorer les performances des micro-résonateurs. Ces perspectives concernent les deux matériaux qui ont été étudiés au cours de cette thèse, le ZnO et l'AlN. Les perspectives porteront sur trois idées :

- La réalisation des filtres à partir des micro-résonateurs, en utilisant des nouvelles méthodes qui ont montré leur efficacité en simulation.
- L'amélioration des propriétés piézoélectriques des couches de ZnO, en proposant l'utilisation des films de ZnO dopé au vanadium.
- La modification du procédé de fabrication des micro-résonateurs pour assurer une cohérence entre les conditions de dépôts et l'intégration des couches d'AlN et pour augmenter les performances des micro-résonateurs intégrant des couches de ZnO.



■ Chapitre I : Les technologies de filtrage RF : Course permanente vers la miniaturisation extrême

Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	23
II.	DIFFERENTS TYPES DE FILTRES.....	23
II.1.	Filtres actifs.....	23
II.2.	Technologies planaires	27
II.3.	Filtres MEMS	32
III.	LA PIEZOELECTRICITE	35
III.1.	Piézoélectricité et symétries de la structure cristalline	35
III.2.	Différences entre l'effet diélectrique et l'effet piézoélectrique.....	36
III.3.	Les matériaux piézoélectriques utilisés de nos jours	38
IV.	DIFFERENTS TYPES DES FILTRES PIEZOELECTRIQUES	41
IV.1.	SAW	41
IV.2.	BAW	44
IV.3.	Micro-résonateurs	54
V.	LES MICRO-RESONATEURS	55
V.1.	Design	55
V.2.	Les avantages de cette technologie	57
V.3.	Travaux réalisés sur les micro-résonateurs	59
VI.	CONCLUSION	65
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I.....	67



I. Introduction

Dans ce premier chapitre, nous allons dresser un état de l'art des filtres miniatures utilisés de nos jours dans les systèmes de télécommunications mobiles. Les différentes technologies utilisées pour la fabrication des filtres miniatures requièrent toute une miniaturisation extrême, une réduction du coût de fabrication et des réponses aux grandes exigences des systèmes de filtrage actuels. Les dispositifs acoustiques (piézoélectriques) trouvent une grande et importante place dans cette compétition. Ils fonctionnent grâce au phénomène piézoélectrique direct qui sera détaillé et expliqué au niveau macroscopique. Différentes technologies de dispositifs à ondes acoustiques (en surface et en volume) seront présentées et comparées. La technologie des micro-résonateurs constitue la version la plus récente des dispositifs acoustiques. Elle a montré son utilité par rapport aux SAW et aux BAW en terme de miniaturisation, de montée en fréquence et d'accordabilité.

II. Différents types de filtres

II.1. Filtres actifs

Les filtres actifs sont constitués de composants passifs et d'éléments actifs (principalement des amplificateurs opérationnels) qui doivent être alimentés par une source d'énergie électrique pour pouvoir modifier le signal qui les traverse. L'utilisation de ces filtres en radiofréquences n'est pas évidente à cause des faibles coefficients de qualité obtenus par les composants passifs, notamment les inductances. Les nouvelles technologies d'intégration ont permis la réalisation de ces filtres et la compensation des faibles facteurs de qualité à l'aide de montages amplificateurs réalisés à base de transistors à fréquence de transition élevée.

Ils sont assemblés sur circuits imprimés ou montés en surface (CMS). Les composants utilisés pour la fabrication de ces filtres sont :

- * Des amplificateurs opérationnels, dont le produit gain-bande est suffisant aux fréquences de travail du filtre. Ils remplacent et intègrent en un seul boîtier ce qui prenait une grande place sur un circuit imprimé il y a quelques années, et ce grâce à la réduction de la taille des composants.

- * Des résistances à couches métalliques, qui peuvent être précises et de très bonne qualité.



* Des condensateurs de qualité suffisante à la fréquence de travail du filtre.

Deux méthodes de compensation des pertes de ces filtres sont utilisées : les montages à résistance négative [1]–[4] et les inductances actives [5]–[8]. L’utilisation de ces montages actifs permet aussi la reconfiguration de la réponse de ces filtres.

II.1.1. Les filtres à résistance négative

Cette technique impose l’utilisation d’un dispositif actif, qui génère une résistance négative pour compenser les pertes du filtre, en particulier celles des éléments passifs. Dans le cas du transistor bipolaire (BJT ou ~ HBT), le dispositif est connecté en configuration à base commune avec un élément inductif à contre-réaction, tel que celui représenté sur la figure 1-1(a) et la résistance négative est développée à la borne de l’émetteur. Dans le cas des transistors FET (MESFET ou HEMT), deux types d’architecture sont utilisées pour réaliser les résistances négatives (figure 1-1(a et b)): le dispositif peut être en configuration à grille commune avec un élément à contre-réaction inductif ou en configuration à source commune avec un élément à contre-réaction capacitif, comme représenté sur les figures 1.a, b et c.

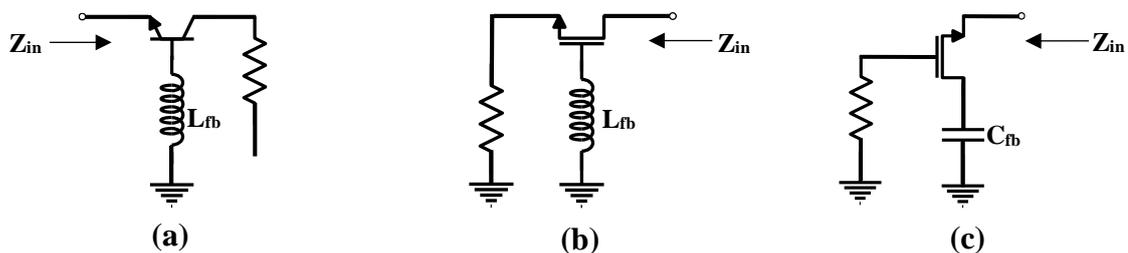


Figure 1-1 : (a) Base commune avec un élément de contre-réaction inductif dans le cas d’un transistor bipolaire (b) Grille commune avec un élément de contre-réaction inductif pour un transistor FET (c) Source commune avec un élément de contre-réaction capacitif pour un transistor FET

Références	Fréquence (GHz)	Bande passante	Facteur de qualité Q	Dimensions (mm ²)
[1]	2,3 – 4,7	5,2% - 8,5%	-	-
[2]	1,6 – 2	-	3 – 350	0.38
[3]	9,8	0,82%	35	-
[4]	1,8 – 5,7	6% - 20%	-	2,4

Tableau 1-1 : Tableau représentant une comparaison entre les caractéristiques de plusieurs filtres actifs à résistance négative



Le tableau 1-1 présente quelques exemples de filtres actifs à résistance négative qui sont fondés sur la conception d'un amplificateur rétro-actionné positivement. Nous pouvons remarquer qu'ils peuvent atteindre des fréquences élevées allant jusqu'à 10 GHz mais qu'ils présentent de faibles facteurs de qualité.

II.1.2. Les filtres à inductances actives

Lorsqu'un résonateur est intégré sur une puce, des éléments localisés passifs (self et capacité) sont généralement utilisés. Les structures hors puce sont souvent utilisées avec des besoins d'espace considérablement grands, sans oublier les parasites entraînés par l'emballage. Etant donné que les inductances spirales intégrées ont de faibles facteurs de qualité qui peuvent varier entre 10 et 30, ces circuits ne conviennent pas à certaines applications surtout celles radiofréquences. C'est pour cela que l'on a commencé à utiliser ce que l'on appelle les « inductances actives » [9]–[11]. La topologie de l'inductance active est basée sur les conclusions de *Hara et al.* [12]. La réduction de la taille du filtre et l'augmentation du coefficient de qualité du montage sont devenues désormais possibles. Un des points forts de cette nouvelle technologie par rapport aux inductances spirales intégrées utilisées auparavant est qu'elle a ouvert la porte à la montée en fréquence (figure 1-2) comme le montre *Hara et al.* [13] dans son article. L'importance de l'utilisation de ces inductances actives apparaît clairement dans la réduction de la surface occupée vu que ces derniers sont de petites dimensions par rapport aux autres spirales intégrées comme le montre la figure 1-2(b).

Les inductances actives sont basées sur le principe du « gyrateur », qui est réalisé avec un émetteur commun et un transistor à base commune (figure 1-3).

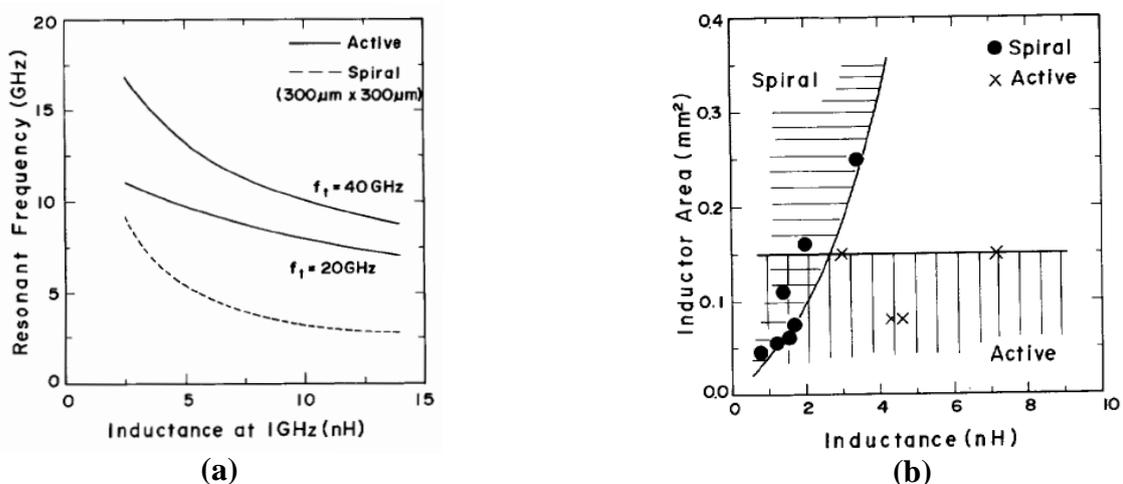


Figure 1-2 : Comparaison des performances des inductances actives et des inductances spirales intégrées : (a) Caractéristiques de la fréquence de résonance et (b) la surface occupée

L'inductance active et la résistance d'entrée d'un « gyrateur » non-idéal sont exprimées par les equations (1.1) et (1.2):

$$L_{active} = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} \tag{1.1}$$

$$Z_e = \frac{j\omega C_r}{g_{m1}g_{m2}} \tag{1.2}$$

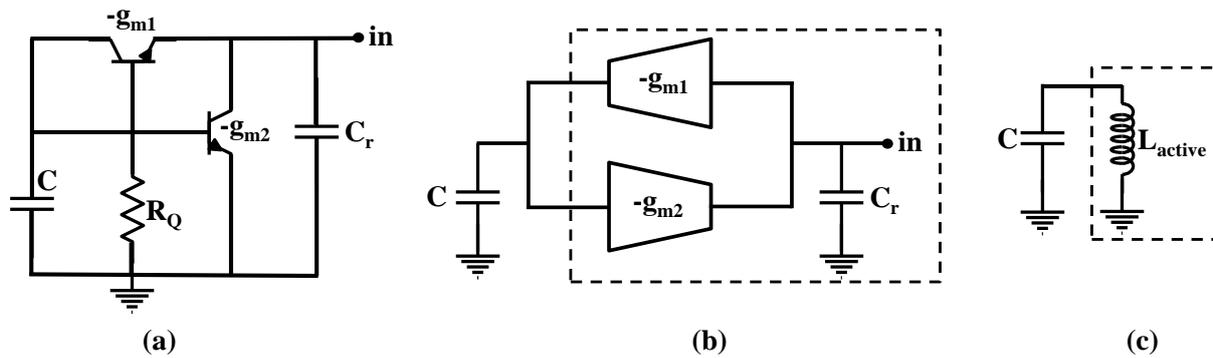


Figure 1-3 : (a) Réalisation d'un gyrateur à l'aide de transistors bipolaires à hétérojonction. La résistance R_Q connectée à la base du transistor non inverseur sert à améliorer le facteur de qualité. (b) Concept de « gyrateur ». (c) Résonateur à inductance active

Les inconvénients de cette technologie se traduisent par le nombre élevé de transistors nécessaires pour la réalisation de ces montages : cela demande une grande consommation d'énergie et fait des inductances actives des sources de non linéarité et de bruit. Finalement, les chercheurs ont remarqué que les performances limitées en linéarité, en bruit, en dynamique de puissance d'entrée et en consommation d'énergie restreignent l'utilisation de ces filtres actifs. Le tableau 1-2 représente une comparaison entre les performances de quelques exemples de filtres à inductances actives.

Références	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante	Facteur de qualité Q	Consommation électrique	Figure de bruit	IIP3
[5]	2,48	3,4%	-	3,9 mW	-	-6,1 dBm
[6]	0,916	3,3%	31	12 mW	-	-30 dBm
[7]	22	3,45	2500	6 mW	2 dB	-
[8]	2,32	12,9%	-	25 mW	35 dB	-

Tableau 1-2 : Tableau représentant une comparaison entre les caractéristiques de plusieurs filtres actifs à inductance négative

II.2. Technologies planaires

II.2.1. Technologie micro-ruban

Cette technologie est constituée d'un ruban métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure (figure 1-4). Le mode fondamental de propagation d'un tel support n'est pas de type Transverse Electromagnétique (TEM) car la section transversée n'est pas homogène : on parle de mode quasi-TEM car les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont faibles et peuvent être négligées.

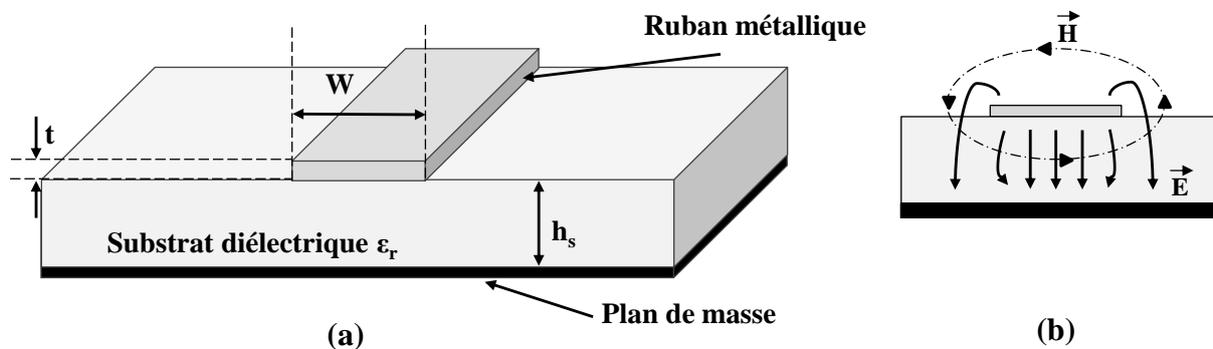


Figure 1-4 : (a) Vue d'une ligne micro-ruban et (b) celle de ses lignes de champs électriques et magnétiques.

Cette technologie est largement utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences grâce aux points forts qu'elle a déjà démontrés :

- * Un procédé technologique relativement simple à mettre en œuvre (similitudes avec la filière « circuits imprimés » à plus basse fréquence) avec un faible coût de fabrication ainsi qu'une bonne maîtrise de la fabrication et une reproductibilité des circuits fabriqués.

- * Une facilité de la modélisation, ainsi qu'un mode de propagation bien identifié et facilement modélisable. De plus, les bibliothèques de modèles électriques sont très fournies et facilitent grandement la conception de circuits complexes.

- * Cette technologie permet d'effectuer des réglages après la réalisation pour compenser les dispersions éventuelles de la permittivité du substrat utilisée lors de la réalisation tout en disposant des petits plots métalliques ($50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$) à proximité des endroits sensibles.

Trois différentes topologies de filtres réalisables sur la base de cette technologie planaire micro-ruban ont été étudiées au cours des dernières années : les filtres à stubs, les filtres à lignes couplées et les filtres Dual Behavior Resonator (DBR). Un récapitulatif des topologies micro-ruban citées est présenté dans le tableau 1-3.

	Filtre à stubs	Filtres à lignes couplées	Filtres DBR
Plage de fréquence (GHz)	1 - 50	1 - 27	1 - 40
Bande passante	20% – 80%	< 20%	< 20%
Facteur de qualité	≈ 80	≈ 120	≈ 180
Accordabilité	Très difficile	Impossible	Possible
Sensibilité technologique	Non	Très faible	Non
Surface occupée	Large	Moyenne	Petite
Références	[14], [15]	[16]–[18]	[19], [20]

Tableau 1-3 : Tableau récapitulatif montrant une comparaison entre les performances des trois types de filtres micro-ruban

Les performances électriques des différentes technologies micro-ruban sont assez proches. Par conséquent, les critères de choix seront plutôt liés au contexte particulier de l’application.

Malgré les avantages déjà cités, cette technologie présente aussi quelques inconvénients qui peuvent limiter son utilisation :

* Pour la mise à la masse qui se trouve sur la face arrière du substrat, il est nécessaire de réaliser des court-circuits à travers des trous métallisés dans le substrat. Cela se fait à l’aide de techniques de perçage sophistiquées, ainsi qu’à l’aide de procédés de métallisation parfois complexes. De plus, l’influence des trous métallisés sur les performances électriques du circuit n’est pas négligeable à cause des effets parasites qu’ils font apparaître.

* La limitation de la plage d’impédances caractéristiques réalisables surtout lorsque les caractéristiques du substrat sont choisies. Les impédances caractéristiques sont donc limitées, pour les impédances basses, par la largeur importante du ruban (ce qui peut entraîner l’apparition de modes supérieurs et d’effets parasites liés aux discontinuités) et pour les hautes impédances (ruban fin) par la résolution des procédés de gravure.



Malgré ces quelques inconvénients, la technologie micro-ruban demeure l'une des plus performantes et cela jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques. Pour pallier ces derniers inconvénients, la technologie multicouche a été introduite. Nous allons maintenant présenter cette dernière ainsi que la technologie coplanaire.

II.2.2. Technologie coplanaire

Cette technologie est basée sur le principe de la ligne coplanaire. Cette ligne, présentée figure 1-5, est composée d'un conducteur métallique entouré par deux lignes de masse reliées qui sont situées sur la même face du substrat. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes fondamentaux de propagation : un mode pair quasi TE, encore appelé mode de fente que l'on supprime en forçant au même potentiel les deux plans de masse ; et un mode impair quasi-TEM, encore appelé mode coplanaire qui nous intéresse à cause de sa faible dispersion en fréquence.

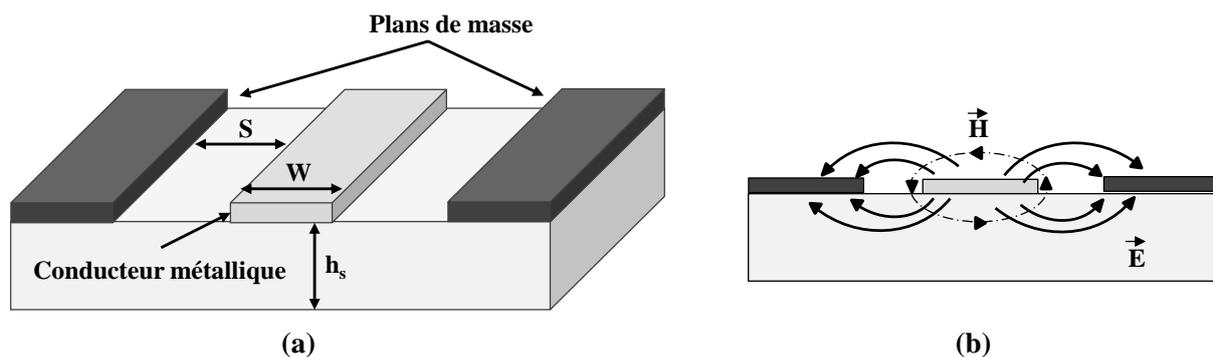


Figure 1-5 : (a) Vue d'une ligne coplanaire et (b) celle de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode impair quasi-TEM

Références	Fréquence de travail	Bande passante	Pertes d'insertion	Surface occupée
[21]	30 GHz	3.1%	3,2 dB	-
[22]	6,9 GHz	108%	-	10,4×2 mm ²
[23]	6,2 GHz	104%	-	2×2 mm ²
[24]	1,87 GHz	53%	2 dB	5,8×2,8 mm ²

Tableau 1-4 : Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés en technologie coplanaire

Plusieurs travaux de recherche ont utilisé la technique coplanaire pour concevoir des filtres. Le tableau 1-4 représente quelques exemples de filtres coplanaires. Nous pouvons remarquer



que ces filtres peuvent être utilisés pour des applications nécessitant des bandes étroites ainsi que pour celles nécessitant de très larges bandes.

Nous pouvons citer plusieurs avantages de ces filtres :

* Les lignes coplanaires s'adaptent mieux que la ligne micro-ruban à l'intégration d'éléments passifs ainsi qu'aux techniques d'assemblage flip chip [25] car cette technologie possède l'avantage d'être uniplanaire (un seul niveau de métallisation). Ceci facilite la connexion des composants à la masse.

* Cette technologie présente une grande souplesse de conception liée à la possibilité de réaliser la même impédance caractéristique à l'aide de deux paramètres géométriques (la largeur du ruban et du gap) au lieu d'un seul (largeur du ruban) fourni par la technologie micro-ruban, ce qui offre un avantage de flexibilité.

* De plus, les effets parasites liés aux retours à la masse sont limités puisque ceux-ci peuvent être réalisés par connexion planaire directe et non au travers de trous métallisés comme dans le cas du micro-ruban.

* Enfin, la technologie coplanaire est moins dispersive que la technologie micro-ruban ce qui est plutôt intéressant pour les applications en hautes fréquences (100 GHz ou plus) [26]. Cela est dû au fait que le branchement à une ligne coplanaire n'implique pas de discontinuités parasites dans le plan de masse. Des lignes avec de petites largeurs W et de petits gaps G seront utilisées pour éviter les modes parasites et ainsi monter en fréquence.

Malgré ces avantages, la technologie coplanaire possède des inconvénients. Contrairement à la technologie micro-ruban, les bibliothèques de modèles de motifs coplanaires sont peu développées. De ce fait, les discontinuités présentes dans une structure coplanaire sont complexes à modéliser à partir des logiciels commerciaux de conception. De plus, des lignes coplanaires présentent des pertes plus importantes que celles des lignes micro-ruban ainsi qu'un rayonnement important, ce qui dégrade les coefficients de qualité à vide.

II.2.3. Technologie multicouches

Les filières technologiques d'intégration multiniveaux ont été développées pour augmenter la flexibilité de conception de la technologie micro-ruban, c'est-à-dire pour élargir la plage d'impédances caractéristiques réalisables en comparaison avec celles accessibles en technologie micro-ruban classique. D'autres objectifs, comme la miniaturisation des circuits et



la montée en fréquence des systèmes de communication, ont été aussi visés. Cette technologie permet alors d'intégrer, dans le substrat, des éléments passifs, comme des résistances, des selfs ou des capacités, ce qui a permis l'association de plusieurs fonctions (filtrage, amplification...) sur une surface plane faite de plusieurs couches diélectriques. Cette technologie est donc très compacte car elle permet une réalisation de circuits à trois dimensions. Ainsi, elle permet de pouvoir placer les accès sur le dessus ou le dessous de la structure. Parmi les filières multicouches (figure 1-6(a)), la plus connue est la technologie LTCC qui repose sur l'empilement et la cuisson à des températures de l'ordre de 900°C de céramiques crues [27], [28]. La technologie LTCC est une évolution du HTCC (*High Temperature Cofired Ceramic*) [29] qui impliquait l'emploi de conducteurs résistant à des températures de 1600°C tels que le Tungstène. Cette technologie comprend plusieurs couches diélectriques avec des permittivités différentes (céramiques, téflon, polyamide, etc).

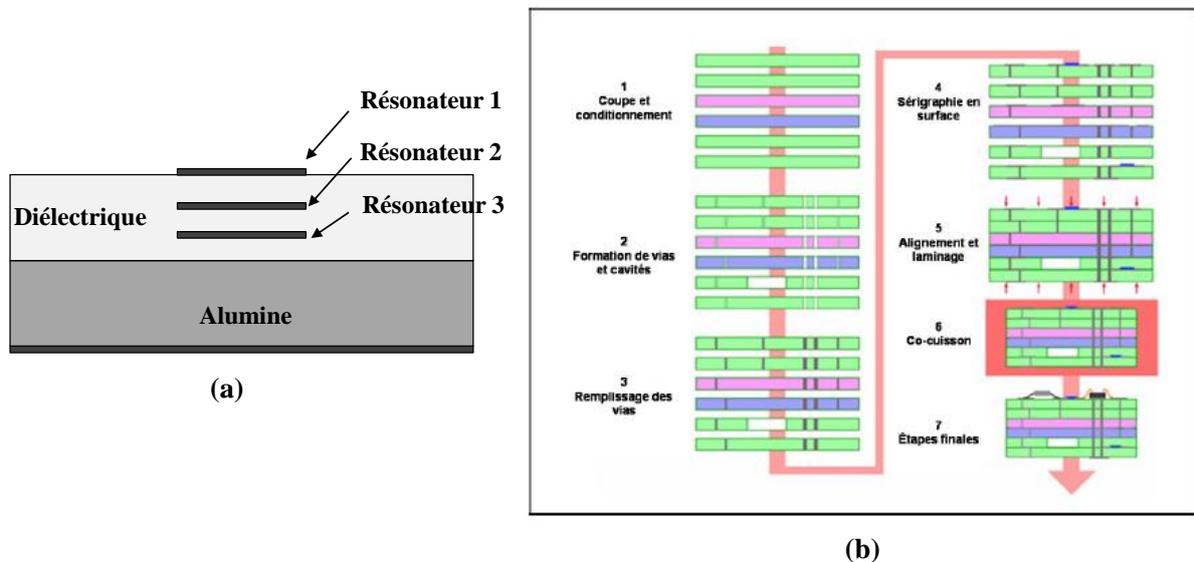


Figure 1-6 : (a) Technologie planaire multicouches. (b) Principe de fabrication d'un circuit LTCC [27]

Il existe différentes méthodes d'empilement de couches diélectriques, avec ou sans niveau de métallisation intermédiaire. Un exemple est illustré dans la figure 1-6(b). Il comporte un substrat en alumine de quelques centaines de microns qui joue le rôle de support mécanique de base sur lequel sont ensuite déposées différentes couches de métallisation et/ou de diélectrique.

Cependant, il faut noter que cette technologie ne permet pas toujours d'améliorer les performances électriques, elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes dont souffrent les circuits planaires. Ainsi, le procédé de fabrication est plus délicat que pour la réalisation de circuits micro-ruban classiques (sensibilité, alignement...): les dimensions minimales à



observer entre deux lignes sont souvent très importantes (150 à 200 μm), ce qui limite l'obtention de forts couplages. De plus, cette technologie est basée sur des films épais, la précision de gravure n'est pas très bonne et les dimensions des lignes peuvent être modifiées après recuit, ce qui peut être pénalisant pour les applications millimétriques.

II.3. Filtres MEMS

Le terme MEMS (abréviation de Micro Electro Mechanical Systems) regroupe un ensemble de dispositifs électroniques mécaniquement déformables. Les résonateurs MEMS sont des composants à échelle micrométrique de quelques dizaines de micromètres de dimension. Ils accomplissent un rôle de transducteur en convertissant le mouvement mécanique en un signal électrique et vice-versa. La réalisation de ces composants passe par les procédés de fabrication de la microélectronique comme la lithographie, la gravure de surface ou en volume et des technologies de dépôts de couches minces. Ces procédés contribuent à miniaturiser au maximum ces dispositifs, ainsi qu'à diminuer leur poids et leur coût de fabrication, ce qui les rend plus performants. Ils sont utilisés dans de nombreux domaines, comme l'électronique, l'optique et la biologie (éléments interrupteurs pour l'émission-réception, circuits de contrôle d'antennes, capteurs de gaz, de température ou de pression, *etc...*). Plusieurs sortes de transducteurs existent : électrostatique, thermique, magnétostrictif, et piézoélectrique. Cependant, seules les méthodes électrostatiques et piézoélectriques permettent une transduction réversible et offrent la possibilité d'être co-intégrable sur circuit intégré. Ces deux méthodes sont donc détaillées dans la suite.

II.3.1. Résonateurs électromécaniques ou électrostatiques

Les résonateurs électromécaniques utilisent la transduction électrostatique pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. Ils se décomposent en différentes familles : plaque à mode extensionnel carré de volume [30], disque à contour radial [31], poutres à mode de volume [32], plaque à mode transversal [33], résonateur à espace capacitif diélectrique solide [34], anneaux à contour de volume [35], poutre vibrante [36], disques à mode elliptique [37] et poutre à mode longitudinal [38]. Le tableau 1-5 présente une synthèse des performances des différents résonateurs électrostatiques déjà cités ci-dessus.



Références	[30]	[31]	[32]	[33]	[34]	[35]	[36]	[37]	[38]
f_r (MHz)	13,1	1510	762,5	63	164,4	72	8760	149,3	13,1
Q	130000	11500	17300	9000	20200	48000	2000	45700	170000
R_m	4,47 k Ω	1,21 M Ω	23,7 k Ω	4,4 k Ω	5 k Ω	13 k Ω	3,17 k Ω	43,3 k Ω	1,05 M Ω

Tableau 1-5 : Etat de l'art des différents types de résonateurs MEMS électrostatiques

Les photographies de plusieurs dispositifs sont présentées figure 1-7 et illustrent bien la diversité de ce type de résonateur.

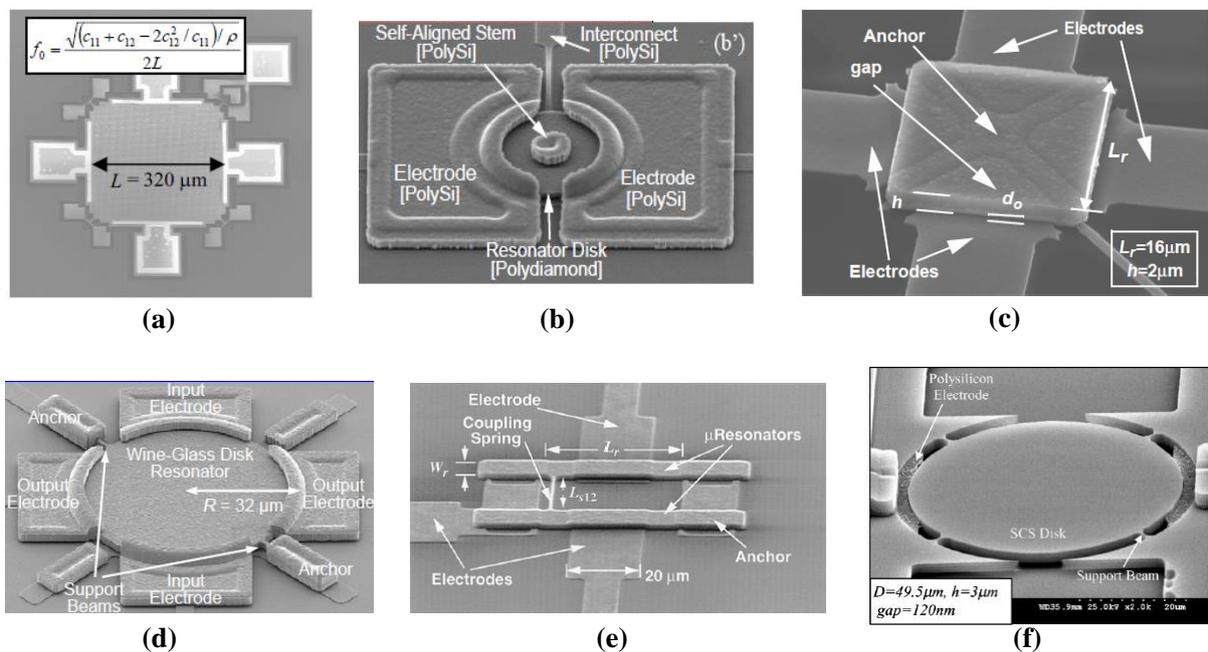


Figure 1-7 : Images MEB de certains résonateurs électrostatiques déjà cités : (a) Plaque à mode extensionnel carré de volume [30]. (b) Disque à contour radial [31]. (c) Plaque carré à mode transversal [33]. (d) Résonateur à espace capacitif diélectrique solide [34]. (e) Poutre vibrante [36]. (f) Disque à mode elliptique [37]

Ces dispositifs sont très compacts et performants. Ils possèdent un potentiel de développement très élevé, permettant un accroissement des performances des circuits dans lesquels ils sont intégrés. Ils présentent des facteurs de qualité très élevés (jusqu'à 2 millions sous vide à 5,4 MHz [39]). Cependant, ils possèdent plusieurs points faibles comme l'instabilité en température ou la complexité de l'encapsulation. De plus, leur impédance motionnelle R_m constitue un défi majeur pour leur intégration dans les circuits monolithiques (Par exemple, la résistance motionnelle R_m peut atteindre 1 M Ω , voir tableau 1-5). Cette résistance joue un rôle



fondamental puisqu'elle augmente les pertes d'insertion des résonateurs. Une attention particulière doit donc être consacrée à cette résistance lors de la conception des filtres et elle doit être la plus faible possible.

II.3.2. Résonateurs piézoélectriques

Les résonateurs piézoélectriques exploitent les propriétés piézoélectriques des matériaux tels que le nitrure d'aluminium (AlN) ou le dioxyde de zinc (ZnO), tout en utilisant la transduction piézoélectrique pour la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (acoustique) *via* l'effet dit « piézoélectrique » induit par ces matériaux piézoélectriques. Ces résonateurs piézoélectriques peuvent être classés suivant trois sous-groupes selon leurs principes d'opération : résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW), résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW) et les micro-résonateurs qui exploitent, à la fois, les ondes acoustiques de surface et de volume. Le point commun de tous les filtres acoustiques est le fait qu'ils fonctionnent grâce aux ondes acoustiques qui se propagent dans le matériau piézoélectrique.

La propagation des ondes acoustiques se fait avec une vitesse beaucoup plus faible que celle des ondes électromagnétiques. Les faibles vitesses de ces deux types d'onde acoustique, environ 10 000 fois plus petite que l'onde électromagnétique (dans l'air), nous donnent des moyens de miniaturisation très importants pour des dispositifs acoustiques aux fréquences micro-ondes. Par exemple, la longueur d'onde λ acoustique est seulement de quelques μm à 1GHz, alors que pour une onde électromagnétique se propageant dans l'air à la même fréquence, la longueur d'onde λ est d'une dizaine de cm. Ces ondes peuvent se propager dans des matériaux solides suivant deux types de forme d'onde : une onde longitudinale dans laquelle le mouvement des particules se fait dans la direction de la propagation et une onde transversale dans laquelle le mouvement des particules se fait dans une direction transverse à la direction de propagation. Dans les dispositifs piézoélectriques, les ondes qui se propagent dans la couche piézoélectrique sont composées par ces deux types d'onde.

La méthode la plus commune pour la génération des ondes acoustiques est l'utilisation d'un matériau piézoélectrique. A l'interface de l'électrode et de la couche piézoélectrique, le signal électrique se transforme en une onde acoustique, qui se propage dans cette couche pour atteindre l'électrode de sortie où elle se transforme de nouveau en un signal électrique : un maximum d'énergie acoustique est transmis à l'électrode de sortie à une fréquence qu'on appelle la fréquence de résonance f_r .



A première vue, il semble étrange d'utiliser des ondes acoustiques pour une application électronique, mais ces ondes ont montré des propriétés particulières qui les rendent très attirantes pour certaines applications de filtrage. Deux points forts qui distinguent les filtres piézoélectriques des autres types de filtres sont détaillés ci-dessous :

* Par rapport aux filtres actifs et à la technologie planaire, les filtres piézoélectriques se distinguent par leur miniaturisation qui est due à l'utilisation des ondes acoustiques de très petites longueurs d'onde au lieu des ondes électromagnétiques de très grandes longueurs d'onde. La réduction des pertes électriques joue également un rôle considérable dans leur popularité.

* Par rapport aux filtres électrostatiques, les filtres piézoélectriques proposent des résistances motionnelles R_m de faibles valeurs (au-dessous de $1k\Omega$) permettant la réalisation de filtres.

Pour toutes ces raisons, nos recherches se sont orientées vers les résonateurs piézoélectriques.

III. La piézoélectricité

III.1. Piézoélectricité et symétries de la structure cristalline

La notion de la piézoélectricité est liée à la nature cristalline des matériaux. Un cristal est constitué de motifs constitués d'un ou plusieurs atomes qui se répètent périodiquement dans les trois directions de l'espace. Il existe environ 230 structures cristallines que l'on classe en « groupes d'espace » et qui peuvent être regroupés en 32 classes cristallines ou groupes ponctuels. C'est l'arrangement des atomes (les éléments de symétrie) des classes cristallines qui est déterminant quant aux propriétés piézoélectriques : pour être piézoélectrique, la structure cristalline doit être non centro-symétrique (absence de centre de symétrie), ce qui est le cas de 21 classes cristallines sur les 32 existantes. La condition de non-centro-symétrie étant une condition nécessaire et non suffisante à la piézoélectricité, il n'existe en fait que 20 classes piézoélectriques parmi les 21 déjà citées. Les classes piézoélectriques réagissent de la façon suivante : lors de l'application d'une contrainte mécanique, les centres de gravité des charges positives se séparent de celles des charges négatives au niveau de chaque maille du réseau cristallin à cause de la déformation du cristal, ce qui crée un moment dipolaire.



Parmi ces 20 classes, 10 sont pyroélectriques c'est-à-dire qu'elles possèdent une polarisation électrique en l'absence de champ électrique appliqué. La direction privilégiée de polarisation est appelée axe polaire. Elles sont nommées pyroélectriques en raison de la variation de l'amplitude du moment dipolaire suivant la température. Finalement, parmi les cristaux pyroélectriques, on peut distinguer les ferroélectriques pour lesquels l'axe polaire est mobile dans le réseau cristallin sous l'influence d'un champ électrique extérieur.

La décomposition des 32 classes cristallines suivant ces différentes dénominations est résumée sur la figure 1-8.

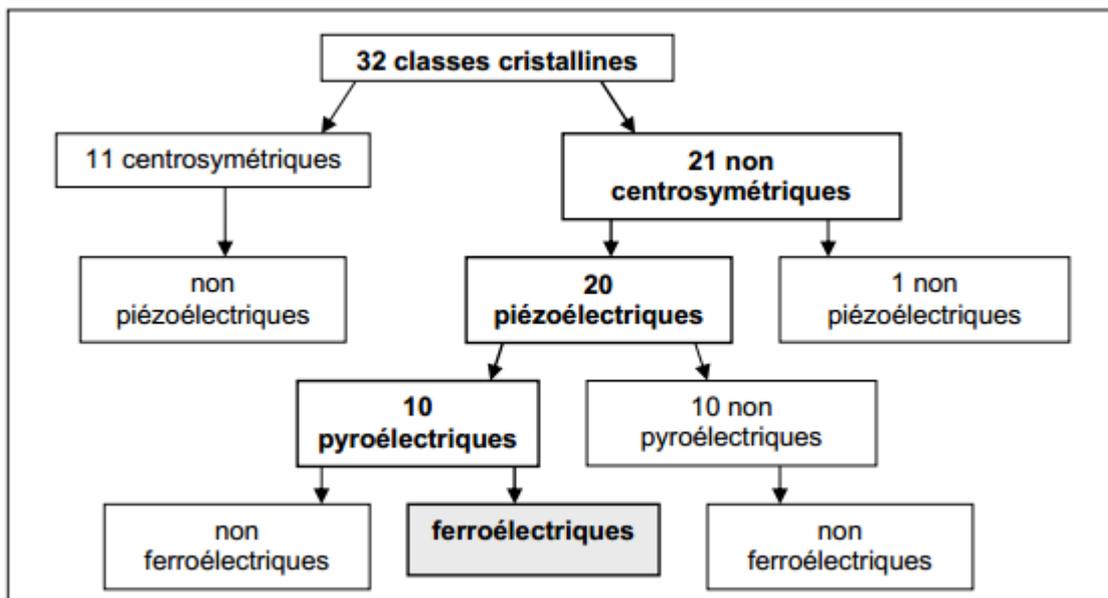


Figure 1-8 : Hiérarchie des solides cristallins

Il faut bien savoir que pour que ces propriétés apparaissent, les matériaux doivent être isolants car les effets discutés portent sur les charges fixes dans la matière qui ne peuvent pas être délocalisées sur l'ensemble du cristal, contrairement aux électrons de conduction des métaux. Le champ électrique va donc légèrement déplacer les charges (quelques Angstrom) afin de faire apparaître des moments dipolaires.

III.2. Différences entre l'effet diélectrique et l'effet piézoélectrique

III.2.1. Effet diélectrique

Un matériau diélectrique idéal ne permet pas le passage des charges. Des effets électrostatiques peuvent se produire à l'intérieur du diélectrique, ce qui conduit à la création ou à la modification de moments dipolaires. Dans le cas de diélectriques réels, il est possible



que quelques charges passent à travers le diélectrique et contribuent à un courant appelé alors courant de fuite.

L'application d'un champ électrique entre les électrodes d'une capacité planaire conduit à la création de moments dipolaires dans le diélectrique. Inversement, si l'on applique une force mécanique aucune charge n'apparaît aux extrémités du diélectrique car la symétrie du matériau est toujours conservée. Il n'y a donc pas d'apparition du moment dipolaire. Cet effet est schématisé en deux dimensions sur la figure 1-9 où une maille cubique est représentée : le centre de symétrie est conservé donc il n'y a pas de moment dipolaire dans le diélectrique.

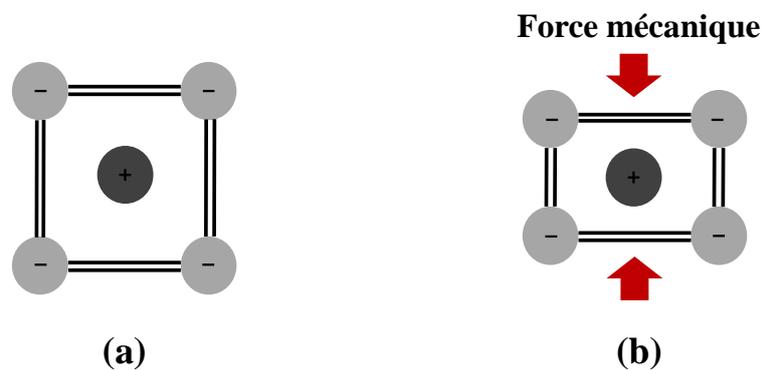


Figure 1-9 : (a) Représentation schématique d'une maille cubique d'un diélectrique. (b) Le centre de symétrie est conservé lors de l'application d'une force aux extrémités de la maille donc aucun moment dipolaire n'apparaît

III.2.2. Effet piézoélectrique

L'effet piézoélectrique relie de façon linéaire une variable mécanique à une variable électrique. L'effet direct a été découvert par les frères Curie en 1880 : il traduit la création de charges électriques lors de l'application d'une contrainte mécanique sur le matériau piézoélectrique. Quelques mois plus tard, ils ont prouvé l'effet inverse à partir de la déflexion de deux poutres très fines en quartz suite à l'application d'une tension.



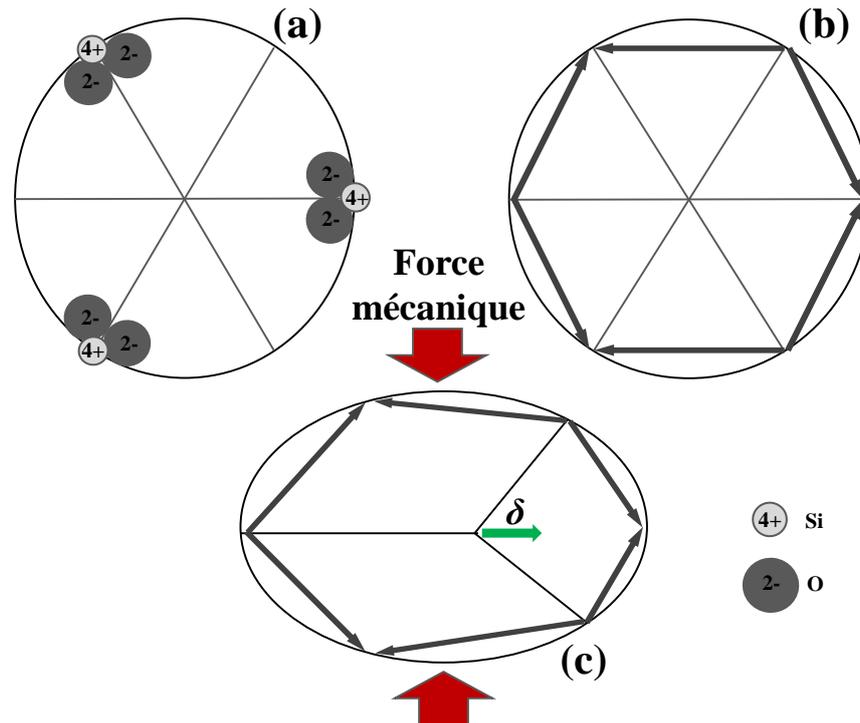


Figure 1-10 : (a) Schéma du quartz dans un plan perpendiculaire à l'axe 3. (b) Projection des moments dipolaires : somme des moments dipolaires nulle. (c) Etat des moments dipolaires après application d'une force mécanique extérieure F : apparition d'un moment dipolaire δ

La figure 1-10 représente la structure cristalline simplifiée du quartz. En l'absence d'une force mécanique extérieure, l'arrangement des ions positifs et négatifs n'induit aucun moment dipolaire équivalent. Lorsqu'une force mécanique est appliquée, l'amplitude des moments dipolaires varie d'une façon différente : il y a apparition d'un moment dipolaire équivalent non nul dans ce plan du matériau ($\delta = \text{moment dipolaire}$) : ici on parle de l'effet piézoélectrique direct.

III.3. Les matériaux piézoélectriques utilisés de nos jours

Outre leur structure de support, les performances des résonateurs sont fortement influencées par les propriétés physiques des matériaux, notamment des matériaux piézoélectriques. Les principales caractéristiques de ces matériaux et leur influence sur la réponse des résonateurs seront abordées dans le paragraphe suivant.

La couche piézoélectrique constitue le moteur du micro-résonateur, pour cela, les concepteurs accordent une attention particulière au choix du matériau piézoélectrique. Normalement, ce choix se base sur des critères bien déterminés compte tenu de l'impact direct



de ce matériau sur les performances du dispositif final en termes de couplage électromécanique k_t^2 , de facteur de qualité Q et de fréquence de résonance f_r et d'antirésonance f_a . Les matériaux piézoélectriques actuels les plus largement employés (dans le domaine microondes) sont : l'AlN (Nitrure d'Aluminium) [40], ZnO (Oxyde de Zinc) [41], [42], le LiNbO₃ (Niobate de Lithium) [43], [44], le PZT (Titano Zirconate de Plomb) [45] et le KNbO₃ (Niobate de potassium) [46].

Les performances d'un micro-résonateur sont conditionnées par plusieurs critères auxquels doit satisfaire la couche piézoélectrique. De manière idéale, pour réaliser des dispositifs intégrables dans les terminaux mobiles, le matériau qui serait le meilleur candidat devrait avoir :

- * Un coefficient électromécanique k_t^2 relativement faible (<10%) pour réaliser des applications de filtrage bande étroite. En effet, ce coefficient détermine l'échange d'énergie entre les domaines mécaniques et électriques.

- * Une forte constante diélectrique ϵ_r : l'impédance d'un résonateur est déterminée par la surface des électrodes, et par l'épaisseur et la constante diélectrique du matériau piézoélectrique. Une grande valeur de la constante diélectrique permet la réduction de la taille des résonateurs, et par conséquent réduit l'encombrement du dispositif fabriqué.

- * Un faible coefficient de variation en température de la fréquence de résonance TCF : afin de réduire les décalages fréquentiels suite à la variation de la température, il faudra utiliser des matériaux ayant un TCF très faible. Cela évitera le besoin d'une couche de compensation qui pourra être susceptible de dégrader la qualité du résonateur.

- * Une grande vitesse de propagation acoustique V_a : La vitesse acoustique du matériau est proportionnelle à la fréquence de résonance, plus la vitesse acoustique est élevée, plus la fréquence de résonance est importante.

D'autres propriétés physiques de la couche piézoélectrique sont prises en considération, avec cependant une priorité plus faible. Par exemple, les matériaux ayant une bonne stabilité chimique seront fortement recommandés pour éviter les réactions chimiques aux interfaces à long terme et résister aux attaques chimiques lors des étapes technologiques de fabrication. De plus, il est important d'avoir un diélectrique dont le champ de claquage est le plus élevé possible afin de supporter un maximum de puissance sans être endommagé. Le tableau 1-6



regroupe les principales caractéristiques des matériaux piézoélectriques les plus largement utilisés dans les filtres piézoélectriques (SAW, BAW et micro-résonateur).

Paramètre physique	AlN	ZnO	PZT	LiNbO3	KNbO3
Constante diélectrique (ϵ_r)	~10	~10	80 ; 400	29 ; 85	41
k_t^2	7%	8.5%	8 ; 15%	37% ; 63%	49%
Vitesse acoustique (m/s)	11550	6080	5400	3890 ; 3490	7820
Facteur de qualité	400 ; 1500	>1000	100	>1000	~100
TCF (ppm/°C)	-25	-60	-40	-70 ; -90	-
Stabilité chimique	Oui	Non	Non	Oui	Oui
Champ de claquage	Elevé	Faible	Faible	Elevé	-
Références	[40], [47]– [50]	[41], [42]	[45], [54], [55]	[43], [44]	[56], [57]

Tableau 1-6 : Caractéristiques des matériaux piézoélectriques les plus utilisés dans le domaine des microondes

D’une manière générale, les performances du KNbO₃ le rendent apte à la réalisation des filtres larges bandes. Cependant, il faut attendre que les procédés de dépôts en couche mince de ce matériau évoluent : les résultats rapportés jusqu’à présent annoncent un coefficient de couplage très inférieur (de l’ordre de 2 à 3 %) aux valeurs de couplage attendues [46]. Les études ont montré que cela est dû à la présence de grains de cristallographie en dehors de l’orientation primaire, ce qui réduit significativement le couplage électromécanique de ce matériau [58].

Le PZT semble être un bon candidat pour les filtres radiofréquences vu son fort coefficient de couplage électromécanique mais son faible coefficient de qualité limite son utilisation pour ce types d’application. De plus, il contient du plomb, élément qui est aujourd’hui interdit dans les procédés de fabrication en microélectronique

Le ZnO et l’AlN présentent des performances comparables et ont de faibles pertes mécaniques et électriques. Ainsi, bien qu’ils ne semblent pas être les matériaux possédant les meilleures caractéristiques correspondantes aux fonctions de filtrage à première vue, ils sont capables de répondre aux exigences des procédés actuels de fabrication ainsi qu’aux besoins



des filtres radiofréquences utilisés dans les systèmes et les chaînes de télécommunications mobiles actuelles. C'est pour cela qu'ils sont aujourd'hui les 2 matériaux les plus utilisés.

IV. Différents types des filtres piézoélectriques

IV.1. SAW

Le premier filtre SAW (Surface Acoustique Wave) utilisant les ondes acoustiques de surface a été réalisé en France en 1969 sur Quartz [59]. Il a été développé dans les années suivantes dans le cadre des applications militaires telles que les équipements radar (lignes à retard, filtres de bande, *etc.*) et dans les récepteurs TV. Mais il faudra attendre les années 1990 avant qu'il ne connaisse sa véritable heure de gloire en devenant l'un des composants indispensables dans les systèmes de communications sans fil [60], [61], grâce aux exigences de sélectivité et de réduction de taille imposées par les systèmes de radiocommunication mobile. Ce dispositif constitue donc depuis plusieurs années l'un des plus importants éléments de filtrage utilisé en télécommunications commerciales RF. C'est un petit élément passif que l'on peut trouver dans une chaîne de réception ou d'émission radio et qui est basé sur la transduction des ondes acoustiques, une transduction de l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire de l'effet piézoélectrique produit à travers le matériau piézoélectrique.

Un résonateur SAW est constitué de deux électrodes d'entrée et de sortie sur une couche piézoélectrique (figure 1-11). Les électrodes métalliques sont formées de peignes inter-digités (IDTs). L'application d'un champ électrique sur la structure, à travers les électrodes IDTs placées aux extrémités, génère des ondes acoustiques de compression et de dilatation qui se propagent ensemble à la surface dans la direction parallèle au champ électrique existant entre les électrodes. La résonance fondamentale est observée lorsque la distance acoustique entre les peignes du transducteur (IDTs) correspond à la demi-longueur de l'onde acoustique. Le résultat est un filtre : seules les fréquences qui correspondent aux dimensions des peignes IDTs seront transformées, à partir des signaux électriques, en signaux d'ondes de surface et en retour à nouveau en des signaux électriques.



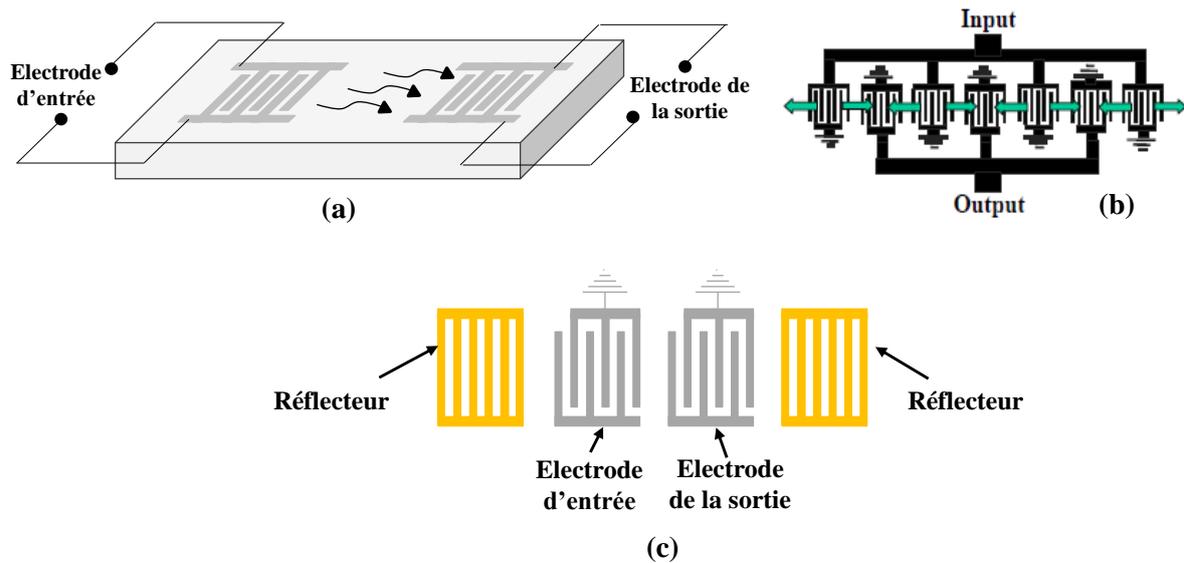


Figure 1-11 : (a) Structure de base de filtres à ondes acoustiques de surface (SAW). (b) Filtre à plusieurs résonateurs : la moitié des ondes acoustiques est perdue sur les extrémités. (c) Filtre SAW montrant deux parois réfléchissantes sur les bords, limitant les fuites

Les électrodes d'entrée et de sortie sont des dispositifs bidirectionnels. Autrement dit, la moitié des ondes acoustiques, donc de la puissance, est dirigée vers l'électrode de sortie tandis que l'autre moitié est rayonnée vers l'extrémité du cristal. Par réciprocity, seulement la moitié de l'énergie acoustique interceptée à la sortie est convertie en énergie électrique. Par conséquent, ce phénomène seul entraîne des pertes de l'ordre 6 dB. D'autres effets secondaires, comme les pertes résistives et la désadaptation d'impédance, augmentent les pertes d'insertion des filtres de 15 à 30 dB (figure 1-11(b)). Heureusement, beaucoup d'efforts au cours des dernières années ont conduit au développement de nombreuses structures de filtres à faibles pertes qui réduisent considérablement ces pertes à 1-7 dB en utilisant les effets de réflexions multiples au sein d'un transducteur. Ces derniers (figure 1-11(c)) consistent en une cavité acoustique définie par les parois réfléchissantes aux bords [62], [63] qui ont comme rôle de réfléchir les ondes acoustiques de surface allant vers les bords du système, ce qui génère une résonance dans la structure. Suite à la formation de multiples résonances au niveau des parois, une bonne conception de ces derniers doit être réalisée pour bien choisir la réponse fréquentielle qui permet de sélectionner et de déterminer le mode utile et d'atténuer les modes parasites.

Les filtres SAW sont donc devenus indispensables dans la réalisation des chaînes miniatures de télécommunication. Cependant, on peut citer quelques inconvénients qui ont freiné le développement des filtres SAW. Deux inconvénients majeurs qui pénalisent ces



filtres : la limitation en fréquence et la faible tenue en puissance. La fréquence d’opération des filtres SAW est fixée par l’espacement et la largeur des électrodes inter-digitées. Ces électrodes sont généralement espacées du 1/4 de longueur d’onde de la fréquence centrale de fonctionnement. En conséquence de cette relation, la montée en fréquence devient limitée à cause de la limitation de la résolution du procédé de photolithographie. A titre d’exemple, la figure 1-12 présente un filtre SAW qui a été fabriqué à l’aide de procédés avancés de lithographie, ce qui a permis d’obtenir une résolution de $0.18\mu\text{m}$ [64].

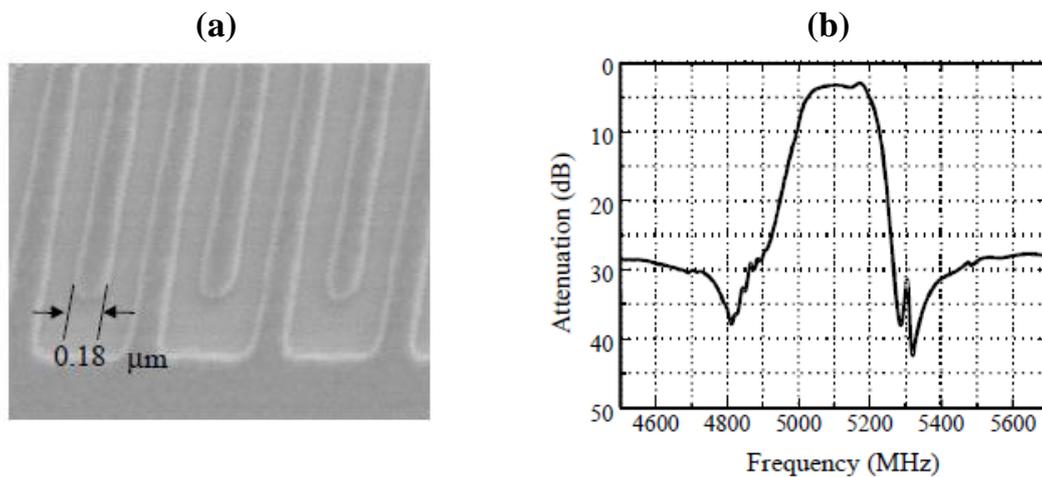


Figure 1-12 : Exemple de filtre SAW fonctionnant au-delà de 5GHz [64] : (a) Résolution lithographique de $0.18\mu\text{m}$ des électrodes inter-digitées (SAW) et (b) la réponse en transmission du dispositif

Ainsi une fréquence de résonance de 5.1 GHz a été obtenue pour le LiTaO_3 . Ces procédés nécessitent des étapes de lithographie submicronique très coûteuses. En même temps, les dimensions des filtres SAW sont trop grandes aux basses fréquences. Ceci est causé par le fait que la surface de ces dispositifs est inversement proportionnelle à la fréquence au carré, donc pour passer de 10GHz à 1GHz par exemple, les dimensions de ces filtres doivent être réduites 100 fois. Par conséquent, à l'heure actuelle, les filtres SAW sont le plus généralement utilisés à partir de 30 MHz jusqu'à environ 4 GHz.

Un autre problème majeur des SAW est leur sensibilité aux niveaux élevés de puissance, qui peuvent entraîner des problèmes de claquage. Les fortes excitations électriques entraînent la génération d'efforts mécaniques répétitifs dans les électrodes et causent la dégradation de la structure métallique [65]. Ceci réduit la fiabilité des filtres SAW aux applications de niveau de puissance supérieur à 1 W.

D'autres inconvénients de cette technologie, qui sont moins critiques, peuvent être cités comme la forte sensibilité aux contaminations en surface du substrat piézoélectrique. Les ondes



acoustiques se propagent en surface ce qui fait que les propriétés électriques du dispositif sont sensibles à toute contamination. De même, ces composants ne peuvent pas être intégrés directement sur silicium à cause de l'incompatibilité avec les technologies de fabrication de la microélectronique. Cela met fin aux tentatives de réalisation de toutes les fonctions du téléphone sur une seule puce. C'est pourquoi on a vu émerger depuis une trentaine d'années une nouvelle technologie, exploitant des ondes acoustiques de volume (**BAW** : Bulk Acoustic Wave) cette fois, et que nous présenterons dans la suite.

IV.2. BAW

La technologie des ondes acoustiques de volume BAW (Bulk Acoustic Wave) a commencé à attirer l'attention des grands acteurs de la technologie SAW tels qu'*EPCOS*, *FUJITSU* et *TRIQUINT* dès qu'ils ont commencé à remettre en cause l'efficacité et la rentabilité économique des solutions proposées pour surmonter les limitations des filtres SAW déjà largement utilisés. Ces grands acteurs et investisseurs de cette technologie sont donc passés à la phase de production et de commercialisation des filtres BAW à partir de 2006, mettant fin à la suprématie des filtres SAW.

IV.2.1. Principe de fonctionnement

Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent dans le volume de la couche piézoélectrique donc, principalement, selon la direction de l'épaisseur de la structure (figure 1-13). Cette structure ressemble à une capacité Métal-Isolant-Métal (MIM) dont le diélectrique est un matériau piézoélectrique pris en sandwich entre deux électrodes métalliques de faibles épaisseurs. La génération des ondes acoustiques de volume se fait de la même façon que celle déjà expliquée pour les filtres SAW : une excitation électrique sur les faces métallisées suffit pour produire une déformation mécanique (ondes acoustiques) grâce à l'effet piézoélectrique inverse induit par le matériau piézoélectrique. Cette déformation mécanique se propage dans le matériau avec une vitesse v qui dépend des propriétés élastiques du matériau dans la direction de propagation selon l'équation (1.3) :

$$v = \sqrt{\frac{E}{\varphi}} \quad (1.3)$$

avec E (Pa) le module de Young (constante élastique) et φ (kg/m^3) la masse volumique du matériau.



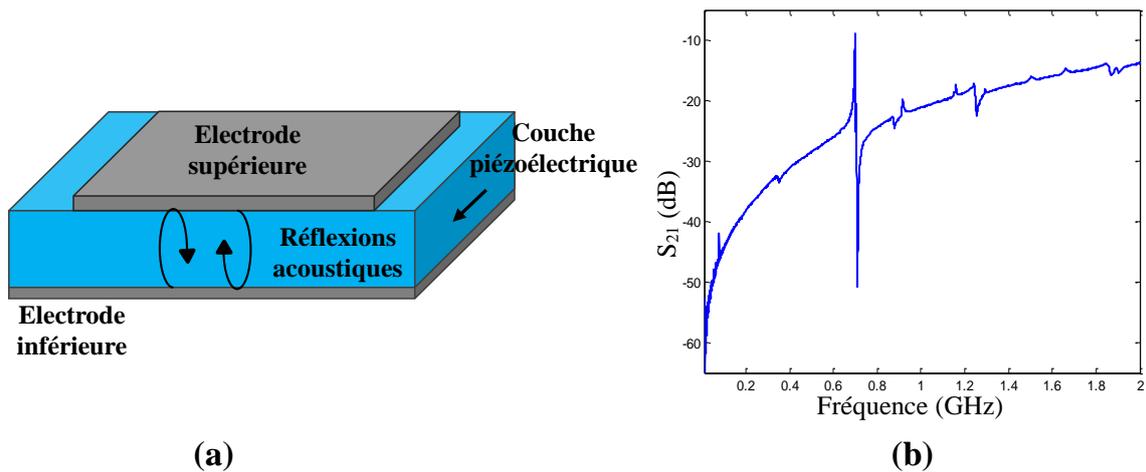


Figure 1-13 : (a) Structure de base d'un résonateur BAW et (b) sa réponse fréquentielle en impédance

Pour percevoir un phénomène de résonance au sein de ce dispositif, la longueur de propagation de l'onde acoustique doit être égale à n fois (ou n est un nombre entier) la demi-longueur d'onde λ de la fréquence de travail (dite fréquence de résonance f_r):

$$l = n \frac{\lambda}{2} \quad (1.4)$$

D'où l'expression de la fréquence de résonance selon l'équation (1.5):

$$f_r = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{2l} \quad (1.5)$$

Ainsi, la technologie BAW n'est pas limitée en fréquence de fonctionnement par la résolution lithographique (largeur des électrodes IDTs) car la fréquence de fonctionnement dépend cette fois-ci de l'épaisseur de la couche piézoélectrique. La volonté de monter en fréquence a obligé les industriels à développer de nouvelles méthodes pour le dépôt de couches minces des matériaux piézoélectriques tels que l'oxyde de zinc (ZnO) et le nitrure d'Aluminium (AlN). Ces couches de faibles épaisseurs avec des propriétés piézoélectriques ont permis la réalisation des résonateurs piézoélectriques à plus hautes fréquences.

De plus, la tenue en puissance des résonateurs BAW est meilleure que celle des filtres SAW, car la puissance RF est répartie dans le volume de la couche piézoélectrique qui présente en lui-même une tenue remarquable à la puissance.

La technologie des BAW se présente donc comme un nouveau candidat capable de répondre aux besoins futurs de la radiocommunication, surtout en compensant les limites des dispositifs SAW.



IV.2.2. Modélisation des résonateurs BAW

Si l'on recherche un circuit équivalent électrique qui traduit le comportement électrique du résonateur BAW sans pertes, on peut parler d'une capacité parfaite mise en parallèle avec un circuit résonnant composé d'une capacité en série avec une inductance. Et pour mieux correspondre à des mesures électriques, il est souvent utile de tenir compte des phénomènes dissipatifs qui limitent la résonance et donc, de rajouter une résistance sur le résonateur LC. On obtient ainsi le schéma électrique dit de Butterworth-Van Dyke (BVD) représenté sur la figure 1-14.

On distingue donc la branche électrique, qui comprend la capacité statique C_0 et la branche dite motionnelle, correspondant aux termes purement mécaniques.

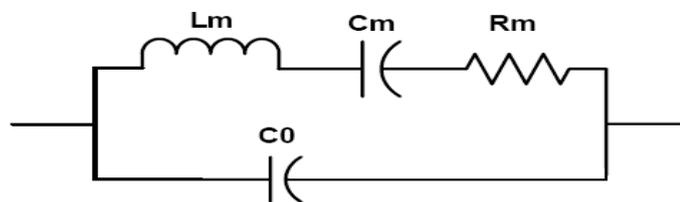


Figure 1-14 : Modèle MBVD sans pertes (Modified Butterworth Van Dyke)

L'expression de l'admittance de ce schéma électrique est présentée par l'équation (1.6) :

$$Y_{BVD} = j C_0 \omega \left(1 + \frac{K}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + j \frac{\omega}{Q \omega_0}} \right) \quad (1.6)$$

Où l'on a introduit des grandeurs additionnelles utilisées traditionnellement pour un circuit résonnant RLC :

$$K = \frac{C_m}{C_0} \quad (1.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (1.8)$$

$$Q = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (1.9)$$

Avec C_0 : Capacité statique

C_m, L_m : Capacité et self motionnelle

En identifiant les caractéristiques spécifiques de la réponse en fréquence, nous pouvons établir que la fréquence de résonance correspond à l'annulation du dénominateur, et que celle



d'antirésonance est donnée par l'annulation de l'admittance, ce qui revient à annuler le numérateur, soit :

$$\omega_r = \frac{\omega_0}{2Q}(\sqrt{4Q^2 - 1} + j) \approx \omega_0(1 + \frac{j}{2Q}) \quad (1.10)$$

$$\omega_a = \frac{\omega_0}{2Q}(\sqrt{4Q^2(K + 1) - 1} + j) \approx \omega_0(\sqrt{(K + 1)} + \frac{j}{2Q}) \quad (1.11)$$

Or pour Q grand (c'est-à-dire une résistance motionnelle R_m faible et donc des pertes faibles), les équations (1.10) et (1.11) prennent la forme suivante:

$$\omega_r = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (1.12)$$

$$\omega_a = \omega_0 \sqrt{(K + 1)} = \frac{\sqrt{C_m + C_0}}{\sqrt{L_m C_m C_0}} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \quad (1.13)$$

Ainsi, la résistance équivalente vue à l'antirésonance est celle donnée par la mise théorique en série de C_0 et de C_m . Ceci montre qu'à cette fréquence, le courant circule dans la branche motionnelle et reboucle par la branche purement électrique, provoquant globalement une minimisation du courant traversant l'ensemble du circuit. Finalement, on peut dire que l'impédance électrique du résonateur passe d'un minimum à un maximum (Court-circuit pour la résonance, et Circuit Ouvert pour l'antirésonance). En dehors de la zone de résonance, étant donné que le matériau piézoélectrique possède une permittivité non nulle, le dispositif se comporte comme une capacité classique MIM (métal, diélectrique, métal).

On peut définir un facteur de qualité, pour chacune des deux fréquences de résonance et d'antirésonance, qui renseigne sur la sélectivité du résonateur. Plus le facteur de qualité est élevé, plus le résonateur est performant en termes d'isolation acoustique et de pertes d'insertion.

Le facteur de qualité est défini comme suit :

$$Q_r = \frac{f}{2} \left(\frac{\partial \varphi_z}{\partial f} \right)_{f=f_r} \quad (1.14)$$

$$Q_a = \frac{f}{2} \left(\frac{\partial \varphi_z}{\partial f} \right)_{f=f_a} \quad (1.15)$$

Avec φ_z la phase de l'impédance du résonateur.

Une des grandeurs caractéristiques des résonateurs BAW est donc l'intervalle de fréquence entre la résonance et l'antirésonance. Cet intervalle est lié à son coefficient de couplage électromécanique k_t^2 qui exprime le degré d'interaction de l'énergie entre le domaine mécanique et le domaine électrique. Ce paramètre mesure l'efficacité de la transduction



électromécanique. Il est donné par le rapport entre l'énergie mécanique (électrique) capable d'être convertie en énergie électrique (mécanique) et l'énergie totale dans le volume du résonateur (équation (1.16)):

$$k_t^2 = \frac{U_{em}^2}{U_e \cdot U_m} \quad (1.16)$$

Où :

U_{em} : Énergie d'interaction électromécanique ;

U_m : Énergie mécanique ;

U_e : Énergie électrique.

Ces énergies ne sont pas aisément quantifiables. On peut alors montrer que ce coefficient de couplage s'exprime en fonction des fréquences de résonance et d'antirésonance (équation (1.17)):

$$k_t^2 = \frac{\pi^2 f_a - f_r}{4 f_a} \quad (1.17)$$

Avec f_a et f_r désignent les fréquences de résonance et d'antirésonance

IV.2.3. Etat de l'art des filtres BAW

❖ La technologie BAW sur membrane (FBAR)

La technologie FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) a été développée au début des années 1980. Elle a constitué la première solution pour la réalisation de résonateurs à couches minces grâce à la facilité de fabrication de la membrane et à la bonne croissance (orientation suivant l'axe c) des matériaux piézoélectriques comme le ZnO et l'AlN sur un substrat de silicium monocristallin. Les figure 1-15, figure 1-16 e

t figure 1-17 représentent trois exemples de FBAR sur membrane suspendue : La présence de l'air, qui possède une impédance acoustique très faible, au-dessous de la structure résonante (couche piézoélectrique et électrodes) assure une isolation acoustique parfaite ce qui confine l'énergie acoustique à l'intérieur du résonateur.

Le premier prototype de cette technologie a été réalisé grâce au micro-usinage en volume d'un wafer de silicium (figure 1-15). Cette membrane suspendue a été présentée pour la première fois par *Lakin et Wang* [67]. Leurs travaux ont abouti à la réalisation d'un résonateur composé d'une couche mince d'1µm d'épaisseur de ZnO déposée sur un diaphragme de silicium suspendu de 6µm d'épaisseur. Ce premier prototype de FBAR a atteint pour la



première fois la fréquence de 500MHz puis 800MHz (sur l'AlN) [68]. Ce dispositif a montré l'importance et les avantages que peuvent apporter cette technologie par rapport à la montée en fréquence. C'est grâce à l'utilisation de couches minces piézoélectriques, comme le ZnO et l'AlN, que les fréquences d'utilisation ont pu augmenter. Le quartz utilisé auparavant, avec une épaisseur minimale ne descendant pas au-dessous de 8µm, ne permettait d'atteindre qu'une fréquence de 200MHz [69]. D'autres groupes, comme celui de *Grudkowski et al.* [70], ont travaillé sur la même technologie et autour de la même fréquence mais ont étudié l'effet de l'épaisseur de la membrane en silicium. Tandis que le groupe de *Nakamura et al.* [71] s'est attelé à la recherche de matériaux capables de compenser le TCF (Temperature Coefficient of Frequency) négatif du ZnO et se sont intéressés, pour résoudre ce problème, à l'utilisation de silice SiO₂.

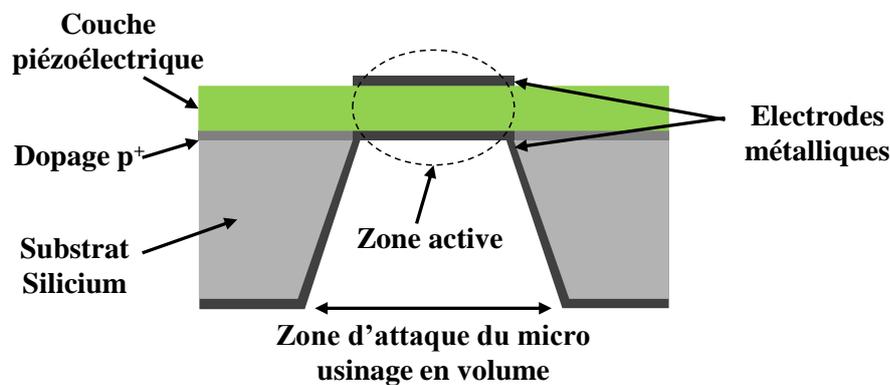


Figure 1-15 : FBAR suspendu micro-usiné en volume

Le micro usinage en volume a cependant montré quelques inconvénients comme la fragilité des membranes suspendues et l'incompatibilité avec les procédés standards de la microélectronique. Pour cela, le micro-usinage en surface des BAW a été développé un peu plus tard (figure 1-16). Des résonateurs AlN sur un substrat GaAs ont été proposés dès 1983 [72] en réalisant un traitement planaire de micro-usinage de surface sur la face avant du wafer de silicium seulement, afin de créer une cavité d'air au-dessous du résonateur. L'interface d'air qui isole le résonateur a été obtenue en gravant une partie du substrat de GaAs sous la zone active du résonateur avec une solution de H₂SO₄-H₂O₂-H₂O.



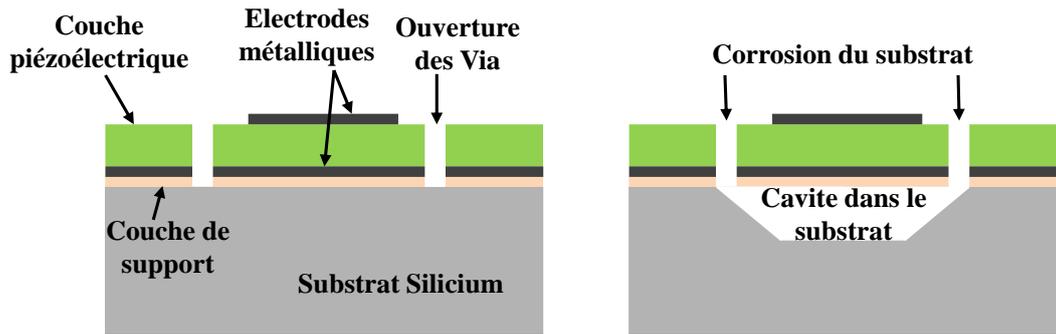


Figure 1-16 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air dans le substrat

Deux ans plus tard, une nouvelle approche avec le micro-usinage de surface a été proposée par *Sato et al* [73], [74]. Un très petit gap d'air (figure 1-17) au-dessous du résonateur a été créé cette fois-ci en utilisant une couche sacrificielle afin d'assurer l'isolation acoustique du substrat. Cette nouvelle structure à pont d'air a permis la fabrication de résonateurs à couches minces sur une multitude de substrats: Silicium, GaAs, verre, substrats en céramique et même sur un film de passivation diélectrique plat qui se trouve au-dessus d'un circuit intégré. Les propriétés offertes par cette technologie étaient très prometteuses: ainsi, *Yamanouchi et al.* [75] présentent en 1987 un dispositif FBAR composé de $\text{SiO}_2 / \text{Al} / \text{ZnO}$ et fonctionnant à 1,3GHz avait un facteur de qualité Q de 480 et un coefficient k_t^2 de 5%

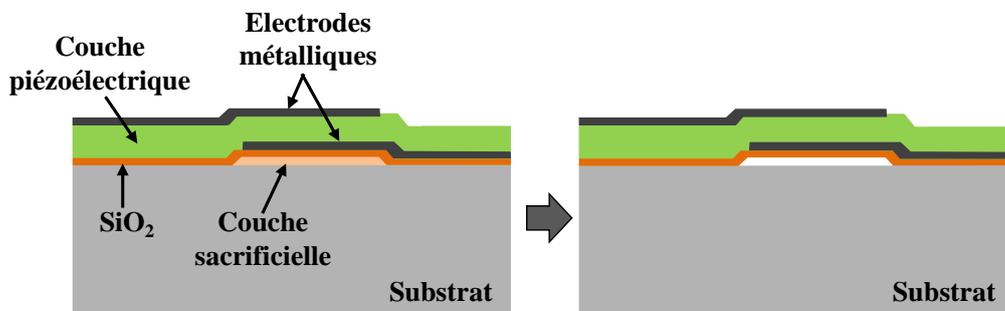


Figure 1-17 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air au-dessus du substrat

Le micro-usinage en surface a donc permis d'obtenir une surface totale occupée très proche de la zone active du résonateur, réduisant ainsi la surface totale nécessaire pour la réalisation des résonateurs.

❖ La technologie BAW sur réflecteur de Bragg (SMR)

Un autre concept d'isolation acoustique a été introduit un peu plus tard, en 1995, dans les résonateurs BAW présentés par *Lakin et al.* [76] afin de réaliser une structure de résonateur



plus robuste et plus adaptée à la production à grande échelle (figure 1-18). Ils ont introduit le concept du « réflecteur de Bragg » déjà connu et étudié depuis 1965 [77]. Ce concept est basé sur la réalisation du résonateur directement sur une structure réfléchive composée d'un empilement alterné de couches de matériaux à faibles et fortes impédances acoustiques sous la partie active du résonateur (la capacité MIM). Cet empilement présente un comportement de miroir acoustique dans lequel les couches possèdent une épaisseur de $(\lambda/4)$ où λ correspond à la longueur d'ondes de la fréquence de résonance du résonateur. Cette technologie est appelée SMR (Solidly Mounted Resonator).

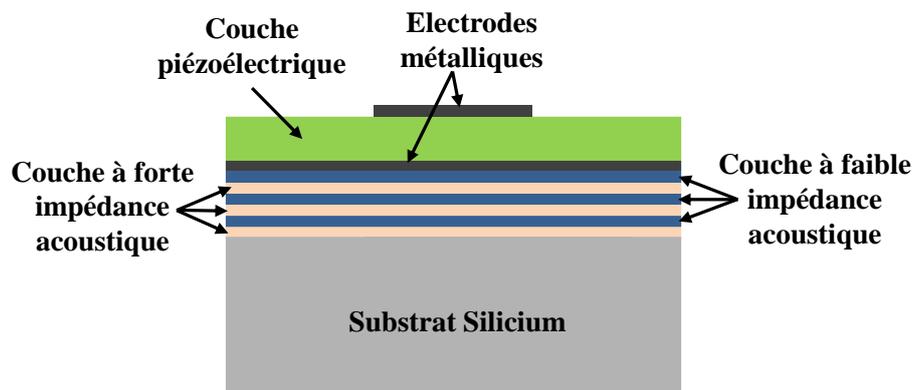


Figure 1-18 : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg

Pour expliquer le fonctionnement de cette technologie, il faut prendre en compte l'impédance acoustique des couches déposées dans l'empilement du réflecteur de Bragg (figure 1-19).

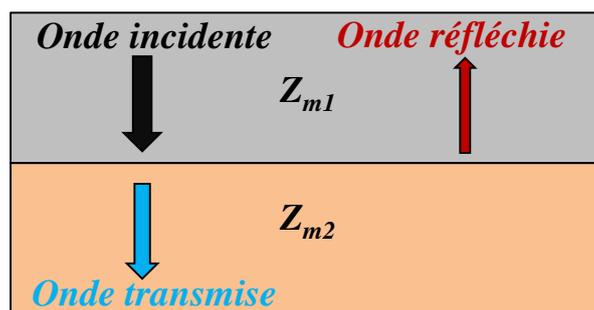


Figure 1-19 : Réflexion d'une onde acoustique sur une interface entre deux matériaux d'impédances acoustiques différentes

Cette impédance acoustique exprime l'impédance du milieu qui est traversé par une onde acoustique : elle peut s'exprimer en fonction de la masse volumique et de la vitesse de propagation acoustique dans le milieu, suivant l'équation (1.18) :



$$Z_m = \rho v \quad (1.18)$$

A l'interface entre les deux milieux, 1 et 2, ayant des impédances acoustiques différentes (respectivement Z_{m1} et Z_{m2}), une onde acoustique se propageant dans un milieu 1 (voir figure 1-19) va voir son énergie se partager en deux parties : une onde réfléchie et une onde transmise. On peut alors définir le rapport entre l'amplitude de l'onde incidente et celle de l'onde réfléchie par l'équation (1.19) :

$$R = \frac{Z_{m1} - Z_{m2}}{Z_{m1} + Z_{m2}} \quad (1.19)$$

Ce rapport doit être le plus fort possible pour assurer une meilleure isolation acoustique et par la suite un minimum de fuite d'ondes acoustiques dans le substrat.

Plusieurs combinaisons de matériaux à différentes impédances acoustiques ont été déjà testées et réalisées. Une comparaison entre 3 différents réflecteurs acoustiques a été réalisée par *Pinkett et al.* en 2002 [78] en utilisant les trois combinaisons suivantes : AlN/ SiO₂, Al/Ti et Ta₂O₅/SiO₂. Les meilleures performances ont été obtenues avec le réflecteur de SiO₂/AlN selon cette étude. Cette combinaison (SiO₂/AlN) a été utilisée par *Lakin et al.* [79] qui a démontré un filtre à échelle réalisée à l'aide de la technologie SMR résonant à 1.6GHz avec 2.9dB de pertes d'insertion et une rejection hors bande de 40dB pour une utilisation dans les systèmes GPS.

D'autres types de réflecteurs ont attiré l'attention et ont produit des résultats intéressants comme le SiO₂/W avec de très hauts facteurs de qualité. Pourtant, ces réflecteurs constitués des matériaux conducteurs, doivent être gravés à l'extérieur de la zone active pour éviter un couplage capacitif et d'autres effets parasites entre les résonateurs à travers le miroir.

L'utilisation de SiO₂ dans les réflecteurs s'explique principalement par son TCF positif, qui est de signe opposé par rapport à tous les autres matériaux mentionnés utilisés dans les réflecteurs, et grâce à sa faible impédance acoustique et de son haut facteur de qualité mécanique. L'introduction du SiO₂ au-dessous ou au-dessus d'un SMR peut contribuer à l'obtention d'un TCF nul, sans trop réduire le coefficient de couplage [80].

Les configurations de résonateurs FBAR et SMR présentent des avantages et des inconvénients distincts vis-à-vis de leurs performances électriques et mécaniques :

* La fabrication des SMRs nécessite plusieurs étapes, surtout pour la réalisation du miroir de Bragg déjà décrit, mais aussi moins d'étapes de procédé nécessitant une précision, comme



la définition de la couche sacrificielle, les VIA d'ouverture pour accéder à la couche sacrificielle et le retrait de la couche sacrificielle.

* Dans les résonateurs SMR, le réflecteur de Bragg minimise la génération des ondes latérales dans le substrat, ce qui réduit les résonances parasites qui sont normalement observées dans le cas des FBAR suspendus.

* La dissipation thermique est facilitée dans les résonateurs SMR, car ces derniers présentent un contact thermique direct entre le résonateur et le substrat, ce qui rend l'évacuation de la chaleur plus facile.

* Aux basses fréquences, les différentes couches de matériaux qui forment le réflecteur de Bragg des SMR doivent être de grande épaisseur, tandis qu'aux fréquences élevées, ces couches doivent être très fines ce qui exige un degré élevé de contrôle de l'épaisseur des couches. L'épaisseur totale du réflecteur de Bragg est un facteur très important surtout car elle peut rendre les connexions aux circuits intégrés très complexes.

* Les résonateurs FBAR présentent une plus forte concentration de l'énergie mécanique dans la couche piézoélectrique, ce qui entraîne un coefficient de couplage électromécanique potentiellement plus important.

* Le réflecteur de Bragg est conçu et fabriqué pour une fréquence de fonctionnement, il faudra donc malheureusement le modifier si la fréquence d'utilisation est changée.

❖ La technologie BAW sur cavité résonante (HBAR)

Le dernier type de résonateurs à ondes de volumes BAW est le **HBAR** (High Overtone Bulk Acoustic Resonator). Il ressemble aux résonateurs FBAR, car il est constitué d'une partie active qui est la capacité MIM (appelée aussi transducteur) montée cette fois sur une cavité épaisse (voir figure 1-20). Cette cavité est constituée d'un matériau non piézoélectrique présentant un fort facteur de qualité acoustique Q_a (tels que le Saphir : $Q_a=2.10^5$ à 1GHz ou le LiNbO₃: $Q_a=10^5$ à 1GHz) [81] qui est défini par l'équation (1.20):

$$Q_a = \frac{\rho v^2}{2\pi\eta f} \quad (1.20)$$

Où η (en Pa.s) est la viscoélasticité de la cavité résonante.

Le transducteur, posé sur la cavité, va coupler une petite quantité de son énergie avec cette dernière. Des ondes stationnaires vont s'établir dans la cavité résonante comme dans un



interféromètre Fabry-Perot. Les dimensions de la cavité étant très grandes [82] par rapport à celles du transducteur (l'épaisseur du transducteur est proche de la demi-longueur d'onde), la fréquence de fonctionnement utilisée est un multiple de la fréquence fondamentale d'où le nom anglais de High Overtone Acoustic Resonator.

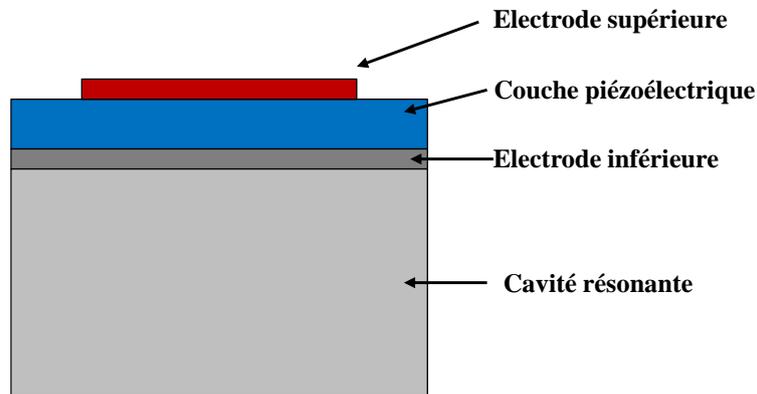


Figure 1-20 : Configuration d'un HBAR, l'épaisseur du substrat est très grande comparée à celle du transducteur

Cette technologie n'a pas connu beaucoup de succès dans le domaine de filtrage, à cause de l'encombrement excessif du spectre autour de la fréquence de résonance choisie. Cela n'a pas permis d'envisager leur utilisation pour des applications de filtrage hautes fréquences. Pourtant, cette technologie a été utilisée pour d'autres applications : *Hongyu Yu et al.* [83] ont montré comment un oscillateur peut être fabriqué à l'aide d'un HBAR avec des performances intéressantes en terme de taille, de très faible consommation électrique et a des fréquences élevées de l'ordre de 3,6GHz. Cela pourrait même faire des oscillateurs HBAR une alternative crédible aux oscillateurs existants pour les horloges atomiques.

IV.3. Micro-résonateurs

Le fruit de nombreuses années de recherche et d'exploitation des ondes acoustiques va finalement conduire à la naissance d'une nouvelle technologie qui s'appelle la technologie des « Micro-résonateurs ». C'est la dernière version des filtres piézo-électriques. Cette nouvelle technologie constitue actuellement un centre d'intérêt majeur pour les chercheurs et les industriels qui cherchent toujours à améliorer les performances des filtres, fonctionnant à des fréquences toujours plus élevées. Elle se présente comme un mélange entre la technologie des ondes de surface (SAW) et celle des ondes de volume (BAW) afin de profiter des avantages des deux technologies et de réaliser des fonctions de filtrage à la hauteur des performances



requises de nos jours dans les systèmes de télécommunications RF. Cette technologie sera présentée en détail dans le paragraphe qui suit.

V. Les micro-résonateurs

V.1. Design

Un micro-résonateur est constitué d'un empilement de trois couches (figure 1-21), comme on l'a déjà vu avec le résonateur BAW, métal/piézoélectrique/métal, et qui est suspendu en forme de plaque (parfois au-dessus d'un substrat). Lorsqu'une tension est appliquée aux bornes du matériau piézoélectrique, la couche se déplace perpendiculairement au substrat par l'intermédiaire du coefficient piézo-électrique d_{31} et une charge est générée par la pression exercée sur les électrodes de sortie. L'empilement des trois couches peut être suspendu seul ou sur une membrane de silicium de très faible épaisseur, ce qui peut augmenter le facteur de qualité, ou bien même sur une membrane d'oxyde de silicium SiO_2 pour assurer une stabilité thermique du composant.

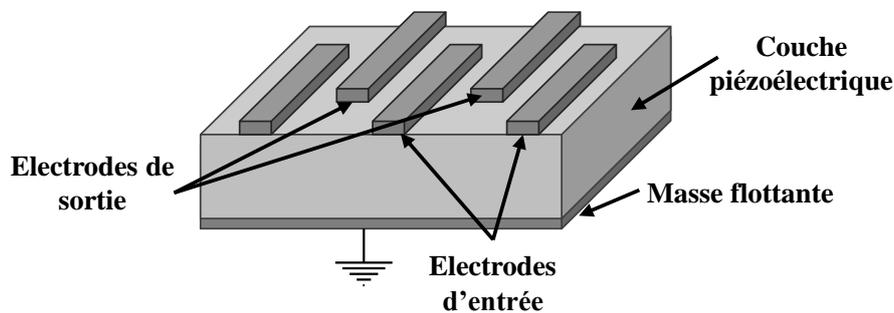


Figure 1-21 : Schéma représentant la structure d'un micro-résonateur

Les électrodes d'entrée et de sortie sont en forme de peignes inter-digités (IDTs) et sont posées sur la couche piézoélectrique, exactement comme celles déjà présentées pour la technologie des résonateurs SAW. Une électrode inférieure flottante au-dessous de la couche piézoélectrique représente la masse. L'introduction de cette électrode inférieure ramène beaucoup d'avantages, qui seront développés dans la suite de ce manuscrit. Ces micro-résonateurs sont suspendus suite à un procédé de micro-usinage de volume ou de surface, identique à ce qui est utilisé lors de la fabrication des BAW. Les ondes acoustiques qui se manifestent dans ces micro-résonateurs sont à la fois de surface et de volume : les peignes IDTs génèrent des ondes acoustiques de surface tandis que l'électrode flottante inférieure contribue



au couplage du champ électrique dans le volume de la couche piézoélectrique, ce qui donne naissance aux ondes acoustiques de volume.

La figure 1-22 représente le champ électrique et les ondes acoustiques qui se propagent dans trois résonateurs issues des trois différentes technologies des ondes acoustiques (SAW, BAW et Micro-résonateur) :

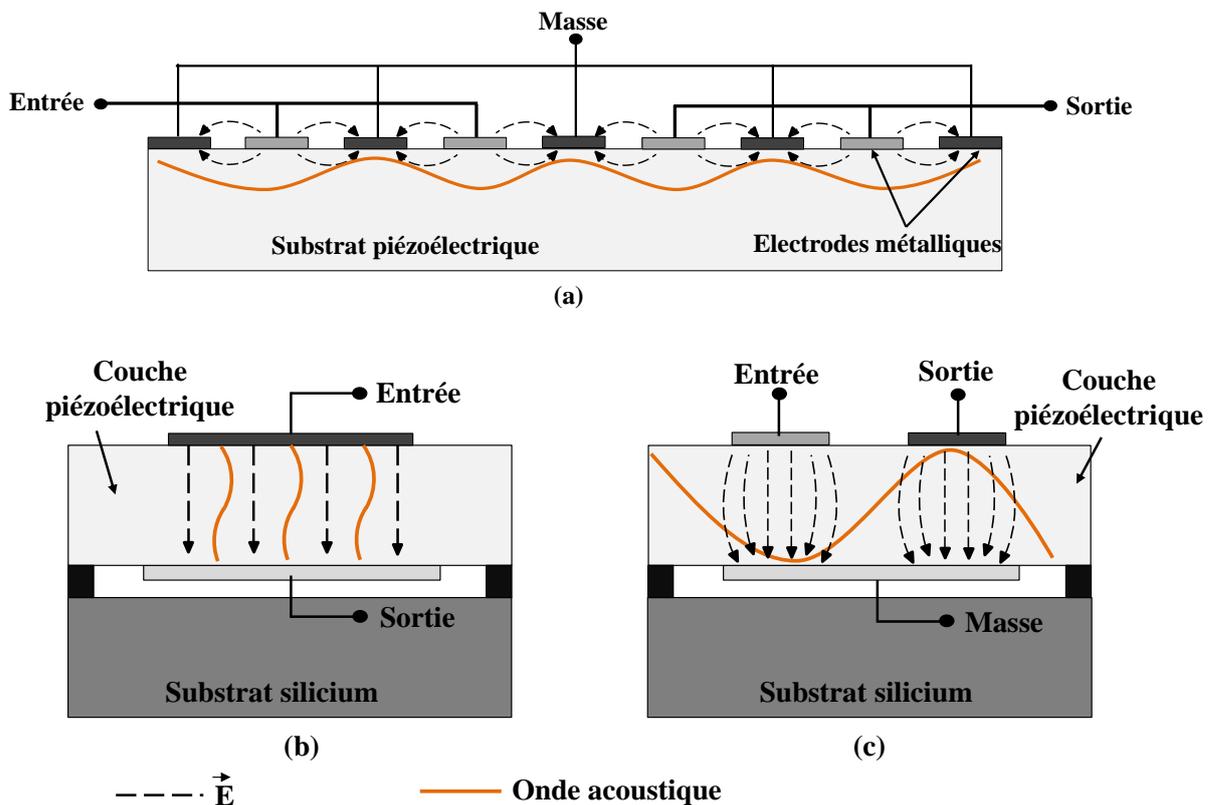


Figure 1-22 : Lignes du champ électrique induit et les ondes acoustiques qui se propagent dans :(a) un résonateur SAW, (b) un résonateur BAW et (c) un micro-résonateur

* Dans le cas des résonateurs SAW, un champ électrique se forme entre les peignes IDTs de l'entrée et de la sortie. Les ondes acoustiques se propagent sur la surface, dans une direction parallèle au champ électrique induit.

* Dans le cas des résonateurs BAW, le champ électrique se forme entre l'électrode supérieure (entrée) et l'électrode inférieure (sortie), à travers l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Les ondes acoustiques se propagent dans le volume de la couche piézoélectrique, dans une direction parallèle au champ électrique présent.

* Dans le cas des micro-résonateurs, le champ électrique se forme principalement entre chacune des électrodes d'entrée et de sortie d'une part, et l'électrode flottante inférieure qui



représente la masse, d'autre part. Cela fait que les ondes acoustiques se propagent dans le volume de la couche piézoélectrique, mais cette fois-ci dans la direction perpendiculaire au champ électrique, afin d'atteindre les électrodes de sortie qui se trouvent sur la surface, juste à proximité des électrodes d'entrée.

V.2. Les avantages de cette technologie

Par rapport aux technologies acoustiques SAW et BAW, les micro-résonateurs offrent plusieurs avantages. Pour établir cette comparaison, les schémas électriques équivalents des trois technologies sont présentés figure 1-23.

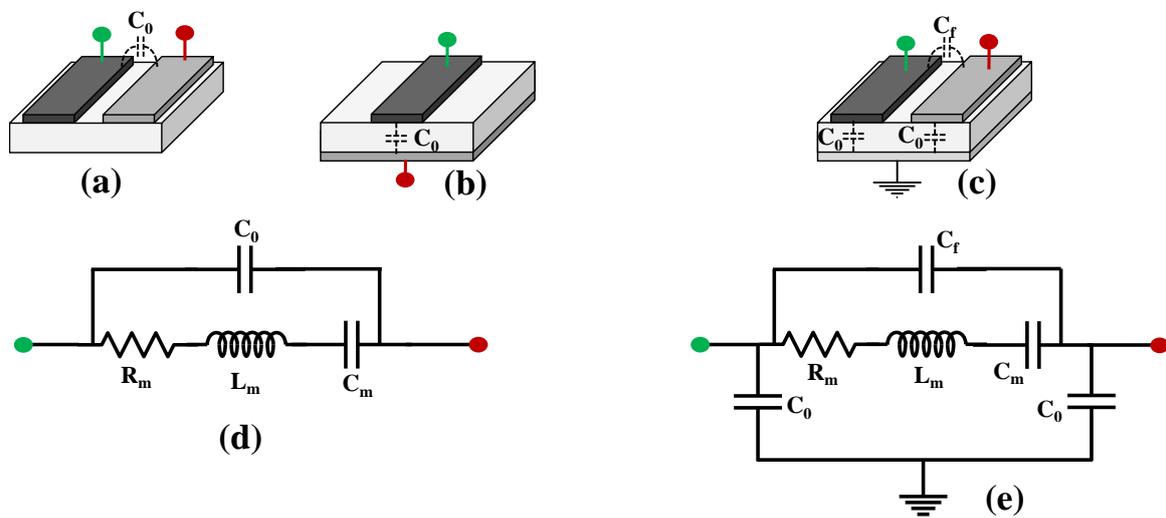


Figure 1-23 : Coupe transversale d'un résonateur (a) SAW, (b) BAW et (c) d'un micro-résonateur. (d) Schéma électrique équivalent des résonateurs SAW et BAW, (e) et d'un micro-résonateur

L'impédance équivalente de ces résonateurs acoustique peut être présentée en utilisant l'équation (1.21):

$$Z_{eq} \propto \frac{1}{\omega \cdot C_0 \cdot S} \quad (1.21)$$

avec S représentant la surface du résonateur.

Dans le cas des résonateurs SAW et BAW, la capacité principale formée entre l'entrée et la sortie est représentée par C_0 (feedthrough). Dans le cas des SAW, la montée en fréquence impose une réduction de la largeur et de l'espacement entre les peignes IDTs, ce qui augmente dramatiquement la valeur de C_0 . Dans le cas des résonateur BAW, la montée en fréquence se fait à travers la réduction de l'épaisseur de la couche piézoélectrique, donc la diminution du



gap entre les électrodes supérieure et inférieure et par suite l'augmentation de la capacité C_0 . Donc dans le cas des SAW et BAW, C_0 est proportionnel à la fréquence, l'impédance équivalente peut donc être présentée par l'équation (1.22):

$$Z_{eq} \propto \frac{1}{f^2.S} \quad (1.22)$$

Dans le cas des micro-résonateurs, la capacité C_0 possède une valeur beaucoup plus grande que C_f . La capacité C_f n'est pas assez grande à cause de la présence de l'électrode inférieure qui représente la masse et qui entraîne le champ électrique principalement dans le volume de la couche piézoélectrique. L'épaisseur des électrodes peut être réduite à quelques dizaines de nanomètres et la permittivité relative de l'air valant par définition « 1 », C_f est donc très faible. La montée en fréquence demande une réduction de la largeur et de l'espacement entre les peignes IDTs comme pour le résonateurs SAW, ce qui augmente la valeur de C_f , sans avoir une influence direct sur la capacité C_0 (si on considère que le nombre des électrodes inter-digités est bien choisi d'une façon à ce que la surface occupée reste la même avant et après la réduction de leur largeur et de leur espacement). En tenant compte du fait que la valeur de C_f reste négligable par rapport à celle de C_0 , nous pouvons déduire que la montée en fréquence n'est pas proportionnelle à la valeur de C_0 . De ce fait, l'impédance équivalente peut être exprimée par l'équation (1.23) :

$$Z_{eq} \propto \frac{1}{f.S} \quad (1.23)$$

Le premier avantage des micro-résonateurs peut être déduit à partir de cette comparaison : les micro-résonateurs peuvent atteindre des fréquences plus élevées beaucoup plus aisément du fait que leur impédance ne varie pas beaucoup. Il n'y aura donc pas besoin de réadaptation de ces micro-résonateurs à travers l'intégration des composants extérieurs.

Le deuxième avantage, et comme résultat de la différence dans les propriétés physiques, est le fait que les microrésonateurs peuvent être d'ordre de grandeur plus petit que les résonateurs SAW et BAW aux basses fréquences (<500 MHz) de la télécommunication RF. Dans les bandes cellulaires, les dimensions des résonateurs issus des trois technologies sont comparables. A des fréquences élevées, cette loi d'échelle empêche les microrésonateurs de devenir très petits. Par exemple, pour passer de 0.1 à 1GHz, un micro-résonateur voit sa surface diminuer 10 fois tandis que les résonateurs SAW et BAW sont 100 fois plus petit. Cela confirme encore une fois pourquoi les micro-résonateurs sont capables d'atteindre des fréquences très élevées.



De plus, les micro-résonateurs possèdent une rejection hors bande beaucoup plus importante du fait que la capacité entrée-sortie C_f soit de faible valeur par rapport à celle des résonateurs SAW et BAW. Ainsi, ces derniers nécessitent plusieurs étages en série pour la conception de filtres requérant une rejection suffisante pour être à la hauteur des demandes des systèmes de télécommunication RF actuels très exigeantes.

Un autre avantage pour les micro-résonateurs est le fait que leur fréquence de travail ne dépend plus uniquement de l'épaisseur de la couche piézoélectrique, ce qui était le cas pour les résonateurs BAW. Par exemple, dans le cas d'un résonateur BAW, l'épaisseur d'AlN doit passer de $2.5\mu\text{m}$ à $25\mu\text{m}$ si la fréquence de travail descend de 2 GHz à 0,2 GHz (sur le mode fondamental). Une fréquence entre quelques kHz et 14 GHz peut être formée sur une seule puce en utilisant les micro-résonateurs. Cette gamme de fréquences connaît un ordre de grandeur plus large que les technologies existantes et est suffisamment large pour inclure les signaux FM et AM de la radio, celles des téléphones cellulaires, du Wi-Fi, du Bluetooth, et des bandes de radar et de communication militaire par satellite.

V.3. Travaux réalisés sur les micro-résonateurs

Les micro-résonateurs ont connu beaucoup de succès dans différents domaines d'application grâce aux nombreux avantages déjà cités précédemment. Plusieurs groupes de recherches ont commencé à focaliser leurs travaux sur cette nouvelle technologie afin de repousser les limites des autres technologies acoustiques.

V.3.1. La montée en fréquence

La montée en fréquence a constitué l'une des premières améliorations étudiées. Deux groupes ont principalement démontré la capacité de ces dispositifs à atteindre des fréquences élevées (figure 1-24). En 2009, *Matteo Rinaldi et al.* [84] ont montré un premier micro-résonateur à base d'AlN résonnant à 3,5GHz avec un facteur de qualité égale à 500. Cette fréquence a été atteinte grâce aux peignes IDTs qui faisaient $1\mu\text{m}$ de largeur. Ils ont été fabriqués à l'aide de la combinaison de deux techniques de lithographie : optique et électronique. Un peu plus tard, *K. E. Wojciechowski et al.* [85] ont pu atteindre une fréquence de 6.8GHz tout en réalisant des peignes IDTs espacés de 250nm par lithographie optique en technologie CMOS. Mais la plus haute fréquence de résonance rapportée dans la littérature a été obtenue par *Matteo Rinaldi et al.* [86] avec un micro-résonateur fonctionnant à 9,9GHz avec un facteur de qualité de 202 utilisant l'AlN comme couche piézoélectrique.



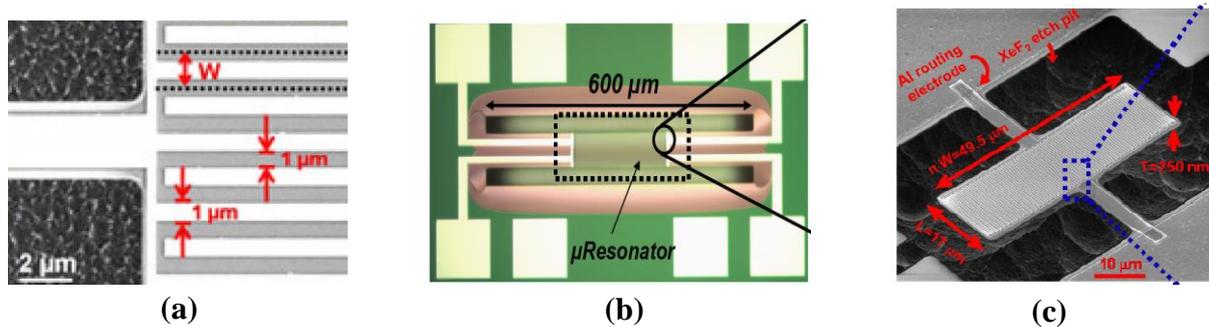


Figure 1-24 : Images MEB de trois micro-résonateurs fonctionnant à très hautes fréquences : (a) $f_r = 3,5\text{GHz}$ [84], (b) $f_r = 6,8\text{GHz}$ [85] et (c) $f_r = 9,9\text{GHz}$ [86]

V.3.2. Oscillateurs

Les micro-résonateurs ont été également utilisés pour la fabrication d'oscillateurs. Ils sont apparus comme une alternative très prometteuse et compétitive en raison de leur faible taille, leur fréquence de fonctionnement élevée, leur très faible consommation et en particulier leur compatibilité avec la technologie des circuits intégrés (IC). Un oscillateur peut être obtenu tout simplement en plaçant un résonateur à fort facteur de qualité en rétroaction.

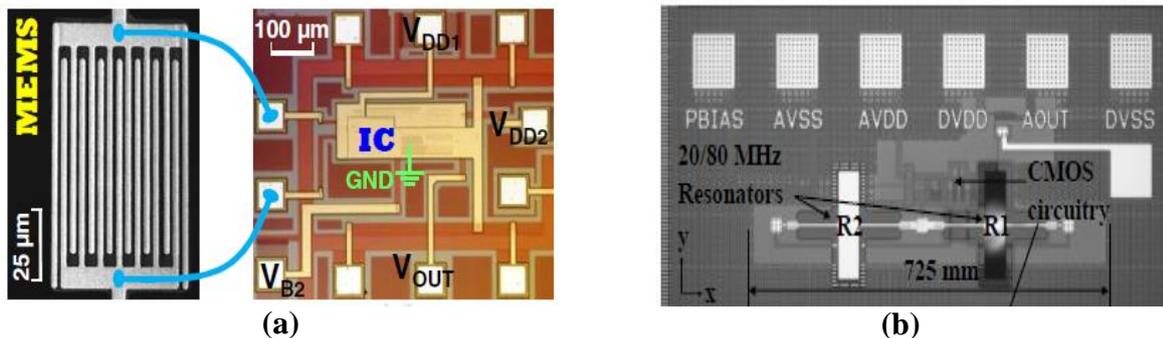


Figure 1-25 : (a) Image d'un micro-résonateur lié (par bonding) à un circuit intégré CMOS pour former un oscillateur fonctionnant à $1,5\text{GHz}$ [87]. (b) Image d'un oscillateur conçu à base d'un micro-résonateur intégré avec les composants CMOS. La zone active de l'oscillateur est égale à $0,23\text{mm}^2$ [88]

C'est surtout le groupe de *Chengjie Zuo et al.* [87], [89], [90] qui a mis en place des oscillateurs à base de micro-résonateurs, compatibles avec la fabrication (IC) (figure 1-25). Ces oscillateurs fonctionnaient à des fréquences allant entre 170MHz et $1,5\text{GHz}$, avec une très faible consommation énergétique, de moins de 10mW , et avec un fort facteur de mérite $\text{FoM} = -215 \text{ dBc/Hz}$ [90] par comparaison avec d'autres oscillateurs réalisés à l'aide des résonateurs SAW et BAW. Mais c'est le groupe de *K. E. Wojciechowski et al.* [88] qui a réalisé le premier oscillateur à base de micro-résonateur complètement intégré avec tous les autres circuits CMOS.

V.3.3. Fonctions de filtrage

La technologie des micro-résonateurs, malgré son apparition récente, a été rapidement utilisée pour la réalisation des filtres. Elle a directement montré de très bonnes performances : une réduction du nombre des résonateurs utilisés, une rejection hors bande très intéressante et beaucoup moins de complexité lors de la conception. Pour mieux expliquer les avantages apportés par la technologie des micro-résonateurs par rapport aux autres technologies SAW et BAW durant la conception des filtres, nous devons présenter les méthodes utilisées dans le cas de ces derniers. Trois méthodes ont été développées pour obtenir un filtre à base de résonateurs SAW ou BAW : la topologie en échelle, en treillis et en échelle-treillis (figure 1-26). Les filtres sont obtenus en associant des résonateurs en série et en parallèle pour former des réseaux en L montés en cascade. Dans chaque réseau en L, les deux résonateurs doivent avoir des fréquences de résonance différentes : la fréquence d'antirésonance du résonateur parallèle doit coïncider avec la fréquence de résonance des résonateurs en série. En conséquence, pour réaliser un filtre d'ordre n , le nombre des réseaux L est égale à n , ce qui veut dire que $2n$ résonateurs à un port sont nécessaires, comme représenté sur la figure 1-26(a).

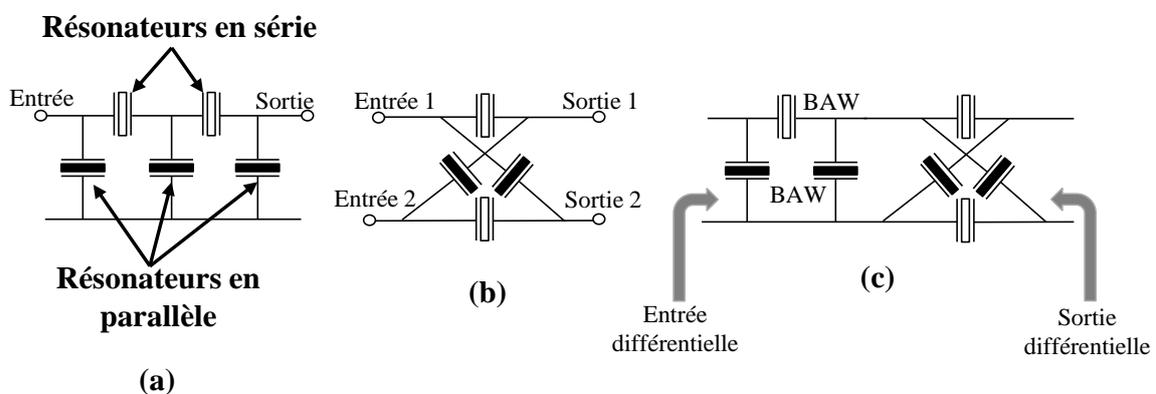


Figure 1-26 : Architecture de filtres à résonateurs BAW en : (a) échelle, (b) treillis et (c) échelle-treillis

Dans la technologie des micro-résonateurs, les chercheurs ont d'abord essayé de reprendre la même méthode pour la fabrication des filtres. Le petit décalage fréquentiel Δf désirée entre la branche en série et la branche en parallèle a été réalisé en enlevant par lithographie et gravure de petites quantités d'électrodes pour réduire la charge de masse et augmenter la fréquence de résonance. Cette nouvelle étape a introduit une complication supplémentaire dans la fabrication des filtres et a limité le rendement réalisable final. En 2007, *Gianluca Piazza et al.* [91] ont eu l'idée de réaliser un filtre d'une façon beaucoup plus simple en utilisant des micro-résonateurs

(figure 1-27). Ils ont proposé la technique d'auto-couplage qui utilise la capacité intrinsèque existante à l'entrée et à la sortie de chaque micro-résonateur.

Les performances de plusieurs filtres réalisés à l'aide des micro-résonateurs sont présentées dans le tableau 1-7.

Références	f_r	Bande passante	Rejection hors bande	Q	Surface	Nombre des μ -rés. utilisés
[91]	270 MHz	1 MHz	60 dB	2100	1,15 mm ²	3
[92]	1,8 GHz	25 MHz	-	680	1 mm ²	2
[93]	2,5 GHz	7 MHz	50 dB	-	0,08mm ²	2
[94]	225 MHz	0,5 MHz	53 dB	2000	-	3

Tableau 1-7 : Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés à l'aide des micro-résonateurs

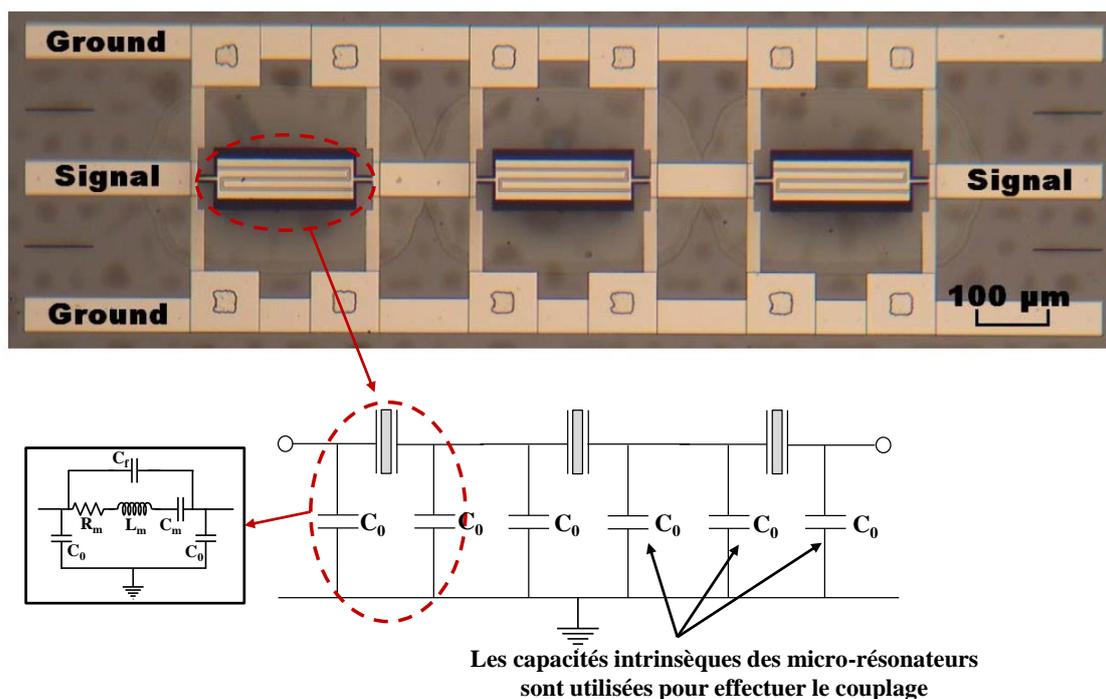


Figure 1-27 : Exemple d'un filtre passe-bande [91] basé sur la topologie de l'auto-couplage capacitif en utilisant des micro-résonateurs à deux ports. La capacité de couplage, C_0 , fait partie du micro-résonateur lui-même

Ces capacités peuvent être utilisées au lieu des composants externes comme éléments de couplage et peuvent être par ailleurs contrôlées par le concepteur. En utilisant cette méthode, pour un filtre d'ordre n , seulement n micro-résonateurs sont nécessaires, donc uniquement la moitié des composants par rapport à la topologie de l'échelle. De surcroît, une rejection hors



bande élevée de 60 dB peut être obtenue sans sacrifier d'autres performances. Le schéma de circuit équivalent pour un filtre auto-couplé 3^{ème} ordre est présenté figure 1-27.

V.3.4. Filtres accordables

La technologie des micro-résonateurs a également été utilisée dans la réalisation de filtres accordables. Les premières tentatives ont montré des résultats prometteurs avec des filtres de très petites dimensions et des facteurs de qualité très intéressants. Les groupes de recherche qui se sont investis sur ce thème ont utilisé plusieurs méthodes afin de montrer des fonctions de filtrage accordable. Les premières idées consistaient en l'intégration de MEMS avec les filtres fonctionnant à plusieurs fréquences différentes [94], mais l'idée n'était pas très attirante vu l'utilisation de plusieurs filtres et l'intégration de MEMS externes. Ensuite, *B. Kim et al.* [95] ont proposé une nouvelle approche pour faire varier les fréquences de résonance d'un micro-résonateur, tout en utilisant des composants réactifs tels que des condensateurs. Plus précisément, une ou plusieurs électrodes ont été connectées à des condensateurs variables, ce qui rajoute une ou plusieurs capacités variables au modèle électrique équivalent MBVD et par suite modifie la fréquence de résonance. Cependant, il fallait toujours intégrer des composants externes (condensateurs), ce qui augmentait la surface occupée.

La recherche d'autres méthodes, facilitant le concept et le procédé de fabrication sans l'intégration des composants extérieurs, a continué. Cette fois, les chercheurs ont utilisé les propriétés thermiques de la couche piézoélectrique afin de réaliser des décalages fréquentiels. Par effet Joule, la température du micro-résonateur peut être commandée pour régler la fréquence de résonance. *Augusto Tazzoli et al.* [96] ont co-intégré le chauffage directement dans le corps du résonateur lui-même en remplaçant la structure traditionnelle de l'électrode inférieure flottante par un dispositif de chauffage en forme de serpent (figure 1-28). Grâce à cette conception innovante, il a été possible d'obtenir des micro-résonateurs résonnant à 1,1GHz avec un facteur de qualité qui s'élève à 1550 et qui peuvent être chauffés jusqu'à 100°C avec seulement 5mW, ce qui a contribué à un décalage fréquentiel de 3,5 MHz. Une autre équipe, *Bongsang Kim et al.* [97], a utilisé le même principe de chauffage mais cette fois d'une autre façon : ils ont introduit les électrodes à serpentins de chauffage à côté de l'électrode d'entrée et de sortie et ils ont utilisé un matériau pour isoler thermiquement le bas de la membrane suspendue sur laquelle le système est construit (figure 1-29). A l'aide de ce système, le rendement thermique a fortement augmenté, et cette fois une puissance de seulement 1,5mW



suffisait pour augmenter la température du micro-résonateur jusqu'à 100°C et un décalage fréquentiel de 4350 ppm.

D'autres chercheurs ont essayé de réaliser des filtres commutables (ON/OFF). *Seyit Ahmet Sis et al.* [98] ont utilisé une couche mince de BST comme couche piézoélectrique. Ce choix a été basé sur les propriétés de ce matériau qui lui permettent de n'être activé que lors de l'application d'une tension de polarisation en courant continu aux électrodes supérieures et inférieures. Le résultat obtenu est un filtre fonctionnant à 1GHz durant l'application d'une tension continue de 25volts, et une isolation de 37dB quand il est en état désactivé.

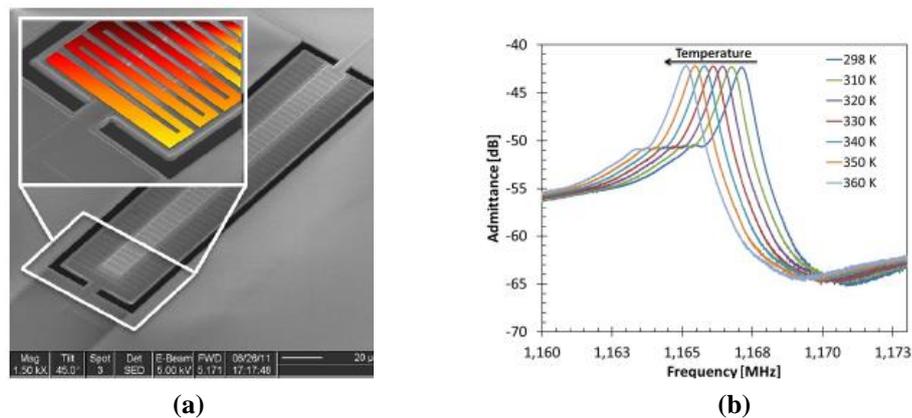


Figure 1-28 : (a) Images MEB du micro-résonateur AlN, l'électrode en rouge représente l'électrode à serpents de chauffage. (b) Mesure de l'admittance Y_{11} à différentes températures pour le résonateur 1,1 GHz [96]

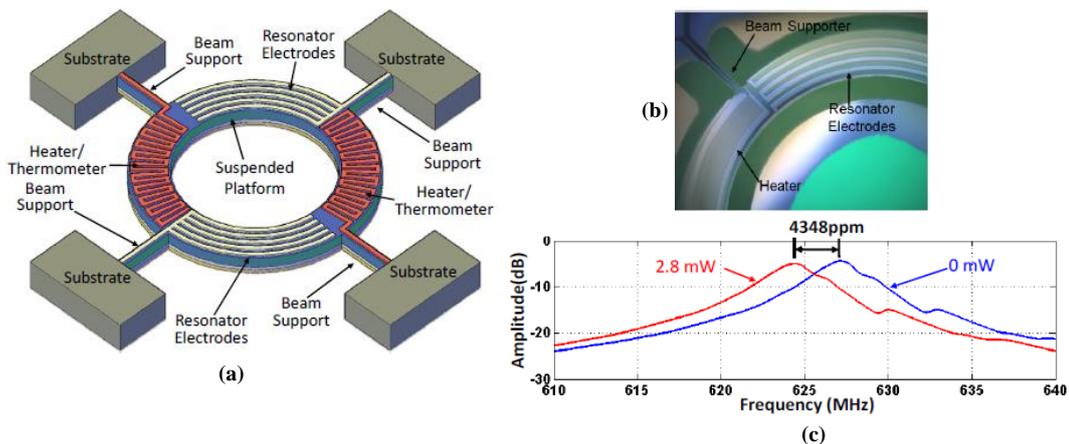


Figure 1-29 : (a) Un schéma du micro-résonateur AlN accordable intégrant un système de chauffage. (b) Image microscopique d'un coin du dispositif fabriqué. Les électrodes du micro-résonateur font 4µm de largeur. (c) La réponse fréquentielle mesurée du micro-résonateur avant et après chauffage (2,8 mW) [97]

Une autre méthode a été proposée par *Christopher D. Nordquist et al.* [99] un peu plus tard afin de réaliser un filtre qui peut être activé ou désactivé suivant l'application ou non d'une tension continue. Il s'agit là d'un micro-résonateur à base d'AlN, ayant des électrodes supérieures en IDTs, qui sont suspendues comme un pont : l'application d'une tension DC fait coller les électrodes IDTs suspendues à la couche piézoélectrique d'AlN qui se trouve juste au-dessous (voir figure 1-30). Le résultat est un filtre fonctionnant à 240MHz, activable par une tension DC de 40volts, avec une isolation de 13dB à l'état désactivé et d'une surface de moins que 0.1mm². Cet exemple montre que les micro-résonateurs peuvent réaliser des fonctions de filtrage et de commutation on/off à la fois, sans faire appel à l'intégration des MEMS supplémentaires.

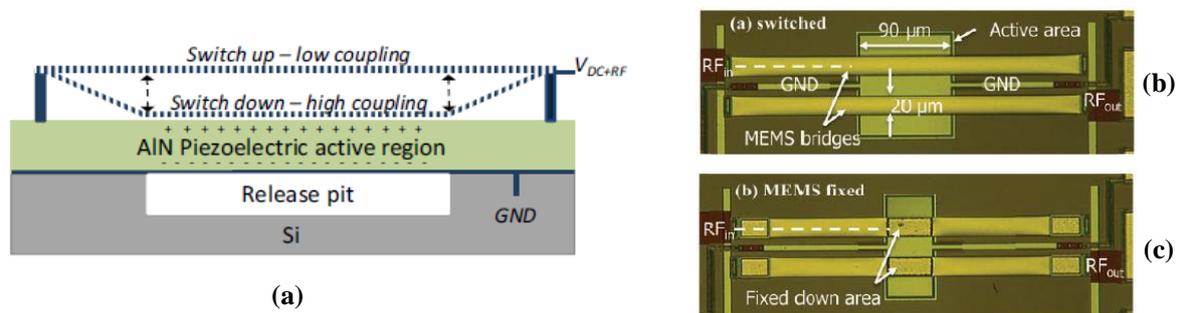


Figure 1-30 : (a) Vue schématique du dispositif de commutation piézo-électrique. Lorsque l'électrode de commutation supérieure est séparée de la région piézo-électrique, le couplage est faible et le résonateur est éteint. Lorsqu'une tension de polarisation est appliquée, l'électrode est amenée en contact par attraction électrostatique, et le résonateur fonctionne. (b) et (c) représentent des images du dispositif réalisé, (a) à l'état off et (b) à l'état ON [99]

VI. Conclusion

Ce premier chapitre représente un état de l'art des différents types de filtres utilisés de nos jours dans les communications radiofréquences. A travers cette bibliographie, une grande partie a été consacrée à la présentation des résonateurs piézoélectriques qui sont bien adaptés au domaine de filtrage car ils relient de façon linéaire le monde électrique ou électronique au monde mécanique. Après avoir expliqué le phénomène piézoélectrique au niveau macroscopique des moments dipolaires, nous avons présenté les avantages des résonateurs à ondes acoustiques dans l'élaboration de dispositifs toujours plus compacts, peu chers, peu consommateurs d'énergie et surtout beaucoup plus petits et miniaturisés. Les raisons du passage progressif de la technologie SAW à la technologie BAW pour arriver enfin à la technologie des micro-résonateurs ont été aussi détaillées et expliquées. Cette nouvelle



technologie de micro-résonateurs a directement montré ses atouts qui la rendent très performante. Accordabilité, miniaturisation, filtrage et montée en fréquence au-delà des 10GHz : ce sont des performances que les autres technologies acoustiques peinent à atteindre.

Dans les chapitres suivants, nous allons développer les deux axes principaux de ce travail de thèse : l'étude théorique à travers une modélisation électrique des micro-résonateurs d'une part, et d'autre part la description et la réalisation de micro-résonateurs en salle blanche au laboratoire d'XLIM.

Le **chapitre II** sera consacré à la présentation du design des micro-résonateurs que nous allons optimiser durant les travaux de cette thèse. Le procédé de fabrication sera détaillé et les difficultés rencontrées seront discutées. Les choix des matériaux et des métaux utilisés seront aussi étudiés. Enfin, les résultats de mesure des premiers dispositifs seront présentés et interprétés.



Bibliographie du Chapitre I

- [1] U. Karacaoglu and I. D. Robertson, "MMIC active bandpass filters using varactor-tuned negative resistance elements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2926–2932, Dec. 1995.
- [2] S. Pipilos, Y. P. Tsvividis, J. Fenk, and Y. Papananos, "A Si 1.8 GHz RLC filter with tunable center frequency and quality factor," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 10, pp. 1517–1525, Oct. 1996.
- [3] C. Y. Chang and T. Itoh, "Microwave active filters based on coupled negative resistance method," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 12, pp. 1879–1884, Dec. 1990.
- [4] B. Hopf, I. Wolff, and M. Guglielmi, "Coplanar MMIC active bandpass filters using negative resistance circuits," in *Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International*, 1994, pp. 1183–1185 vol.2.
- [5] G. Zhiqiang, X. Honglin, Z. Zhongzhao, and L. Jinbao, "Design consideration of multi-band RF CMOS filter based on active inductors," in *2010 10th Russian-Chinese Symposium on Laser Physics and Laser Technologies (RCSLPLT) and 2010 Academic Symposium on Optoelectronics Technology (ASOT)*, 2010, pp. 341–344.
- [6] Y. Wu, M. Ismail, and H. Olsson, "A novel CMOS fully differential inductorless RF bandpass filter," in *The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva*, 2000, vol. 4, pp. 149–152 vol.4.
- [7] E. Vanabelle, P. Descamps, and J. Vindevoghel, "Narrowband MMIC Filters using Active GaAs Inductors. Application to HDTV," in *Microwave Conference, 1998. 28th European*, 1998, vol. 1, pp. 368–372.
- [8] R. Kaunisto, P. Alinikula, K. Stadius, and V. Porra, "A low-power HBT MMIC filter based on tunable active inductors," *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 7, no. 8, pp. 209–211, Aug. 1997.
- [9] H. G. Momen, M. Yazgi, and R. Kopru, "Designing a new high Q fully CMOS tunable floating active inductor based on modified tunable grounded active inductor," in *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2015, pp. 1–5.
- [10] M. Grozing, A. Pascht, and M. Berroth, "A 2.5 V CMOS differential active inductor with tunable L and Q for frequencies up to 5 GHz," in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 1, pp. 575–578 vol.1.
- [11] C. Leifso and J. W. Haslett, "A fully integrated active inductor with independent voltage tunable inductance and series-loss resistance," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 4, pp. 671–676, Apr. 2001.
- [12] S. Hara, T. Tokumitsu, and M. Aikawa, "Lossless broad-band monolithic microwave active inductors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, no. 12, pp. 1979–1984, Dec. 1989.
- [13] S. Hara, T. Tokumitsu, T. Tanaka, and M. Aikawa, "Broad band monolithic microwave active inductor and application to a miniaturized wide band amplifier," in *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1988. Digest of Papers., IEEE 1988*, 1988, pp. 117–120.
- [14] P. Gupta and D. Bhatia, "Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Coupled Line Stubs," in *2014 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN)*, 2014, pp. 126–128.
- [15] B. H. Yang, G. Mehdi, J. Zhang, T. f Yu, X. x Yao, and J. Miao, "The Compact Microstrip Bandstop Filter Using Equal Width Open Stub," in *Green Computing and Communications (GreenCom), 2013 IEEE and Internet of Things (iThings/CPSCoM), IEEE International Conference on and IEEE Cyber, Physical and Social Computing*, 2013, pp. 1622–1625.
- [16] G. L. Matthaei, "Design of parallel-coupled resonator filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, no. 5, pp. 78–87, Oct. 2007.
- [17] K. Konno, "Small-size comb-line microstrip narrow BPF," in *Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International*, 1992, pp. 917–920 vol.2.



- [18] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 1, pp. 118–122, Jan. 1998.
- [19] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J. F. Favennec, "Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 4–6, Jan. 2006.
- [20] C. Quendo, C. Person, E. Rius, and M. Ney, "Integration of optimized low-pass filters in band-pass filters for out-of-band improvement," in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 2, pp. 1309–1312 vol.2.
- [21] D. S. Yu, C. F. Cheng, K. T. Chan, A. Chin, S. P. McAlister, C. Zhu, M. F. Li, and D. L. Kwong, "Narrow-band band-pass filters on silicon substrates at 30 GHz," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 3, p. 1467–1470 Vol.3.
- [22] H. Louazene, M. Challal, and M. Boulakroune, "Compact Ultra-Wide Band Bandpass Filter Design Employing Multiple-Mode Resonator and Defected Ground Structure," *Procedia Comput. Sci.*, vol. 73, pp. 376–383, 2015.
- [23] D. A. Salem, A. S. Mohra, and A. Sebak, "A compact ultra wideband bandpass filter using arrow coupled lines with defected ground structure," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 36–44, May 2014.
- [24] M. Durán-Sindreu, P. Vélez, J. Bonache, and F. Martín, "High-order coplanar waveguide (CPW) filters implemented by means of open split ring resonators (OSRRs) and open complementary split ring resonators (OCSRRs)," *Metamaterials*, vol. 5, no. 2–3, pp. 51–55, Jun. 2011.
- [25] W. Heinrich, A. Jentzsch, and G. Baumann, "Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multichip modules," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2264–2268, Dec. 1998.
- [26] K. J. Herrick, T. A. Schwarz, and L. P. B. Katehi, "Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 6, pp. 762–768, Jun. 1998.
- [27] R. Valois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Law, and T. Jaakola, "High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz," in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, vol. 2, pp. 537–539.
- [28] H. Liang, A. Sutono, J. Laskar, and W. R. Smith, "Material parameter characterization of multilayer LTCC and implementation of high Q resonators," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 4, pp. 1901–1904 vol.4.
- [29] C. A. Tavernier, F. Valentin, M. Mazouz, R. Vigo, W. Muffato, P. Maeder, and M. Havasi, "High performance multilayered high temperature cofired ceramic for wide band packaging," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, 2003, vol. 3, pp. 2277–2280 vol.3.
- [30] V. Kaajakari, T. Mattila, A. Oja, J. Kiihamaki, and H. Seppa, "Square-extensional mode single-crystal silicon micromechanical resonator for low-phase-noise oscillator applications," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 173–175, Apr. 2004.
- [31] J. Wang, J. E. Butler, T. Feygelson, and C. T. C. Nguyen, "1.51-GHz nanocrystalline diamond micromechanical disk resonator with material-mismatched isolating support," in *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*, 2004, pp. 641–644.
- [32] F. Ayazi, S. Pourkamali, G. K. Ho, and R. Abdolvand, "High-Aspect-Ratio SOI Vibrating Micromechanical Resonators and Filters," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 676–679.
- [33] M. U. Demirci, M. A. Abdelmoneum, and C. T. C. Nguyen, "Mechanically corner-coupled square microresonator array for reduced series motional resistance," in *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003*, 2003, vol. 2, pp. 955–958 vol.2.
- [34] Y.-W. Lin, S.-S. Li, Y. Xie, Z. Ren, and C. T. C. Nguyen, "Vibrating micromechanical resonators with solid dielectric capacitive transducer gaps," in *Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2005.*, 2005, pp. 128–134.
- [35] S.-S. Li, Y.-W. Lin, Y. Xie, Z. Ren, and C. T. C. Nguyen, "Micromechanical 'hollow-disk' ring resonators," in *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*, 2004, pp. 821–824.



- [36] F. D. Bannon, J. R. Clark, and C. T. C. Nguyen, "High-Q HF microelectromechanical filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 4, pp. 512–526, Apr. 2000.
- [37] S. Pourkamali and F. Ayazi, "High frequency capacitive micromechanical resonators with reduced motional resistance using the HARPSS technology," in *2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004. Digest of Papers, 2004*, pp. 147–150.
- [38] T. Mattila, A. Oja, H. Seppa, O. Jaakkola, J. Kiihamaki, H. Kattelus, M. Koskenvuori, P. Rantakari, and I. Tittonen, "Micromechanical bulk acoustic wave resonator," in *2002 IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings, 2002*, vol. 1, pp. 945–948 vol.1.
- [39] J. E.-Y. Lee and A. A. Seshia, "5.4-MHz single-crystal silicon wine glass mode disk resonator with quality factor of 2 million," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 156, no. 1, pp. 28–35, Nov. 2009.
- [40] H. P. Loeb, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, and P. Lok, "Piezoelectric thin AlN films for bulk acoustic wave (BAW) resonators," *Mater. Chem. Phys.*, vol. 79, no. 2–3, pp. 143–146, Apr. 2003.
- [41] O. Mortada, P. Blondy, J. C. Orlianges, M. Chatras, and A. Crunteanu, "Quality factor optimization of composite piezoelectric single-crystal silicon MEMS resonators," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International, 2015*, pp. 1–3.
- [42] M. Ossama, B. Pierre, C. Aurelian, C. Matthieu, and J. C. Orlianges, "A zinc dioxide-on-silicon MEMS resonator for narrowband filtering," in *2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2014*, pp. 586–589.
- [43] S. Gong and G. Piazza, "Design and Analysis of Lithium Niobate-Based High Electromechanical Coupling RF-MEMS Resonators for Wideband Filtering," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 403–414, Jan. 2013.
- [44] L. Shi and G. Piazza, "Lithium Niobate on Silicon Dioxide Suspended Membranes: A Technology Platform for Engineering the Temperature Coefficient of Frequency of High Electromechanical Coupling Resonators," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 23, no. 6, pp. 1318–1329, Dec. 2014.
- [45] J. Cho, M. Anderson, R. Richards, D. Bahr, and C. Richards, "Optimization of electromechanical coupling for a thin-film PZT membrane: I. Modeling," *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 15, no. 10, p. 1797, 2005.
- [46] K. Yamanouchi, H. Odagawa, T. Kojima, and Y. Cho, "New piezoelectric KNbO₃ films for SAW device applications," in *Proceedings of the Eleventh IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, 1998. ISAF 98, 1998*, pp. 385–388.
- [47] G. Carlotti, F. S. Hickernell, H. M. Liaw, L. Palmieri, G. Socino, and E. Verona, "The elastic constants of sputtered aluminum nitride films," in *1995 IEEE Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings, 1995*, vol. 1, pp. 353–356 vol.1.
- [48] G. G. Fattinger, J. Kaitila, R. Aigner, and W. Nessler, "Thin film bulk acoustic wave devices for applications at 5.2 GHz," in *2003 IEEE Symposium on Ultrasonics, 2003*, vol. 1, p. 174–177 Vol.1.
- [49] K. M. Lakin, "Thin film resonators and filters," in *1999 IEEE Ultrasonics Symposium, 1999. Proceedings, 1999*, vol. 2, pp. 895–906 vol.2.
- [50] K. Tsubouchi and N. Mikoshiba, "Zero-Temperature-Coefficient SAW Devices on AlN Epitaxial Films," *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. 32, no. 5, pp. 634–644, Sep. 1985.
- [51] J. G. Gualtieri, J. A. Kosinski, and A. Ballato, "Piezoelectric materials for acoustic wave applications," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 41, no. 1, pp. 53–59, Jan. 1994.
- [52] R. Aigner, "High performance RF-filters suitable for above IC integration: film bulk-acoustic- resonators (FBAR) on silicon," in *Custom Integrated Circuits Conference, 2003. Proceedings of the IEEE 2003, 2003*, pp. 141–146.
- [53] J. B. Lee, H. J. Kim, S. G. Kim, C. S. Hwang, S.-H. Hong, Y. H. Shin, and N. H. Lee, "Deposition of ZnO thin films by magnetron sputtering for a film bulk acoustic resonator," *Thin Solid Films*, vol. 435, no. 1–2, pp. 179–185, Jul. 2003.
- [54] H. P. Lobl, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok, and F. van Straten, "Piezoelectric materials for BAW resonators and filters," in *2001 IEEE Ultrasonics Symposium, 2001*, vol. 1, pp. 807–811 vol.1.



- [55] D. A. Berlincourt, C. Cmolik, and H. Jaffe, "Piezoelectric Properties of Polycrystalline Lead Titanate Zirconate Compositions," *Proc. IRE*, vol. 48, no. 2, pp. 220–229, Feb. 1960.
- [56] K. Nakamura and Y. Kawamura, "Electromechanical coupling factor of KNbO₃ single crystal," in *1999 IEEE Ultrasonics Symposium, 1999. Proceedings*, 1999, vol. 2, pp. 1013–1018 vol.2.
- [57] M. Zgonik, R. Schlessler, I. Biaggio, E. Voit, J. Tscherry, and P. Günter, "Materials constants of KNbO₃ relevant for electro- and acousto-optics," *J. Appl. Phys.*, vol. 74, no. 2, pp. 1287–1297, Jul. 1993.
- [58] R. LANZ, "Piezoelectric thin films for bulk acoustic wave resonator applications|: from processing to microwave filters," ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2004.
- [59] P. Hartemann and E. Dieulesaint, "Acoustic-surface-wave filters," *Electron. Lett.*, vol. 5, no. 25, pp. 657–658, Dec. 1969.
- [60] P. V. Wright, "A review of SAW resonator filter technology," in *Ultrasonics Symposium, 1992. Proceedings., IEEE 1992*, 1992, pp. 29–38 vol.1.
- [61] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara, and Y. Satoh, "Development of low-loss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones," in *Ultrasonics Symposium, 1992. Proceedings., IEEE 1992*, 1992, pp. 111–115 vol.1.
- [62] E. A. Ash, "Surface Wave Grating Reflectors and Resonators," in *Microwave Symposium, G-MTT 1970 International*, 1970, pp. 385–386.
- [63] Y. Taguchi, S. I. Seki, K. Onishi, and K. Eda, "A new balanced-unbalanced type RF-band SAW filter," in *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, 1996, vol. 2, pp. 417–420 vol.2.
- [64] Yoshio Satoh, Osamu Ikata, and Tsutomu Miyashita, "RF SAW Filters," 2-3-12 Shin-Yokohama, Yokohama-shi, 222-0033, Japan.
- [65] Y. Satoh, T. Nishihara, O. Ikata, M. Ueda, and H. Ohomori, "SAW duplexer metallizations for high power durability," in *1998 IEEE Ultrasonics Symposium, 1998. Proceedings*, 1998, vol. 1, pp. 17–26 vol.1.
- [66] R. Lanz and P. Muralt, "Bandpass filters for 8 GHz using solidly mounted bulk acoustic wave resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 52, no. 6, pp. 938–948, Jun. 2005.
- [67] K. M. Lakin and J. S. Wang, "UHF Composite Bulk Wave Resonators," in *1980 Ultrasonics Symposium*, 1980, pp. 834–837.
- [68] K. M. Lakin, J. S. Wang, G. R. Kline, A. R. Landin, Y. Y. Chen, and J. D. Hunt, "Thin Film Resonators and Filters," in *1982 Ultrasonics Symposium*, 1982, pp. 466–475.
- [69] G. J. Coussot, "Bulk Wave Resonator for the 100-300 MHz Frequency Range," in *1974 Ultrasonics Symposium*, 1974, pp. 590–591.
- [70] T. W. Grudkowski, J. F. Black, T. M. Reeder, D. E. Cullen, and R. A. Wagner, "Fundamental Mode VHF/UHF Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters on Silicon," in *1980 Ultrasonics Symposium*, 1980, pp. 829–833.
- [71] K. Nakamura, H. Sasaki, and H. Shimizu, "ZnO/SiO₂-diaphragm composite resonator on a silicon wafer," *Electron. Lett.*, vol. 17, no. 14, pp. 507–509, Jul. 1981.
- [72] G. R. Kline and K. M. Lakin, "1.0-GHz thin-film bulk acoustic wave resonators on GaAs," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 43, no. 8, pp. 750–751, Oct. 1983.
- [73] H. Satoh, Y. Ebata, H. Suzuki, and C. Narahara, "An Air-Gap Type Piezoelectric Composite Thin Film Resonator," in *39th Annual Symposium on Frequency Control. 1985*, 1985, pp. 361–366.
- [74] H. Satoh, H. Suzuki, C. Takahashi, C. Narahara, and Y. Ebata, "A 400MHz One-Chip Oscillator Using an Air-Gap Type Thin Film Resonator," in *IEEE 1987 Ultrasonics Symposium*, 1987, pp. 363–368.
- [75] K. Yamanouchi and M. Oba, "New Air Gap Type Piezoelectric Composite Thin Film Resonators," in *IEEE 1987 Ultrasonics Symposium*, 1987, pp. 415–418.
- [76] K. M. Lakin, K. T. McCarron, and R. E. Rose, "Solidly mounted resonators and filters," in *1995 IEEE Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings*, 1995, vol. 2, pp. 905–908 vol.2.
- [77] W. E. Newell, "Face-mounted piezoelectric resonators," *Proc. IEEE*, vol. 53, no. 6, pp. 575–581, Jun. 1965.



- [78] S. Pinkett, W. Hunt, B. Barber, and P. Gammel, "Broadband characterization of zinc oxide-based solidly mounted resonators," in *Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002. IEEE International*, 2002, pp. 15–19.
- [79] K. M. Lakin, G. R. Kline, and K. T. McCarron, "Development of miniature filters for wireless applications," in *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, 1995, pp. 883–886 vol.2.
- [80] S. Ohta, K. Nakamura, A. Doi, and Y. Ishida, "Temperature characteristics of solidly mounted piezoelectric thin film resonators," in *2003 IEEE Symposium on Ultrasonics*, 2003, vol. 2, p. 2011–2015 Vol.2.
- [81] N. BEN HASSINE, "Etude de la fiabilité des composants à ondes acoustiques de volume (BAW) pour des applications Radio Fréquence," Université Joseph Fourier (UJF), 2009.
- [82] E. S. Ferre-Pikal, M. C. D. Aramburo, F. L. Walls, and K. M. Lakin, "1/f frequency noise of 2-GHz high-Q thin-film sapphire resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 48, no. 2, pp. 506–510, Mar. 2001.
- [83] H. Yu, C. Y. Lee, W. Pang, H. Zhang, A. Brannon, J. Kitching, and E. S. S. Kim, "HBAR-Based 3.6 GHz oscillator with low power consumption and low phase noise," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 56, no. 2, pp. 400–403, Feb. 2009.
- [84] M. Rinaldi, C. Zuniga, C. Zuo, and G. Piazza, "Ultra-thin Super High Frequency two-port ALN contour-mode resonators and filters," in *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2009, pp. 577–580.
- [85] K. E. Wojciechowski, R. H. Olsson, C. D. Nordquist, and M. R. Tuck, "Super high frequency width extensional aluminum nitride (AlN) MEMS resonators," in *2009 IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2009, pp. 1179–1182.
- [86] M. Rinaldi, C. Zuniga, and G. Piazza, "5-10 GHz AlN Contour-Mode Nanoelectromechanical Resonators," in *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009*, 2009, pp. 916–919.
- [87] C. Zuo, J. V. der Spiegel, and G. Piazza, "1.5-GHz CMOS voltage-controlled oscillator based on thickness-field-excited piezoelectric AlN contour-mode MEMS resonators," in *2010 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, 2010, pp. 1–4.
- [88] K. E. Wojciechowski, R. H. Olsson, M. R. Tuck, E. Roherty-Osmun, and T. A. Hill, "Single-chip precision oscillators based on multi-frequency, high-Q aluminum nitride MEMS resonators," in *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2009, pp. 2126–2130.
- [89] C. Zuo, N. Sinha, J. V. der Spiegel, and G. Piazza, "Multifrequency Pierce Oscillators Based on Piezoelectric AlN Contour-Mode MEMS Technology," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 19, no. 3, pp. 570–580, Jun. 2010.
- [90] C. Zuo, J. V. D. Spiegel, and G. Piazza, "1.05-GHz CMOS oscillator based on lateral- field-excited piezoelectric AlN contour- mode MEMS resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 57, no. 1, pp. 82–87, Jan. 2010.
- [91] C. Zuo, N. Sinha, and G. Piazza, "Very high frequency channel-select MEMS filters based on self-coupled piezoelectric AlN contour-mode resonators," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 160, no. 1–2, pp. 132–140, May 2010.
- [92] W. Pan, R. Abdolvand, and F. Ayazi, "A low-loss 1.8GHz monolithic thin-film piezoelectric-on-substrate filter," in *IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2008. MEMS 2008*, 2008, pp. 176–179.
- [93] E. R. Crespin, R. H. Olsson, K. E. Wojciechowski, D. W. Branch, P. Clews, R. Hurley, and J. Gutierrez, "Fully integrated switchable filter banks," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 1–3.
- [94] G. Piazza, P. J. Stephanou, and A. P. Pisano, "One and two port piezoelectric higher order contour-mode MEMS resonators for mechanical signal processing," *Solid-State Electron.*, vol. 51, no. 11–12, pp. 1596–1608, Nov. 2007.
- [95] B. Kim, R. H. Olsson, and K. E. Wojciechowski, "Capacitive frequency tuning of ALN micromechanical resonators," in *2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2011, pp. 502–505.



- [96] A. Tazzoli, M. Rinaldi, and G. Piazza, "Ovenized high frequency oscillators based on aluminum nitride contour-mode MEMS resonators," in *Electron Devices Meeting (IEDM), 2011 IEEE International*, 2011, p. 20.2.1-20.2.4.
- [97] B. Kim, J. Nguyen, K. E. Wojciechowski, and R. H. Olsson, "Oven-Based Thermally Tunable Aluminum Nitride Microresonators," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 22, no. 2, pp. 265–275, Apr. 2013.
- [98] S. A. Sis, V. Lee, J. D. Phillips, and A. Mortazawi, "A DC voltage dependent switchable acoustically coupled BAW filter based on BST-on-silicon composite structure," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 1–3.
- [99] C. D. Nordquist, R. H. Olsson, S. M. Scott, D. W. Branch, T. Pluym, and V. Yarberr, "On/Off micro-electromechanical switching of AlN piezoelectric resonators," in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, pp. 1–4.



■ Chapitre II : Etude sur le matériau piézoélectrique ZnO et procédé de fabrication des micro-résonateurs

Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	77
II.	LE PROCEDE DE FABRICATION DES MICRO-RESONATEURS PIEZOELECTRIQUES	77
II.1.	La réalisation de la membrane suspendue	77
II.2.	Réalisation de l'électrode inférieure.....	81
II.3.	Dépôt de la couche mince piézoélectrique de ZnO.....	83
II.4.	Implémentation des électrodes supérieures IDTs.....	84
III.	PROPRIETES ET ETUDE DES DEPOTS DE L'OXYDE DE ZINC (ZNO).....	85
III.1.	Structure cristallographique et propriétés mécaniques et électriques du ZnO.....	86
III.2.	Différentes techniques de dépôt du ZnO	87
III.3.	Réalisation des couches minces de ZnO par la technique PLD.....	87
III.4.	Difficultés technologiques : contraintes résiduelles dans les films et microfissures	91
IV.	OPTIMISATION DE L'ELECTRODE INFERIEURE DES MICRO-RESONATEURS.....	93
IV.1.	Caractéristiques structurales et électriques des couches de ZnO déposées sur molybdène et sur platine	95
IV.2.	Optimisation du dépôt de l'électrode inférieure en molybdène.....	100
V.	FABRICATION DES CIRCUITS MICRO-RESONATEURS	102
V.1.	Dispositifs préliminaires réalisés sur wafer Si HR.....	102
V.2.	Influence de l'inhomogénéité des couches piézoélectriques sur les performances électriques	107
VI.	CONCLUSION	111
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II.....	112



I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter le design des micro-résonateurs piézoélectriques, objet de nos recherches pendant les travaux de cette thèse. Une description détaillée du procédé de fabrication sera présentée au début, afin de bien comprendre les enjeux rencontrés et les solutions qui ont été proposées et réalisées. Le matériau piézoélectrique utilisé pendant ces travaux est l'oxyde de zinc, fabriqué au laboratoire SPCTS de l'Université de Limoges. La méthode d'élaboration de ce type de couche mince est le procédé de l'ablation par laser à impulsions, le plus souvent désigné par son acronyme anglo-saxon PLD, pour *Pulsed Laser Deposition*. Nous présenterons le dispositif expérimental associé à l'élaboration de ce matériau ainsi que les techniques de caractérisation mises en œuvre pour analyser les films obtenus. Une partie de ce chapitre sera consacrée à l'explication du choix du métal utilisé pour l'électrode inférieure des résonateurs car il influence directement les caractéristiques piézoélectriques et électriques de la couche d'oxyde de zinc déposée sur cette électrode. Enfin, les résultats de mesures hautes fréquences des premiers circuits réalisés seront présentés et interprétés.

II. Le procédé de fabrication des micro-résonateurs piézoélectriques

Nous débuterons ce chapitre par la présentation du procédé de fabrication des micro-résonateurs afin de mieux comprendre les optimisations réalisées sur les différentes étapes dont nous détaillerons le contenu au cours de ce chapitre.

II.1. La réalisation de la membrane suspendue

Les micro-résonateurs ont été réalisés sur des membranes de silicium (Si) suspendues. Le silicium sous sa forme monocristalline (wafer de silicium de différentes orientations cristallines) est largement utilisé dans la fabrication des MEMS, à la fois en tant que substrat, pour sa compatibilité avec les procédés de la microélectronique et en tant que matériau de structure pour les dispositifs MEMS. Outre ces propriétés exceptionnelles comme semi-conducteur qui ont fait son succès en microélectronique, le silicium possède d'excellentes propriétés acoustiques. Ces caractéristiques sont en relation directes avec la valeur élevée de son module de Young (environ 130 à 170GPa suivant la direction cristallographique



considérée) [1], très proche de celui de certains métaux rigides comme le l'acier ou le nickel [2]. Cette caractéristique lui permet d'atteindre des facteurs de qualité très importants, surtout pour les ondes acoustiques qui peuvent s'y propager à une vitesse élevée de 8500m/s environ. Le but de la réalisation de micro-résonateurs sur des membranes de silicium suspendues est de profiter du très haut facteur de qualité mécanique de ce matériau, combiné avec le coefficient de couplage élevé de la transduction acoustique piézoélectrique du micro-résonateur. Ainsi, cette membrane suspendue assure l'isolation acoustique des résonateurs, nécessaire à leur bon fonctionnement, comme expliqué dans le premier chapitre.

Le design de la membrane suspendue aura un effet direct sur les performances électriques et acoustiques de micro- résonateurs piézoélectriques. L'épaisseur, la géométrie ainsi que la nature du matériau utilisé peuvent affecter la fréquence de résonance, les pertes d'insertion, le facteur de qualité et le couplage électromécanique de ces dispositifs. L'influence de l'épaisseur de la membrane de silicium sur ces propriétés a été étudiée par l'équipe de *Wanling Pan et al.* [3] qui a démontré que la fréquence de résonance augmente et que les pertes d'insertion diminuent lorsque l'épaisseur de la membrane de silicium diminue. D'autres travaux ont montré que la géométrie de la membrane en Si a une grande influence sur la valeur du facteur de qualité du micro-résonateur, en confinant les ondes acoustiques à l'intérieur du micro-résonateur. L'équipe de *Xiao Di et al.* [4] a prouvé l'efficacité de l'utilisation des bords biconvexes (bords arrondis) où l'introduction de fentes proches des ancrages, comme représenté figure 2-1, permet d'augmenter le facteur de qualité des micro-résonateurs en confinant les ondes acoustiques à l'intérieur du micro-résonateur. D'autres équipes ont essayé d'utiliser des matériaux ayant des propriétés mécaniques supérieures à celle du Si, en utilisant des matériaux comme le carbure de silicium (SiC) et le diamant nanocristallin (NCD). Le SiC utilisé par *Songbin Gong et al.* [5] présente moins de pertes que le silicium et peut augmenter le produit $f \times Q$ jusqu'à 20 fois par rapport à celui du silicium [6]. Quant au NCD utilisé par *Reza Abdolvand et al.* [7], il possède un module d'élasticité très élevé, ce qui contribue à l'augmentation de la fréquence de résonance et du facteur de couplage électromécanique de la transduction piézo-électrique : une augmentation de plus de 1,8 fois sur la fréquence de résonance est mesurée pour les dispositifs fabriqués sur une épaisseur de 2 μ m de NCD par rapport aux dispositifs de même taille réalisés sur silicium.



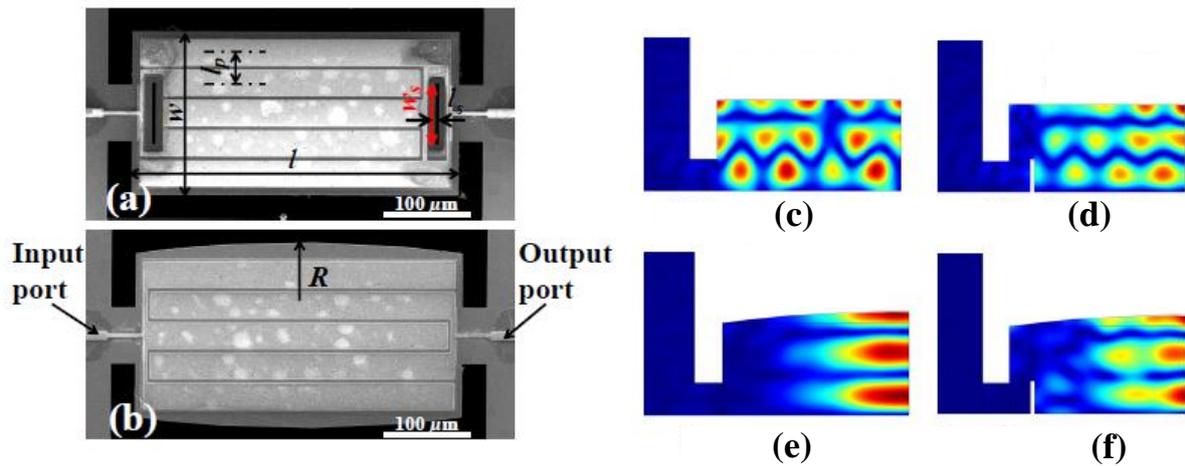


Figure 2-1 : Image MEB de micro-résonateurs possédant une membrane suspendue en Si (a) avec des fentes et (b) en forme biconvexe. Les résultats des simulations FEM montrant la dispersion des ondes acoustiques dans la membrane de Silicium d'un (c) dispositif normal, (d) prévu avec des fentes usinés dans l'épaisseur de la membrane, (e) de forme biconvexe et (f) biconvexe avec fente [4]

Durant les travaux de cette thèse, nous avons fabriqué des micro-résonateurs piézoélectriques sur des membranes de silicium suspendues comme ceux qui ont été présentés dans l'état de l'art. Pour ce faire, nous avons utilisé des wafers de type SOI (pour Silicon On Insulator) constitués d'une fine couche de silicium comprises entre deux couches d'oxyde de silicium SiO_2 .

Les différentes étapes technologiques utilisées pour réaliser une membrane de Si suspendue sont décrites dans la figure 2-2. La couche de Si de très faible épaisseur ($2\mu\text{m}$) assure une fréquence de fonctionnement assez élevée pour le dispositif final et possède une haute résistivité électrique ($\rho > 5000\Omega\cdot\text{cm}$).

Pour libérer la membrane de silicium et la suspendre, une étape préalable de gravure de $450\mu\text{m}$ de profondeur doit être réalisée en face arrière. Pour ce faire, une solution basique de TMAH (Tétra MéthylAmine Hydroxyde), est utilisée à une température d'environ 85°C , permettant d'atteindre une vitesse de gravure de l'ordre de $0.8\mu\text{m}/\text{min}$.



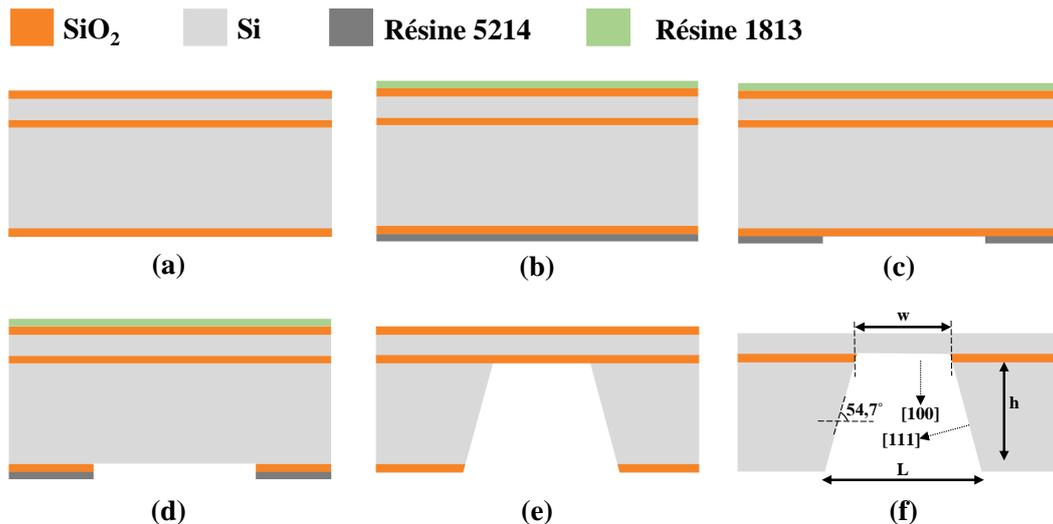


Figure 2-2 : Les différentes étapes technologiques pour réaliser des membranes de silicium suspendues. (a) Substrat de SOI contenant une couche de Si de $2\mu\text{m}$ protégée des deux côtés par du SiO_2 . (b) Protection de la face avant à l'aide d'une résine positive et étalement d'une résine négative sur la face arrière. (c) Lithographie et développement de la résine négative (en face arrière). (d) Ouverture de la face arrière en gravant le SiO_2 à l'aide du HF. (e) Gravure profonde du silicium en utilisant le TMAH et (f) élimination des couches de SiO_2 après la libération de la membrane de silicium

Il convient de noter qu'il existe un angle d'attaque de 54.7° lors de la gravure de silicium avec l'orientation cristalline de type (100), comme représenté sur la figure 2-2 (f). Cet angle d'attaque provient de la variation de la vitesse de gravure des différents plans du silicium (on parle de gravure anisotrope). Comme nous l'avons précisé précédemment, le silicium est un matériau de structure cristalline dite « diamant » : ses atomes forment des cubes dont les faces possèdent un atome supplémentaire au centre des carrées (voir figure 2-3). Chaque type de plans de cristallins possède une densité d'atomes différents, et, par suite, sera caractérisé par une vitesse de gravure différente. Des mesures ont montré que la vitesse d'attaque du plan (100) est de l'ordre de 100 fois plus rapide que celle du plan (111) [8].

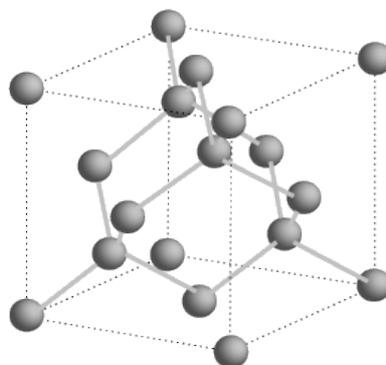


Figure 2-3 : Vue d'un cristal de silicium



Les membranes carrées sont obtenues à partir d'ouvertures en face arrière du substrat SOI. Le TMAH dissout très rapidement les résines photosensibles utilisés couramment dans les techniques de micro fabrication électroniques. De ce fait, pour protéger les autres zones de l'attaque chimique du TMAH, on utilise le SiO₂ qui présente une bonne résistance chimique à cette solution. La dimension de l'ouverture du masque à réaliser en face arrière, L , s'exprime en fonction de la dimension de la membrane libérée en face avant w et de la profondeur de gravure du substrat h selon l'équation (2.1) (voir figure 2-2) :

$$L = \frac{2.h}{\text{tg}(54.7^\circ)} + w \quad (2.1)$$

La figure 2-4 montre la face arrière d'un substrat après la libération des membranes de silicium.

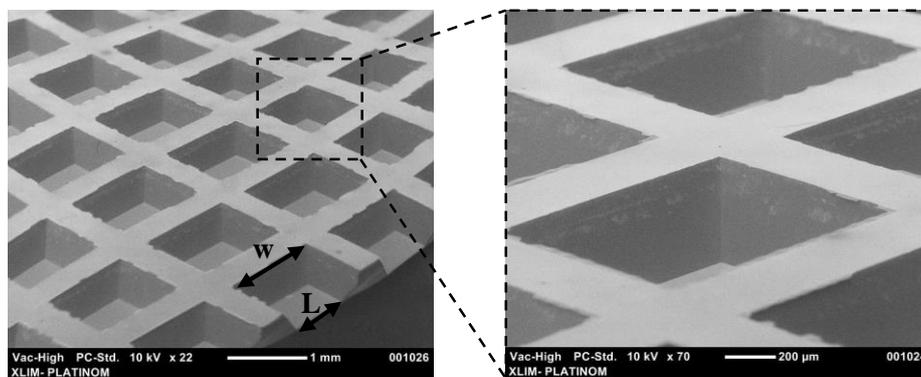


Figure 2-4 : Image MEB prise de la face arrière d'un substrat SOI après la libération des membranes de silicium et qui montre les cavités formées après l'attaque du TMAH

II.2. Réalisation de l'électrode inférieure

Après la réalisation de la membrane de silicium suspendue, la prochaine étape dans la réalisation du micro-résonateur est le dépôt d'une électrode inférieure qui joue le rôle d'électrode flottante connectée à la masse. L'intérêt de cette électrode a été présenté dans le premier chapitre. Cette électrode est réalisée en molybdène, déposé à une température de 300°C par pulvérisation cathodique DC. Cette température permet de réaliser un dépôt métallique cristallisé, ce qui favorise la bonne orientation de la couche piézoélectrique de ZnO qui sera déposée au-dessus par la suite. Les conditions de dépôt du molybdène sont détaillées dans le tableau 2-1 et les différentes étapes de réalisation de l'électrode inférieure sont décrites figure 2-5.



Pression	10 ⁻² mbar
Puissance	150 watts
Température	300 °C
Distance cible/substrat	12 cm
Temps du dépôt	5 min

Tableau 2-1 : Tableau représentant les conditions de dépôt du Molybdène par pulvérisation cathodique DC

Une fois le dépôt réalisé (sur toute la surface du substrat), une étape de photolithographie en utilisant une résine photosensible positive (résine S1813) est nécessaire afin de définir par gravure humide les dimensions spécifiques de l'électrode. Cette résine sera ensuite développée et la couche de molybdène gravée dans une solution de Mo-etch (combinaison de trois acides : l'acide phosphorique, l'acide nitrique et l'acide sulfurique). Enfin, l'échantillon est plongé dans un bain d'acétone pour enlever la résine protectrice et pour nettoyer la surface de l'électrode inférieure avant le dépôt de la couche piézoélectrique de ZnO.

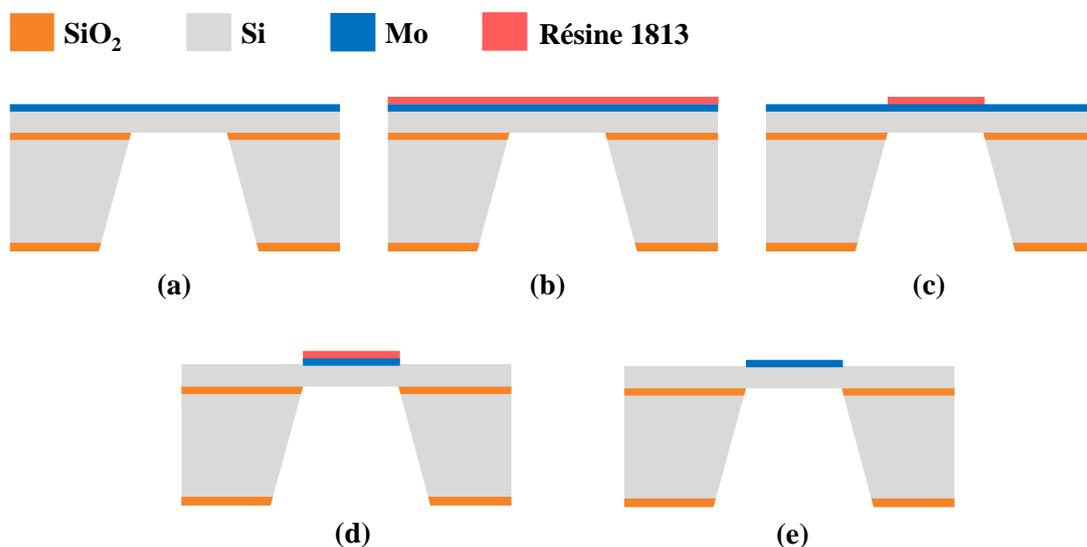


Figure 2-5 : Les différentes étapes de la réalisation de l'électrode inférieure. (a) Dépôt du molybdène par pulvérisation cathodique DC. (b) Dépôt de la résine positive et (c) développement de cette résine pour définir la forme de l'électrode inférieure souhaitée. (d) Gravure humide du Molybdène et (e) nettoyage de la surface à l'aide de l'acétone

Une image d'une électrode inférieure en molybdène, gravée et prête pour l'étape suivante (dépôt de ZnO) est représentée figure 2-6. Elle montre une très bonne définition des motifs



gravés malgré leurs réalisations sur une membrane de silicium suspendue relativement fragile qui complique les étapes de lithographie.

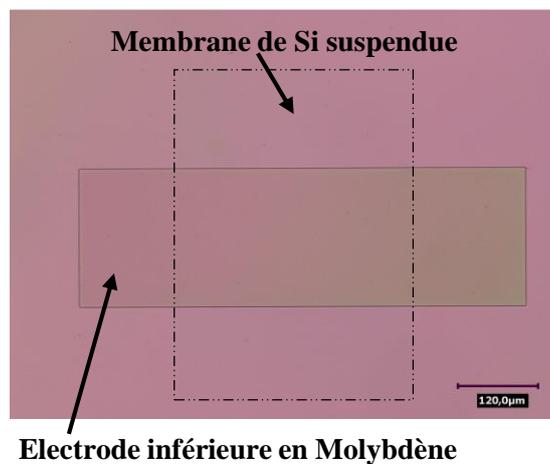


Figure 2-6 : Image par microscopie optique qui montre l'électrode inférieure en Molybdène réalisée sur une membrane suspendue de silicium

II.3. Dépôt de la couche mince piézoélectrique de ZnO

Le matériau piézoélectrique utilisé dans nos micro-résonateurs est l'oxyde de Zinc (ZnO). Ce dépôt est réalisé par la technique d'ablation laser ou PLD (Pulsed Layer Deposition) à partir d'une cible massive de Zn sur des substrats chauffés à une température de 320°C. Cette étape est l'une des plus importantes mais aussi la plus sensible, car cette couche piézoélectrique constitue le cœur du fonctionnement des micro-résonateurs. Plusieurs difficultés liées à cette étape ont été rencontrées : la formation des microfissures dans le film de ZnO déposé, la destruction des membranes en Si suspendues pendant le dépôt de ZnO, des orientations cristallines parasites du ZnO et l'inhomogénéité de l'épaisseur des couches de ZnO déposées. Chacun de ces problèmes sera développé en détail au sein du présent chapitre, en mentionnant les solutions qui ont été proposées et les résultats des optimisations apportés. La figure 2-7 montre le schéma du dispositif micro-résonateur après le dépôt de la couche piézoélectrique de ZnO sur toute la surface du circuit.

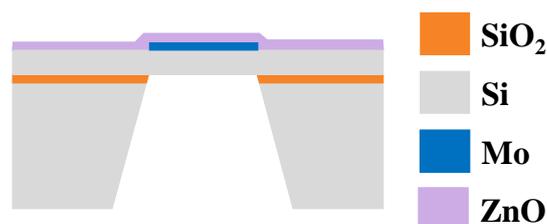


Figure 2-7 : Dépôt de la couche piézoélectrique de ZnO par PLD



II.4. Implémentation des électrodes supérieures IDTs

La dernière étape de fabrication du micro-résonateur consiste à réaliser les électrodes d'entrée et de sortie du signal RF. Ces électrodes sont en forme de peignes inter-digités IDTs et possèdent une largeur w et un espacement S entre chaque doigt. Pour un matériau piézoélectrique donné, la fréquence de résonance des micro-résonateurs est inversement proportionnelle à la périodicité P qui est la somme de w et de S ($P = w + S$). Ainsi, si l'on souhaite atteindre les fréquences de fonctionnement les plus élevées possibles, il est nécessaire de réaliser des électrodes de petites largeurs, avec de faibles espacements entre elles, afin de réduire le plus possible la valeur de la périodicité P . Les étapes de la réalisation de ces électrodes IDT sont présentées sur la figure 2-8.

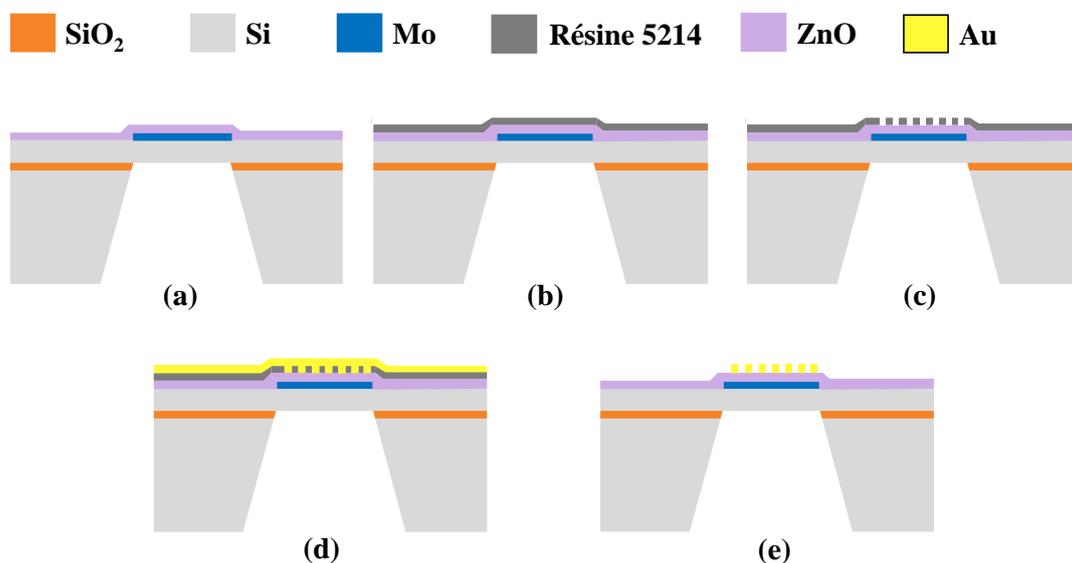


Figure 2-8 : Réalisation des électrodes IDTs en utilisant la technique lift-off. (b) et (c) Etalement et développement d'une résine négative sur la couche préalablement déposée de ZnO. (d) Dépôt d'une couche d'Or par évaporation et (e) élimination de la résine à l'aide d'un bain d'acétone

Pour obtenir des électrodes de très petites dimensions (2 à 3 μm de largeur, par exemple), la photolithographie avec une résine positive associée à une étape de gravure humide n'est pas efficace. Nous avons eu recours à la méthode de lift-off. Cette méthode consiste à utiliser une résine négative, la développer selon la forme des électrodes IDTs et puis déposer le métal pleine plaque sur le « moule » de résine. Enfin, l'échantillon est plongé dans un bain d'acétone afin d'enlever les motifs de résine. De cette manière, le métal reste seulement dans les endroits où la résine a été développée puis enlevée lors de la première étape. Le métal d'électrode supérieure utilisé dans nos micro-résonateurs est l'or (Au) qui possède une très faible résistivité et contribue ainsi à la réduction des pertes d'insertion dans les dispositifs. Quelques images de



ces électrodes sont représentées sur la figure 2-9 qui montrent une très bonne définition des peignes IDTs d'environ $2,2\mu\text{m}$ de largeur.

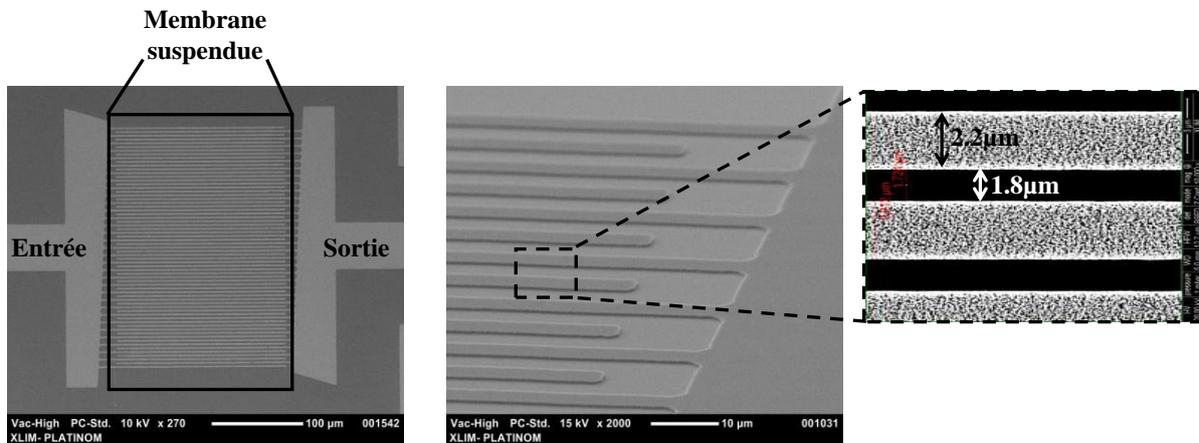


Figure 2-9 : Images par microscopie électronique à balayage (MEB) des électrodes IDTs réalisées. De très petites dimensions peuvent être atteintes en utilisant la méthode de réalisation type lift-off.

III. Propriétés et étude des dépôts de l'Oxyde de Zinc (ZnO)

L'oxyde de Zinc (ZnO) est un semi-conducteur qui a fait l'objet de recherches intensives depuis plusieurs décennies en raison des applications potentielles de ce matériau dans de nombreux domaines scientifiques et industriels tels que des transducteurs piézoélectriques, guides d'ondes optiques, capteurs de gaz, des électrodes transparentes conductrices, *etc.* [9]. Il a ainsi reçu une attention croissante et est encore reconnu comme un candidat prometteur pour des applications optoélectroniques dans la gamme des UV. Ses propriétés piézoélectriques ont permis le développement de filtres acoustiques intégrables dans les chaînes de télécommunication et dans les terminaux mobiles pour lesquels il existe actuellement un fort besoin.

Toutes ces applications ont stimulé la recherche liée à la croissance des films minces de ZnO de haute qualité par un grand nombre de techniques différentes.



III.1. Structure cristallographique et propriétés mécaniques et électriques du ZnO

Le ZnO peut présenter trois structures cristallographiques différentes. La première, qui est la phase thermodynamiquement stable dans les conditions standards, est la structure de type wurtzite, montrée dans la figure 2-10. Cette structure est constituée d'un réseau hexagonal, appartenant au groupe d'espace P6₃mc qui se caractérise par deux sous-réseaux interconnectés de Zn²⁺ et d'O²⁻, de sorte que chaque ion Zn est entouré par un tétraèdre d'ions O, et *vice-versa*. Les paramètres de maille de chaque cellule élémentaire hexagonale sont $a = 3.2495 \text{ \AA}$ et $c = 5,2069 \text{ \AA}$, et sa densité théorique est égale à $5,605 \text{ g.cm}^{-3}$ [10]. Cette coordination tétraédrique donne lieu à une symétrie polaire le long de l'axe hexagonal. Cette symétrie polaire est responsable de la non centro-symétrie de la structure et donc d'un certain nombre de propriétés du ZnO, comme sa piézoélectricité, la polarisation spontanée, *etc...*

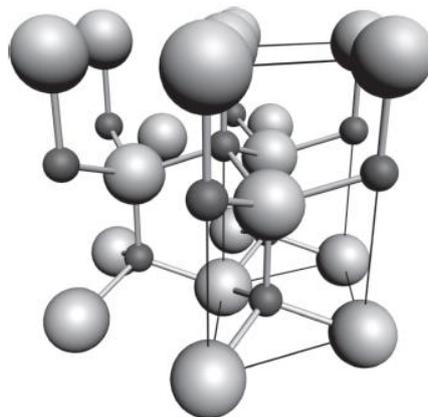


Figure 2-10 : La structure Wurtzite hexagonale de ZnO. Les atomes O sont représentés par de grandes sphères blanches tandis que les atomes de Zn sont les petites sphères grises foncées

Les deux autres structures cristallographiques du ZnO que l'on rencontre (et recensées dans la littérature scientifique) sont la structure cubique de type « zinc blende » et la structure de type « Rocksalt » (NaCl). La structure de « zinc blende » du ZnO n'est stable que par croissance sur des substrats structures cubiques [11], tandis que la structure de Rocksalt est une phase métastable formée à très haute pression ($\sim 10 \text{ GPa}$) et ne peut pas être stabilisée par épitaxie [12]. Des calculs théoriques évoquent aussi la possibilité de formation d'une quatrième structure qui est cubique, à des températures extrêmement élevées. Cette structure n'a cependant pas encore été observée expérimentalement [13].



L'oxyde de zinc est un matériau semi-conducteur qui possède une énergie de bande interdite égale à 3,4eV. C'est un oxyde relativement mou qui possède une dureté de ~ 5 GPa [14]. Sa conductivité thermique a été déterminée sur des monocristaux orienté (0001) [15] ; la plus grande valeur mesurée est de $\kappa = 1,02 \pm 0,07 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$ pour la surface se terminant par des atomes de zinc et de $\kappa = 1,10 \pm 0,09 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$ pour la surface finissant par des atomes d'oxygène. Ces valeurs relativement élevées de la conductivité thermiques ont de l'importance, par exemple lors de l'utilisation du matériau dans des applications à hautes puissances RF (capacité à dissiper la chaleur produite). Le coefficient de dilatation thermique du ZnO vaut $\alpha_a = 2,49 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ à 300K [16]. La mobilité électrique, déterminée par effet Hall à 300K pour les porteurs de type n est de $\mu_n = 200 \text{ cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$ et pour des porteurs de type p, elle est de $\mu_p = 5-50 \text{ cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$ [17].

III.2. Différentes techniques de dépôt du ZnO

Les nombreuses applications optoélectroniques et nanoélectroniques ont nécessité le développement et l'amélioration de nouvelles techniques de dépôt de couches minces de ZnO. Notamment dans le domaine des conducteurs transparents, les couches minces de ZnO sont une alternative prometteuse aux électrodes transparentes coûteuses à base d'ITO (oxyde mixte d' In_2O_3 et de SnO_2) [18]. Différentes techniques de dépôts du ZnO ont été développées comme les dépôts chimiques en phase vapeur (CVD) [19], les dépôts par ablation laser (PLD) [20], l'épitaxie par faisceau moléculaire (MBE) [21] ou la pulvérisation magnétron DC et RF [22].

La technique PLD que nous avons utilisé pour la réalisation des films de ZnO dans le cadre de nos recherches se présente comme une technique de dépôt relativement simple par rapport aux autres techniques de dépôt de couches minces. Elle se distingue par la souplesse/ versatilité pour optimiser les conditions de croissance en couche mince des matériaux oxydes. Les premiers résultats publiés faisant référence à des couches minces de ZnO à haute qualité cristallographique obtenues à l'aide de la PLD datent de 1983 [23], [24].

III.3. Réalisation des couches minces de ZnO par la technique PLD

Le principe de la PLD consiste, comme il est indiqué sur la figure 2-11, à focaliser un faisceau d'un laser à impulsions intenses et brèves, sur une cible massive du matériau que nous voulons déposer et de placer un substrat en vis-à-vis de la cible irradiée. Sous vide, les particules éjectées forment une bulle de vapeur (ou panache plasma) qui se déplace



perpendiculairement à la surface de la cible. Les espèces dans le panache ont une énergie cinétique très importante. La matière évaporée se condense enfin sur le substrat placé en regard de la cible. C'est un procédé séquentiel, la couche se construit tir laser après tir laser.

Les principaux avantages de la PLD sont liés à l'énergie cinétique importante des espèces produites : celle-ci permet une croissance du film de haute qualité à des températures faible de substrat (entre 200°C et 800°C).

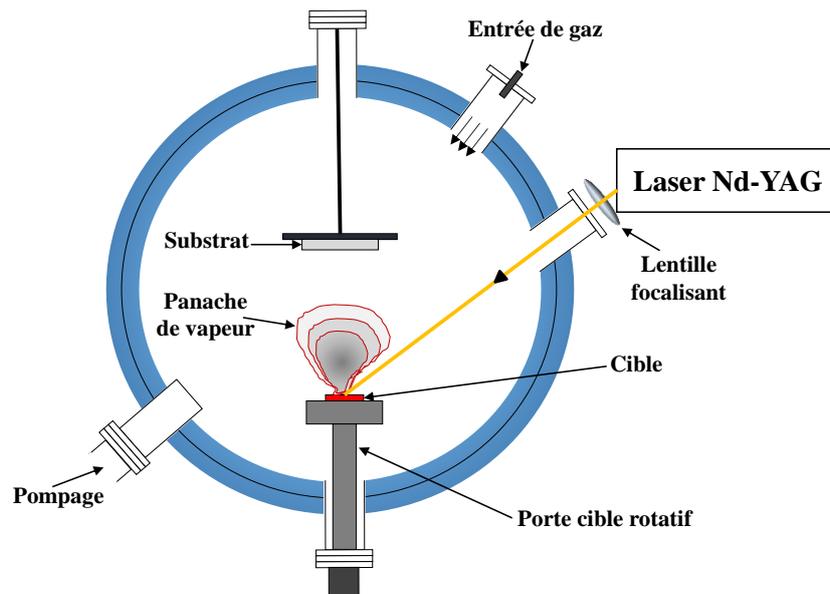


Figure 2-11 : Schéma représentant le principe d'un système de dépôt par PLD

Conceptuellement, la technique de PLD est probablement la plus simple parmi toutes les techniques de dépôt de films minces : la croissance des couches est obtenue par vaporisation d'un matériau à l'aide d'impulsions laser de très haute énergie. Les cibles utilisées sont relativement petites (25 mm de diamètre), ce qui est pratique pour effectuer des études de variation de composition. Le contrôle de la stœchiométrie des films déposés est généralement plus simple par PLD qu'avec les autres techniques de dépôt. C'est pourquoi l'ablation laser a permis le développement et l'intégration de plusieurs matériaux oxydes complexes comme des supraconducteurs de la famille des YBaCuO, des ferroélectriques du type BaSrTiO₃, etc...

Pour toutes ces raisons, nous avons utilisé la PLD pour le dépôt des couches minces de ZnO durant les travaux de cette thèse. Les résultats des analyses par diffraction des rayons X ont montré que les films de ZnO déposés sont cristallisés avec une orientation cristallographique qui favorise les propriétés piézoélectriques des couches, résultat confirmé par les réponses lors des mesures hautes fréquences des circuits intégrant ce matériau.



Le dispositif expérimental de dépôt PLD que nous avons utilisé est représenté sur la figure 2-12. Il est composé de trois éléments principaux : le laser, l'enceinte et le porte substrat.

Le laser utilisé durant ce travail est un « Thin Film Star » TFS 100 de la société Tui Laser. Ce laser à gaz est un laser à excimères de type KrF (krypton fluor) ; il délivre des impulsions d'une durée de 20 ns à une longueur d'onde égale à 248 nm. Le faisceau laser est acheminé vers la cible qui se trouve à l'intérieur de l'enceinte ultravide grâce à un miroir UV (multicouches diélectriques de coefficient de réflexion de 95% pour une longueur d'onde de 248nm).

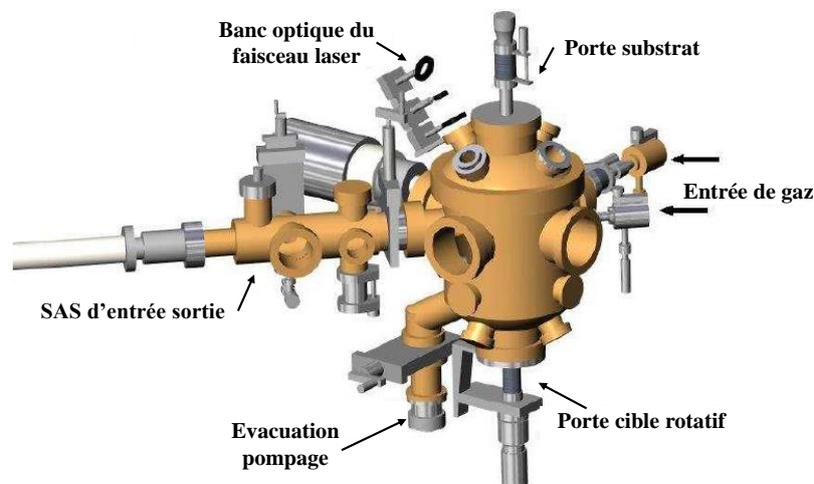


Figure 2-12 : Représentation du dispositif de dépôt par ablation laser [25]

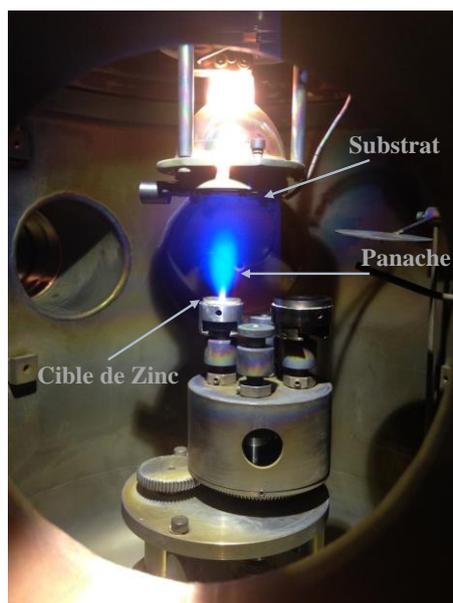


Figure 2-13 : Photographie de l'ablation d'une cible de Zinc sous atmosphère d'O₂.



Le faisceau laser est focalisé sur la cible à l'aide d'une lentille UV portée par un système de translation permettant de régler la fluence du faisceau sur la cible. Le faisceau entre à l'intérieur de l'enceinte à travers un hublot et atteint la cible avec un angle d'incidence de 35°. L'enceinte utilisée a été réalisée en technologie ultra-vide (possibilité d'atteindre un vide limite de 10^{-10} mbar). Un sas d'introduction des échantillons est monté sur le corps de l'enceinte grâce à une vanne tiroir qui évite la remise à l'air de l'enceinte après chaque dépôt, permettant ainsi l'obtention d'un vide plus rapide. Le sas est équipé d'une canne de transfert qui a été conçue pour le positionnement des échantillons sur le porte-substrat à l'intérieur de l'enceinte. Afin de régler les flux de gaz à l'intérieur de l'enceinte, une micro fuite et une vanne de réglage de débit de pompage sont aussi conçues pour permettre de travailler dans des gammes de pressions allant de 10^{-7} à 10^{-1} mbar. Le porte-substrat étant monté sur une bride réglable, il est possible de faire varier la distance entre le substrat et la cible entre 4 et 8cm environ. Il est aussi équipé d'un système de chauffage composé d'une lampe halogène qui permet d'atteindre des températures de 800°C. Les conditions de dépôt du ZnO utilisées durant nos travaux sont représentées dans le tableau 2-2. Une étude sur l'effet de la température de dépôt du ZnO et son influence sur l'orientation principale (002) des films a été réalisée par *Rafik Serhane et al.* [20] et montre que la température du substrat joue un rôle important sur l'amélioration de la qualité de la couche de ZnO. Dans notre cas, toutes les couches de ZnO déposées pendant les travaux de cette thèse ont été réalisés à la température de 320°C, à partir d'une cible de ZnO, permettant d'attendre un optimum de cristallisation du ZnO suivant l'orientation (002).

La figure 2-13 représente une photographie à l'intérieur de la chambre PLD qui a été prise lors d'un dépôt du ZnO ; elle montre la formation d'un panache plasma au-dessus de la cible de ZnO.

Cible	Zn
Laser	KrF - 248nm, 20ns
Fluence	3 J/cm ²
Distance cible/substrat	5,5 cm
Pression O ₂	10 ⁻¹ mbar
Température de dépôt	320°C

Tableau 2-2 : Tableau représentant les conditions de dépôts du ZnO



III.4. Difficultés technologiques : contraintes résiduelles dans les films et microfissures

Les dépôts des films de ZnO ont été réalisés au laboratoire SPCTS, UMR CNRS de l'Université de Limoges. Un dépôt de 15 minutes avec une fréquence d'impulsions laser égale à 10Hz conduit à la formation d'une couche de ZnO qui fait 450nm environ d'épaisseur au centre du substrat. Les premiers résultats de dépôt ont montré un problème qui affecte fortement la réalisation des micro-résonateurs sur membrane de silicium : des microfissures se formaient dans la couche de ZnO déposée comme le montre la figure 2-14. Ces microfissures, liées aux contraintes internes dans le matériau, ont induit la détérioration de la plupart des membranes suspendues de silicium lors la fabrication des premiers dispositifs de type micro-résonateurs. La figure 2-14(b) montre un exemple d'une membrane suspendue détruite suite aux contraintes dans la couche mince de ZnO que nous pouvons voir sous forme des microfissures. Les membranes de silicium possèdent une épaisseur de 2 μ m tandis que leur largeur et longueur varient de 300 μ m jusqu'à 1300 μ m. Ces microfissures, proviennent des contraintes internes dans le ZnO : c'est une « stratégie » pour le matériau pour relaxer les fortes contraintes internes qu'il subit. Ces contraintes internes sont donc le signe que les conditions de synthèses des films engendrent de fortes contraintes en tension dans ceux-ci. Ces fissures peuvent détériorer les caractéristiques électriques et piézoélectriques des films de ZnO [26].

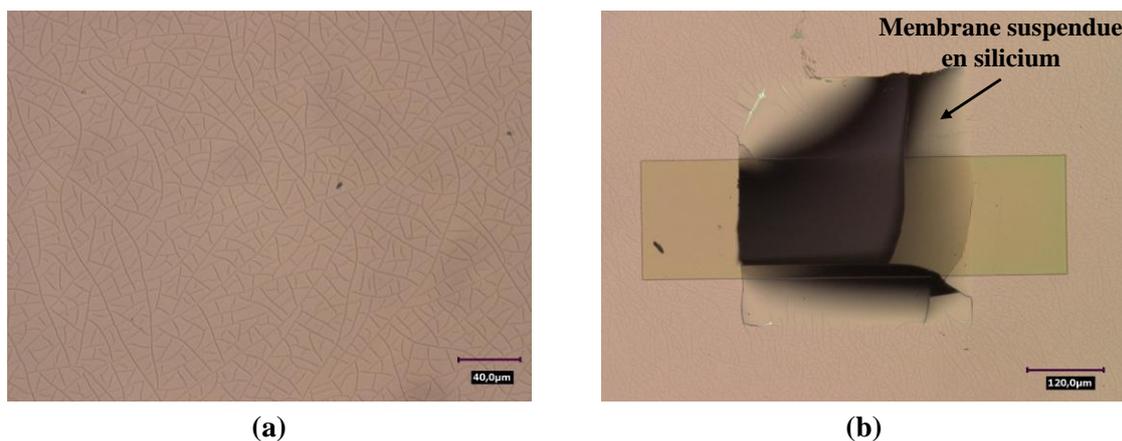


Figure 2-14 : Photographie des échantillons montrant des microfissures formées dans la couche du ZnO déposée sur : (a) un substrat en silicium et (b) un substrat SOI avec des membranes de silicium suspendues et cassées

Par la suite, nous avons identifié deux sources probables pour la génération de contraintes lors de la synthèse:



- Les conditions de synthèse, à savoir principalement : la fluence laser, la pression d'oxygène et la distance entre la cible et le substrat peuvent avoir une influence sur le niveau de contrainte dans les films
- Le refroidissement du film à la fin de la synthèse suite à l'arrêt du chauffage du substrat à la fin du dépôt. En effet la différence des coefficients de dilatation du film et du matériau qui le supporte peuvent générer lors du refroidissement, en fin de synthèse, des contraintes mécaniques dans la couche de ZnO déposée suite à l'arrêt du chauffage du substrat à la fin du dépôt.

Sur le premier point (conditions expérimentales durant la synthèse) il était compliqué de revenir sur des paramètres de synthèse qui avait déjà été optimisé pour obtenir des films cristallisés et avec la bonne stœchiométrie. Par contre, sur le second point, nous avons travaillé sur une cinétique de refroidissement plus lente que celle utilisée jusqu'à présent (simple arrêt du chauffage en fin de synthèse et refroidissement naturelle à la pression de synthèse). Pour cela, nous avons essayé de jouer sur la vitesse de la baisse de température afin que la couche piézoélectrique ne baisse pas en température de manière trop rapide, ce qui pourrait éviter la formation de contraintes et donc l'apparition des microfissures. La lampe halogène qui assure le chauffage du substrat est reliée à une alimentation continue de marque « Sodilec ». Pour chauffer le substrat jusqu'à 320°C, on règle l'alimentation continue sur une tension de 10,2V. Par rapport au refroidissement après la réalisation du dépôt, nous avons descendue progressivement la tension d'alimentation de la lampe en plusieurs paliers tout en consacrant un temps d'attente entre chaque palier. Les premiers essais étant encourageants et la formation de contrainte réduite, nous avons optimisé la technique en passant par quatre paliers de tension. Les premiers trois paliers consistent à faire descendre la tension de 10,2V jusqu'à 6V en trois fois, avec un temps d'attente de 10 minutes environ, ce qui correspondait à une descente en température de 320°C jusqu'à 190°C environ. Le quatrième palier consiste à couper complètement l'alimentation continue (donc de passer de 6V à 0V), et attendre jusqu'à ce que la température du substrat passe de 190°C à la température ambiante pour pouvoir sortir l'échantillon. En suivant cette méthode, nous avons remarqué qu'il n'y avait plus de microfissures dans les couches de ZnO déposées et que les membranes suspendues étaient intactes. La figure 2-15 montre des images prises après le dépôt du ZnO en suivant la méthodologie de descente en température décrite ci-dessus. Aucune fissure n'apparaît et les membranes de silicium suspendues demeurent intactes après le dépôt de ZnO.



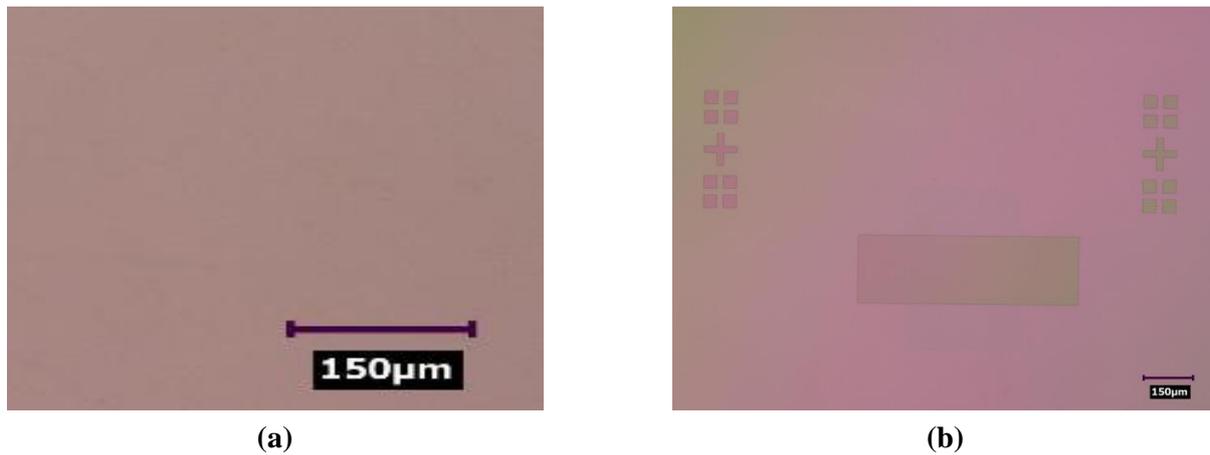


Figure 2-15 : Disparition totale des microfissures dans la couche de ZnO suite à l'optimisation du procédé de refroidissement à température ambiante après dépôt. (a) Un substrat en silicium et (b) un substrat SOI avec des membranes de silicium suspendues en très bon état

IV. Optimisation de l'électrode inférieure des micro-résonateurs

Le choix des métaux employés pour réaliser les électrodes est très critique, surtout quand il s'agit de l'électrode inférieure sur laquelle la couche piézoélectrique va croître. A l'origine, des métaux possédant une faible résistivité ont été employés, typiquement de l'aluminium, voire de l'or [27]. Très vite, les études sur le dépôt de films minces piézoélectriques ont montré que la nature de l'électrode inférieure avait un fort impact sur la qualité cristallographique des films et sur leurs propriétés piézoélectriques. Les études cristallographiques ont montré que l'on ne peut pas associer n'importe quel métal avec n'importe quel matériau piézoélectrique. L'électrode métallique inférieure doit présenter une bonne orientation cristalline avec un paramètre de maille compatible avec la croissance quasi epitaxiale des matériaux piézoélectriques, ce qui optimise les conditions de croissance et donc la qualité du matériau piézoélectrique. Pour les applications acoustiques, il reste un autre critère important à citer qui rentre en jeu pour le choix du métal : son impédance acoustique Z_a . L'impédance acoustique est responsable de la concentration de l'énergie mécanique à l'intérieur de la couche piézoélectrique et donc doit être la plus élevée possible.



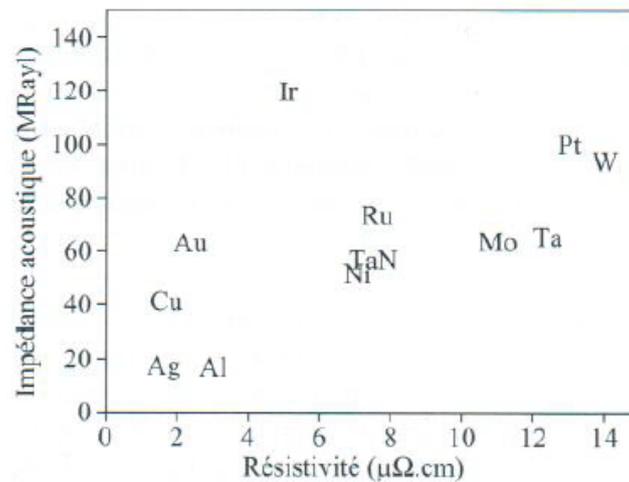


Figure 2-16 : Impédance acoustique et résistivité de la plupart des métaux utilisés en tant qu'électrodes pour des résonateurs à ondes de volumes, d'après [20]

La figure 2-16 représente l'emplacement de différents types de métaux utilisés de nos jours dans la microélectronique en fonction de leur résistivité. Malheureusement, les métaux possédant une forte impédance acoustique présentent également une forte résistivité, à part l'iridium (Ir). L'iridium a été proposé [28] comme alternative intéressante dans la fabrication des résonateurs acoustiques puisqu'il présente une résistivité relativement faible associée à une impédance acoustique élevée, comme représenté sur la figure 2-16. L'utilisation de ce métal n'est, malheureusement, pas possible à court terme dans notre laboratoire. Un compromis doit donc être trouvé entre tous les paramètres déjà cités ci-dessus.

Tenant compte de tous ces critères, le molybdène et le platine apparaissent comme de très bons candidats. Ces deux métaux sont disponibles dans notre laboratoire et possèdent de bonnes propriétés acoustiques qui font d'eux des surfaces compatibles à la croissance des couches minces piézoélectriques.

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats des diverses analyses effectuées sur le ZnO déposé sur ces deux types des métaux : le molybdène et le platine. Ainsi, nous avons évalué les caractéristiques structurales par diffraction des rayons X des couches de ZnO déposées sur molybdène et sur platine, leurs résistivités électriques ainsi que les caractéristiques courant-tension (I-V) des films de ZnO intégrés dans des structures verticales de type métal-isolant-métal (MIM) possédant des électrodes inférieures en molybdène et en platine.



IV.1. Caractéristiques structurales et électriques des couches de ZnO déposées sur molybdène et sur platine

Le molybdène et le platine sont les deux métaux de transition qui ont été choisis pour être testés et comparés. Le ZnO déposé sur ces deux métaux sera étudié afin d'interpréter ses propriétés cristallographiques et électriques.

Le molybdène présente un bon compromis vis-à-vis de l'ensemble des critères mentionnés. De plus, sa structure cristallographique est adaptée pour la croissance de la couche de ZnO et il présente les meilleures propriétés acoustiques [29].

Le platine a été aussi utilisé dans la fabrication des résonateurs acoustiques en raison des bonnes performances acoustiques qu'il possède [30]. Avec sa structure cristallographique cubique, il a été utilisé comme électrode inférieure favorisant la croissance des couches minces de ZnO intégrées dans les capteurs de gaz [31], [32]. Ses propriétés électriques et acoustiques ont contribué à l'amélioration de la sensibilité des capteurs fabriqués.

Le molybdène possède approximativement le même coefficient d'expansion thermique que le ZnO ($\alpha_{Mo} = 4,8.10^{-6}/^{\circ}C$ [33] et $\alpha_{ZnO} = 4,3.10^{-6}/^{\circ}C$ [16]). Ce paramètre, comme nous l'avons abordé précédemment, est important car une grande différence des coefficients de dilatation substrat/dépôt peut générer de fortes contraintes résiduelles dans la couche piézoélectrique. Le platine présente malheureusement un coefficient d'expansion thermique très élevé ($\alpha_{Pt} = 9.10^{-6}/^{\circ}C$ [34]) par comparaison à celui du ZnO, ce qui peut contribuer à la formation des microfissures dans le ZnO déposé.

La figure 2-17 illustre bien le phénomène dont nous parlons. Cette image a été prise après le dépôt de la couche du ZnO, les microfissures ne sont observées que pour le ZnO déposé sur silicium et non pour le ZnO déposé sur le molybdène. Cela prouve l'importance du choix du molybdène avec sa valeur d'expansion thermique très proche que celle du ZnO. Le silicium ayant une valeur du coefficient d'expansion thermique très faible par rapport à celle du ZnO (la moitié à peu près $\alpha_{Si} = 2,33.10^{-6}/^{\circ}C$ [2]), cela entraîne la formation de microfissures partout où la couche piézoélectrique est en contact direct avec le silicium, tandis que la zone où se trouve le molybdène ne contient aucune microfissure.



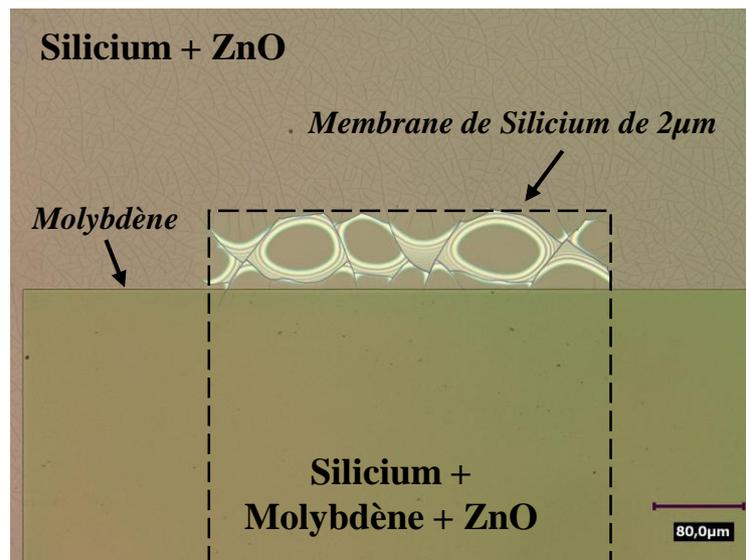


Figure 2-17 : Image par microscopie optique des microfissures dans la couche de ZnO sur Si dues aux contraintes résiduelles formées après le dépôt à cause de la baisse rapide en température

IV.1.1. Caractéristiques structurales des dépôts de ZnO sur Mo et Pt : Analyses DRX

Les propriétés structurales des couches de ZnO ont été caractérisées par diffraction des rayons X (DRX) en configuration $(\theta, 2\theta)$. Cette technique permet d'identifier toutes les familles de plans (hkl) dans l'échantillon, afin de détecter les différentes phases et leurs orientations (Annexe 1). Nous avons étudié deux configurations différentes : des films minces de ZnO réalisés sur des électrodes inférieures dissemblables (Mo/SiO₂/Si et Pt/SiO₂/Si).

Cette analyse nous renseigne sur l'influence des deux métaux, en tant qu'électrode inférieure, sur l'orientation cristallographique du ZnO. Sur un premier échantillon, une couche de 100nm de platine est déposée par PLD à température ambiante et sur un deuxième échantillon, une couche de molybdène est déposée par pulvérisation DC (de même épaisseur et toujours à température ambiante). Nous avons ensuite réalisé un dépôt de 500nm de ZnO à 320°C sur les deux échantillons. Les deux échantillons ont été analysés par DRX pour étudier la qualité de la couche de ZnO déposée dans les deux cas. La figure 2-18 montre les résultats obtenus.



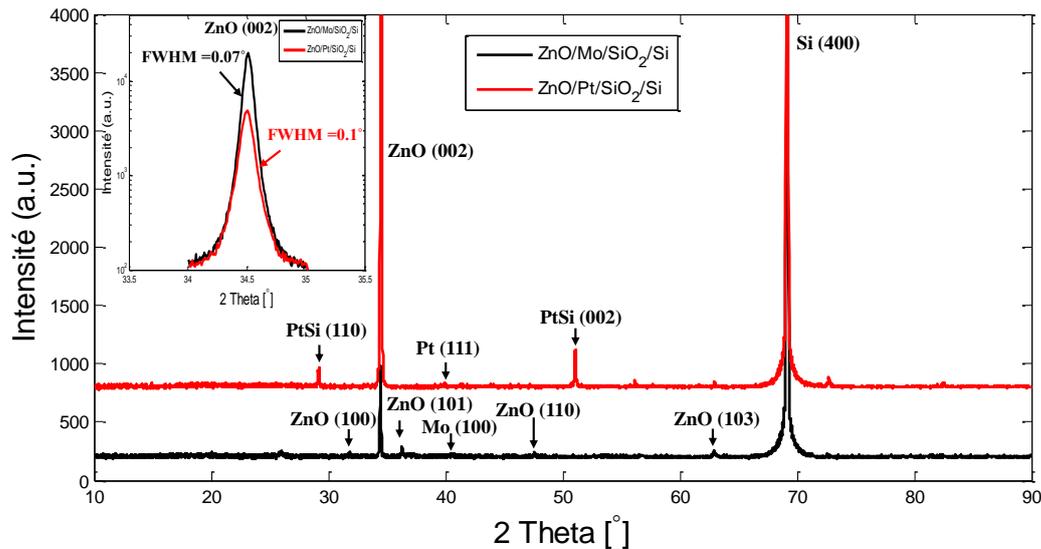


Figure 2-18 : Résultats de la diffraction des rayons (DRX) de deux échantillons contenant une couche de ZnO déposée sur deux électrodes différentes: Molybdène et Platine

A première vue, nous pouvons remarquer que l'échantillon avec la couche de platine présente des pics qui correspondent à des alliages formés entre le platine et le substrat de silicium : PtSi (110) et (002). Quant à l'échantillon contenant du molybdène, nous pouvons remarquer qu'il présente, en plus de l'orientation principale du ZnO (002), plusieurs autres orientations secondaires telles que le ZnO (100), (101), (110) et (103). Pour évaluer la qualité de la couche de ZnO déposée, nous avons évalué la largeur à mi-hauteur des pics de diffraction, FWHM en anglais (Full Width at Half Maximum). Ce paramètre est directement corrélé avec la taille des domaines cristallins dans le ZnO donc la qualité cristallographique de la couche. La position en 2θ d'un pic, quant à elle, est reliée à la distance entre les plans cristallins diffractant et donc à la structure cristallographique de l'échantillon. L'insert dans la figure 2-18 montre l'analyse des deux pics de ZnO (002) obtenus pour les deux échantillons. Nous pouvons conclure que le molybdène favorise l'orientation du ZnO avec un FWHM égal à $0,07^\circ$ contre $0,1^\circ$ pour le ZnO déposé sur du platine. Ainsi, le molybdène constitue une meilleure surface de croissance pour le ZnO que le platine.

Le comportement électrique de la couche de ZnO déposée sur ces deux types d'électrodes inférieures sera présenté dans la partie suivante.

IV.1.2. Caractéristiques électriques des couches de ZnO : circuits de type MIM (métal-isolant-métal)

Afin de comparer les caractéristiques électriques de couches de ZnO obtenus sur les deux métaux utilisés, nous avons réalisé des dispositifs verticaux de type MIM intégrant les films de ZnO en deux configurations différentes (Pt/ZnO/(Ti/Au) et Mo/ZnO/(Ti/Au)). Afin d'expliquer le principe de fonctionnement de ces dispositifs, nous présentons une vue en coupe sur la figure 2-19. Nous avons ensuite réalisé des mesures I-V pour repérer le comportement électrique des deux configurations. L'or, avec une épaisseur de 200 nm, a été choisi comme électrode supérieure en raison de sa faible résistivité électrique. Ce choix est également motivé par le but de reproduire les mêmes conditions dans le cas des micro-résonateurs qui possèdent des électrodes supérieures IDTs en Au. La couche de ZnO fait 500nm environ d'épaisseur. Une image des circuits fabriqués est montrée figure 2-20. Les capacités MIM possèdent une forme carrée qui fait 10 μ m de côté.

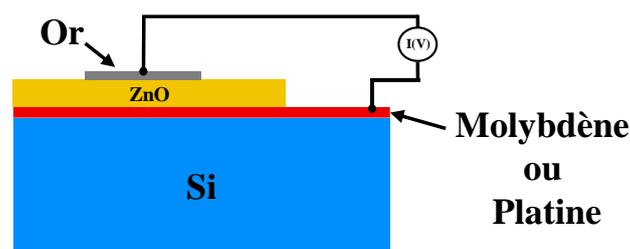


Figure 2-19 : Coupe transversale des dispositifs MIM réalisés

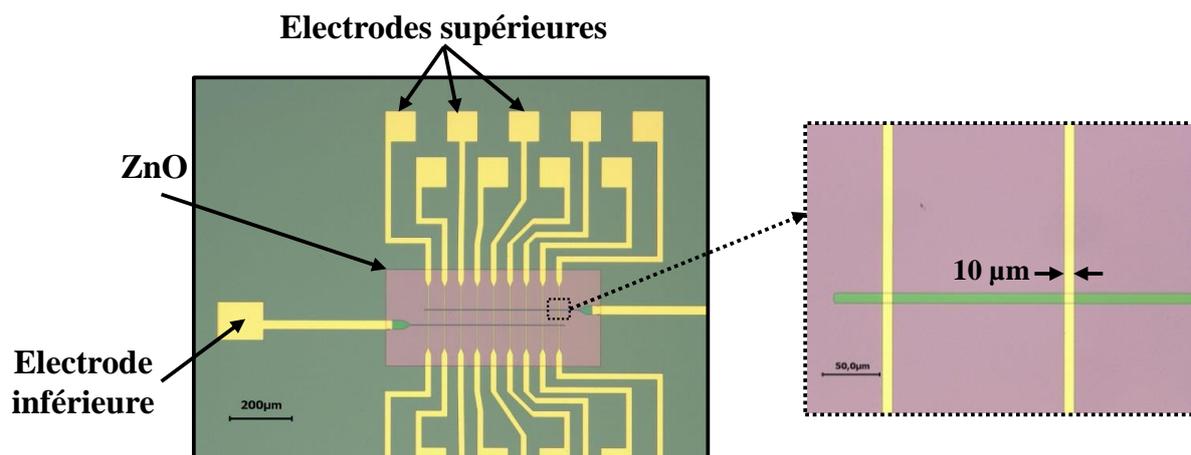


Figure 2-20 : Images des circuits de type MIM réalisés afin de tester le comportement électrique du ZnO dans les deux configurations : Mo/ZnO/Ti/Au et Pt/ZnO/Ti/Au

Les résultats des mesures courant-tension (I-V) des dispositifs MIM sont présentés dans la figure 2-21 pour les deux configurations d'électrodes. Nous remarquons que le comportement



des deux courbes ressemble à celui d'une jonction métal / semi-conducteur / métal de type Schottky. Plusieurs paramètres permettent d'expliquer les différences observées entre les deux configurations : le travail de sortie différent dans le cas du platine et du molybdène et les propriétés intrinsèques du ZnO différentes suivant que la croissance a lieu sur Mo et Pt.

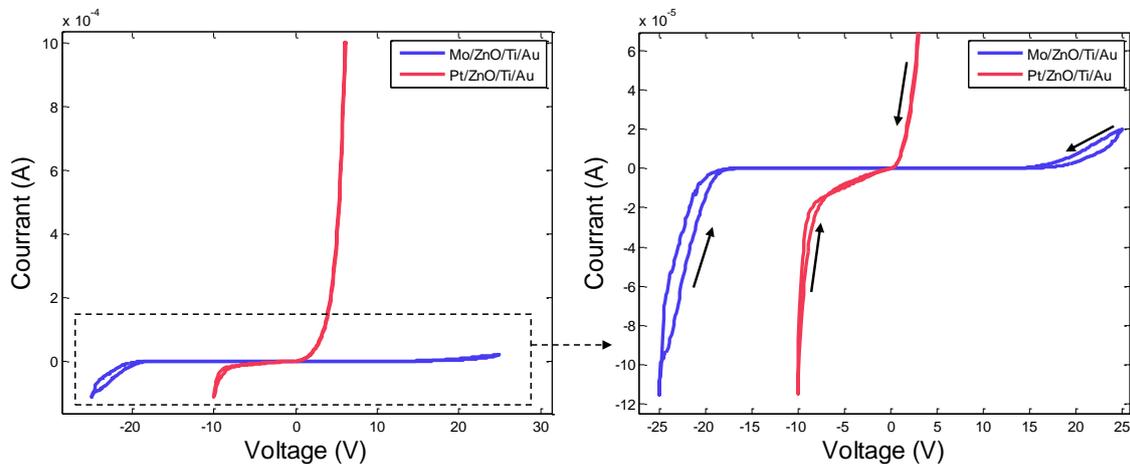


Figure 2-21 : Caractéristiques I-V mesurées des deux capacités MIM en configuration Mo/ZnO/Ti/Au (courbes bleu) et Pt/ZnO/Ti/Au (courbes rouge)

D'après la figure 2-21, nous pouvons remarquer que la tension à partir de laquelle un faible courant électrique comment a passer à travers le ZnO est très faible dans le cas de l'électrode inférieure en platine par comparaison à celle du ZnO déposée sur du molybdène. Dans le cas d'une polarisation positive, la valeur du courant dans le cas du système ZnO/Pt, croit fortement à partir d'une tension de 6V pour atteindre 1mA tandis que celle dans le ZnO/Mo n'atteint que 0,02mA à 25V. Pour la gamme de tension étudiée, la résistance de la couche de ZnO est donc plus grande lorsqu'elle est déposée sur Mo que sur Pt. Ce comportement est illustré dans les graphes de la figure 2-22 qui représente les graphes de l'évolution de la résistance dans les deux configurations en fonction de la tension appliquée. A tension nulle, le ZnO/Mo présente une résistivité 100 fois plus élevée que le ZnO/Pt, de valeur de $10^8 \Omega$ contre $10^6 \Omega$. La résistivité du ZnO/Mo augmente jusqu'à $2 \cdot 10^{10} \Omega$ à 6V puis diminue avec l'augmentation de la tension appliquée. Pour le ZnO/Pt, la résistivité diminue fortement avec la tension de polarisation. Pour résumer, la résistivité de la couche de ZnO est 100 fois plus importante dans le cas de ZnO/Mo que celle dans le cas de ZnO/Pt. Ce dernier système peut induire donc beaucoup plus des pertes dans les dispositifs finaux de type micro-résonateur.



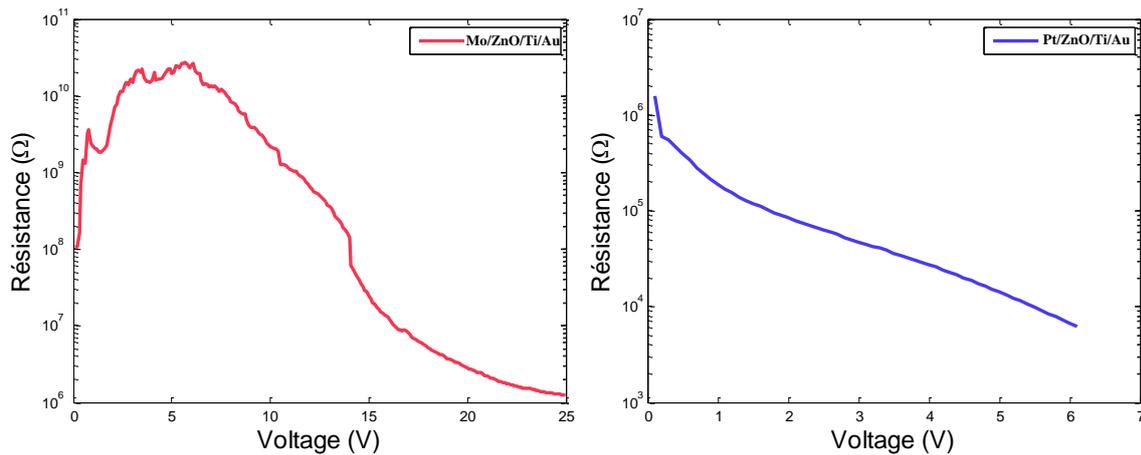


Figure 2-22 : Résistance de contact du ZnO dans le cas des deux configurations de l'électrode inférieure

En conséquence, pour la suite de nos travaux, nous avons choisi le molybdène comme électrode inférieure.

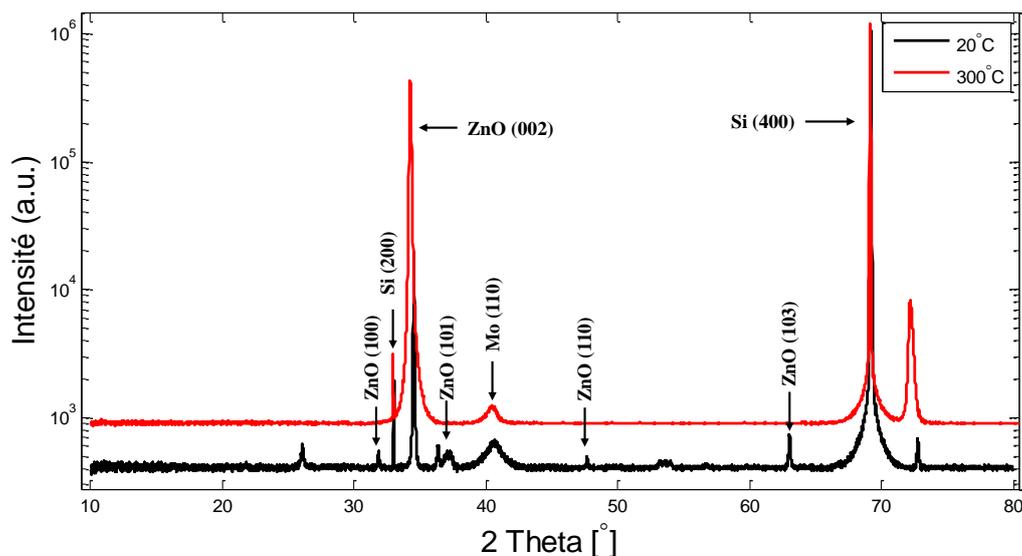
IV.2. Optimisation du dépôt de l'électrode inférieure en molybdène

Après avoir optimisé le procédé de dépôt du ZnO afin d'obtenir des couches piézoélectriques présentant peu de contraintes et après avoir choisi le métal qui favorise les caractéristiques cristallographiques et électriques optimales du ZnO, une dernière étape concernant la croissance des films est nécessaire : l'optimisation des paramètres de synthèse de la couche de molybdène obtenue par pulvérisation magnétron DC afin d'obtenir un film mince de ZnO avec les meilleures caractéristiques piézoélectriques.

Dans ce but, l'orientation principale du ZnO recherchée est l'orientation (002) mise en évidence lors de la DRX par le pic de diffraction correspondant aux plans diffractant (002) représentée par un pic à $2\theta = 34.2^\circ$. Sur la figure 2-18, on peut aussi remarquer la présence d'autres pics correspondant à l'orientation du molybdène (110) (pic à 40.5°), ainsi que l'orientation du substrat de silicium Si (400) pour le pic situé à 69.1° . En plus de ces trois pics déjà cités, nous pouvons aussi détecter la présence d'autres petits pics dans le diagramme de diffraction. La majorité de ces pics représentent des orientations secondaires du ZnO comme le ZnO (100), (101), (102) et (103). La présence de ces orientations secondaires nous incite à chercher à améliorer encore les conditions de synthèse et à travailler sur la qualité de la couche de molybdène sur laquelle croît le film de ZnO. Pour cela, l'effet de la température du dépôt du molybdène sur les orientations du ZnO a été étudié. Le ZnO a été déposé sur un film de molybdène déposé à température ambiante et sur du molybdène déposé à 300°C . Une



comparaison des résultats des DRX, des deux échantillons après le dépôt du ZnO (dans les mêmes conditions expérimentales de dépôt), est représentée dans la figure 2-23. Cette figure montre que le molybdène déposé à 300°C est de meilleure qualité, en regard de la largeur du pic situé à 40.5° qui correspond à l'orientation Mo (101) (voir figure 2-24 (a)). Ainsi, nous pouvons aussi remarquer que les orientations secondaires du ZnO (100), (101), (102) et (103) ont presque disparues dans l'échantillon sur lequel le molybdène est déposé à 300°C, ce qui confirme que le molybdène obtenu à 300°C favorise la croissance du ZnO avec une orientation prépondérante suivant les plans (002) (voir figure 2-24) tout en éliminant les autres orientations secondaires. La montée en température au-delà de 300°C du dépôt du molybdène entraîne la formation d'alliages entre le molybdène et le substrat de silicium. Il est à noter que le fait de déposer le molybdène à 300°C ne modifie pas le comportement électrique décrit dans le paragraphe précédent, la résistivité du ZnO restant au même niveau dans les deux conditions de synthèses du film de Mo (température ambiante et à 300°C).



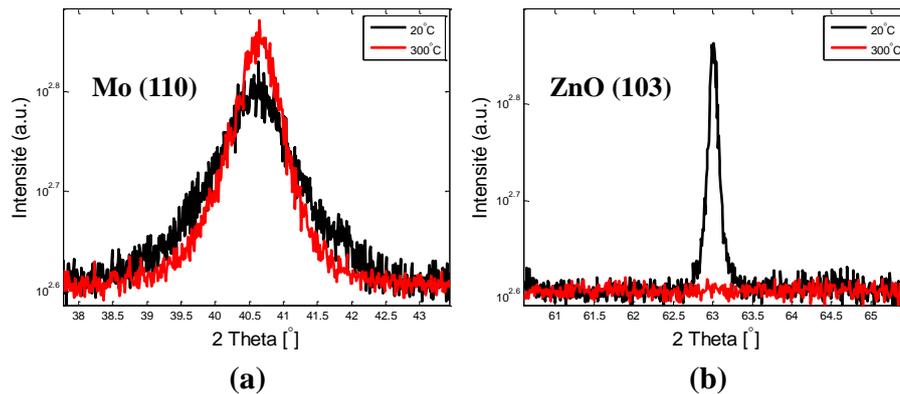


Figure 2-24 : (a) Amélioration de la qualité cristalline du Molybdène déposé à 300°C (pic de Mo (110) plus étroit) et (b) disparition de l'orientation secondaire du ZnO (103) quand il est déposé sur du molybdène obtenu à 300°C

V. Fabrication des circuits micro-résonateurs

V.1. Dispositifs préliminaires réalisés sur wafer Si HR

Après ces différentes étapes d'optimisation du matériau et du procédé de fabrication, nous avons entamé la réalisation de micro-résonateurs. Les premiers circuits ont été réalisés sur des substrats de silicium haute résistivité (Si HR) d'épaisseur 350µm comme il est représenté sur la figure 2-25. Avec ces types des substrats il n'est pas possible d'obtenir des membranes suspendues, les micro-résonateurs ne seront donc pas isolés acoustiquement et le facteur de qualité de leurs réponses fréquentielles sera faible. L'utilisation de ces wafers a permis de valider le procédé de fabrication, surtout l'étape délicate du lift off des électrodes supérieures IDTs de 2µm de largeur et d'espacement. De plus, ces wafers possèdent une très grande résistivité (égale à 15 kΩ.cm environ), ce qui nous a permis d'évaluer les pertes d'isolation propres aux micro-résonateurs.

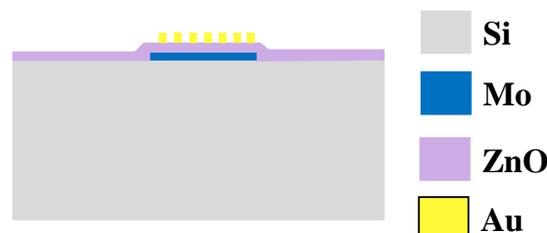


Figure 2-25 : Coupe transversale d'un résonateur piézoélectrique réalisé sur un wafer silicium HR



Ces dispositifs ressemblent aux résonateurs HBAR déjà présentés dans le premier chapitre : une onde élastique de volume est générée dans l'empilement classique électrode-couche mince piézoélectrique -électrode et se propage ensuite dans le substrat épais de silicium. La réponse fréquentielle de ces dispositifs dépend de deux paramètres : les effets du substrat (la cavité résonante) et l'influence de la couche piézoélectrique (le résonateur). Les paramètres [S] d'un résonateur mesuré sont représentés dans la figure 2-26.

V.1.1. Effet du substrat sur les caractéristiques des micro-résonateurs

La fréquence de résonance du mode fondamental de la cavité est définie par l'équation (2.2) :

$$f_0 = \frac{v}{2S} \quad (2.2)$$

avec v la vitesse de propagation des ondes acoustiques dans le substrat de silicium ($v = 8433\text{m/s}$) et S l'épaisseur de ce dernier ($S = 350\mu\text{m}$).

Cette cavité entraîne la formation de modes harmoniques, facilement observables dans les réponses fréquentielles représentés sur la figure 2-26, qui possèdent une périodicité en fréquence de $\Delta f_0 \approx f_0$ [35].

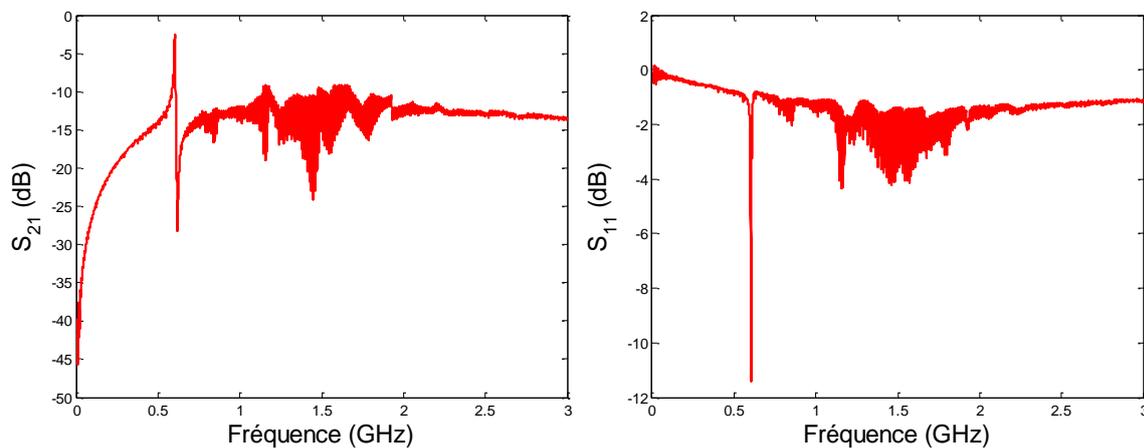


Figure 2-26 : Paramètres [S] (transmission et réflexion) d'un résonateur réalisé et mesuré sur substrats massifs de Si

La partie réelle de l'admittance en fonction de la fréquence se présente comme des pics de Dirac en l'absence de pertes intrinsèques du matériau. Dans le cas réel où ces pertes s'avèrent faibles, les pics ne sont plus infiniment fins spectralement mais se rapprochent d'une forme



lorentzienne, dont il est possible d'extraire leurs facteurs de qualité, avec la largeur à mi-hauteur selon la formule (2.3).

$$Q = \frac{f_n}{\Delta f_n} \quad (2.3)$$

La figure 2-27, représentant la réponse fréquentielle de la partie réelle de l'admittance d'un résonateur mesuré, montre clairement les harmoniques qui apparaissent dans la réponse fréquentielle des résonateurs à cause de la cavité de silicium. Ces modes sont séparés de $\Delta f_0 = 11,95\text{MHz}$ environ, ce qui correspond aux résultats des calculs de l'équation (2.2) :

$$\Delta f_0 = \frac{v}{2S} = \frac{8433}{2 \times 350 \mu\text{m}} = 12 \text{ MHz}$$

Le facteur de qualité de ces modes de cavité est égal à environ $1,3 \times 10^6$.

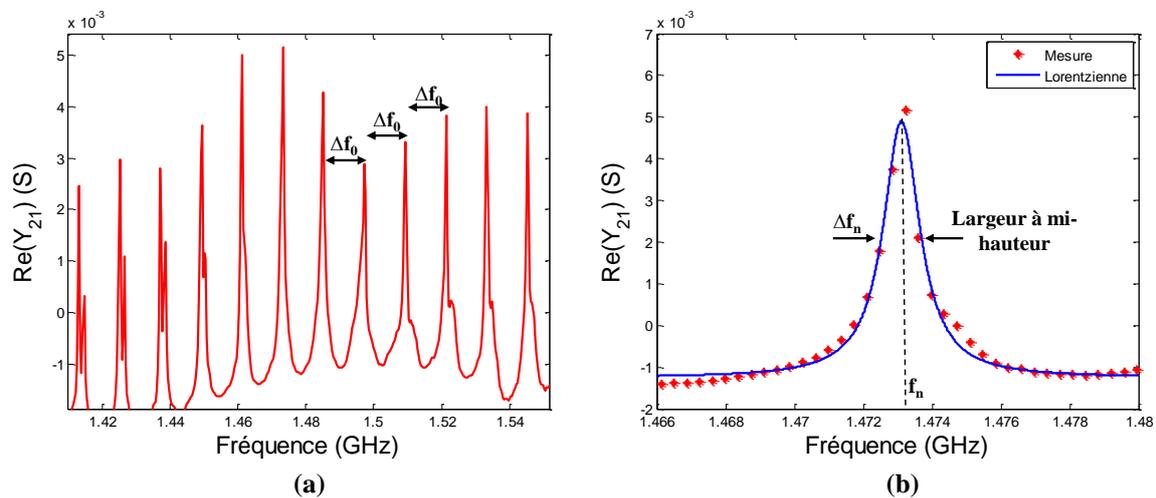


Figure 2-27 : (a) Partie réelle de l'admittance du résonateur mesuré et (b) zoom sur une résonance à modéliser avec une fonction Lorentzienne

V.1.2. Effet du résonateur piézoélectrique

Lorsque la couche piézoélectrique est déposée sur un substrat d'épaisseur semi-finie, seule l'influence de la couche piézoélectrique est visible sur sa réponse électrique : la réponse en transmission S_{21} doit ressembler à une réponse capacitive qui contient une résonance et une antirésonance correspondant à la largeur et à l'espacement entre les électrodes IDTs. La fréquence de résonance du résonateur correspond donc à une énergie maximale couplée dans la couche mince piézoélectrique. Selon le rapport entre l'épaisseur de la couche mince et celle du substrat, plus ou moins sont forts les modes harmoniques qui apparaissent dans cette zone de fort couplage : plus le rapport des épaisseurs est faible, plus la pureté spectrale autour de la fréquence de résonance qui correspond au résonateur piézoélectrique sera favorisée [35]. Vu

la faible épaisseur de notre résonateur piézoélectrique (couche de ZnO $< 1\mu\text{m}$ par rapport à celle du substrat ($350\mu\text{m}$)), nous pouvons comprendre pourquoi les modes harmoniques de la cavité ne sont pas très forts dans la zone de résonance du résonateur (autour de 600MHz) comme le montre la figure 2-28.

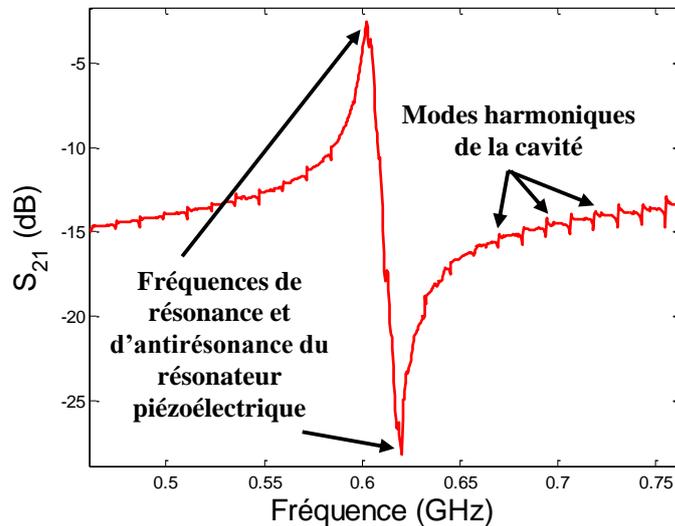


Figure 2-28 : Réponse en transmission S_{21} d'un résonateur mesuré montrant une faible influence de la cavité autour de la fréquence propre de résonance du résonateur

V.1.3. Extraction du modèle électrique MBVD des dispositifs micro-résonateurs

Plusieurs résonateurs avec différentes longueurs d'électrodes IDTs ont été réalisés et mesurés. L'extraction des valeurs des composants du modèle MBVD (Modified Butterworth Van Dyke), représenté dans la figure 2-29, a été réalisée afin de suivre l'évolution du facteur de qualité de ces dispositifs.

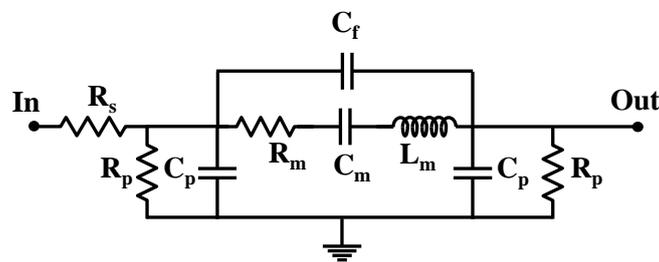


Figure 2-29 : Schéma électrique équivalent MBVD

Les courbes présentées figure 2-30 représentent les mesures et le modèle MBVD équivalent correspondant d'un résonateur réalisé sur les substrats massifs de Si. Une très bonne cohérence

entre les résultats des mesures et le modèle peut être rapidement remarquée, ce qui confirme la validité des valeurs des paramètres extraits de ce modèle.

Quatre différentes longueurs des peignes IDTs ont été testées : $L_1 = 490\mu\text{m}$, $L_2 = 340\mu\text{m}$, $L_3 = 190\mu\text{m}$ et $L_4 = 64\mu\text{m}$. Les valeurs correspondantes des paramètres du schéma électrique équivalent MBVD des quatre micro-résonateurs sont présentées dans le tableau 2-3. A l'aide de ces valeurs nous avons calculé la valeur du facteur de qualité pour chaque dispositif. Nous remarquons que la diminution de la longueur des électrodes IDTs contribue à l'augmentation du facteur de qualité.

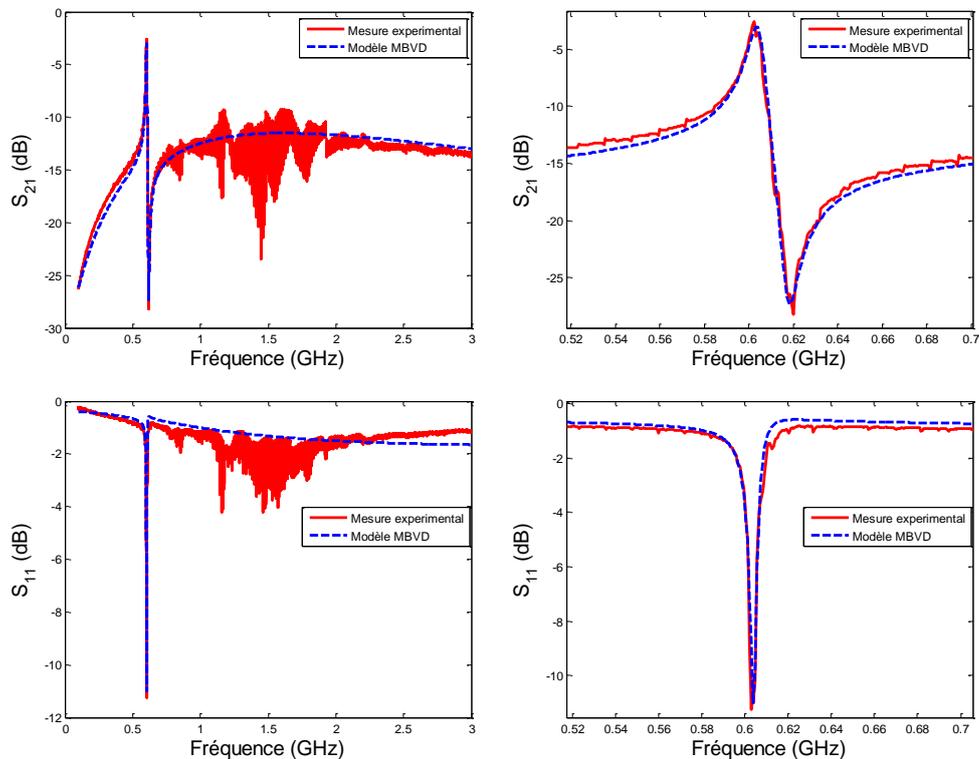


Figure 2-30 : Paramètres [S] mesurés et modèle MBVD correspondant d'un résonateur réalisé sur substrat Si HR ($L=190\mu\text{m}$ et $Q=294$)

L	L_m (μH)	C_m (fF)	R_m (Ω)	C_f (pF)	R_p (k Ω)	C_p (pF)	R_s (Ω)	Q
490 μm	1,34	52,7	24	1,12	9	3,03	6	210
340 μm	1,9	36,2	31	0,93	9	2,32	7	234
190 μm	2,4	29	31	0,58	9	1,45	5	294
65 μm	7,01	9,87	78	0,21	9	0,5	9	338

Tableau 2-3 : Valeurs des composants du schéma électrique équivalent MBVD des résonateurs piézoélectriques fabriqués

Cette étude nous a montré la validité du procédé technologique pour la fabrication des dispositifs micro-résonateurs fonctionnels. La réponse fréquentielle montre une fréquence de résonance accompagnée par une fréquence d'antirésonance, comme prévue pour les résonateurs acoustiques. La valeur minimale des pertes d'insertion est de 2dB seulement ce qui est un point positif pour l'utilisation de ces dispositifs pour des fonctions de filtrage.

V.2. Influence de l'inhomogénéité des couches piézoélectriques sur les performances électriques

Après la réalisation des premiers circuits et de l'extraction des paramètres du modèle MBVD, nous avons remarqué que les fréquences de résonance des circuits fabriqués collectivement sur le même substrat variaient de manière inexplicée, pour les mêmes dimensions des électrodes IDTs. Cette variation de fréquence de résonance est en fonction de la position des résonateurs sur le substrat, lors de la fabrication : les résonateurs qui se situent au milieu du substrat support possèdent une fréquence de résonance moins élevée que ceux qui sont sur le bord du support (voir figure 2-31).

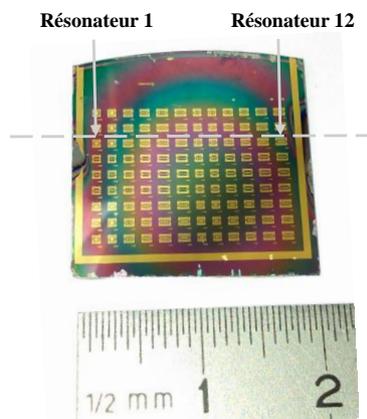


Figure 2-31 : Image du substrat d'accueil avec les résonateurs réalisés et mesurés. La zone active occupe 1.9cm×1.5cm et la couche de ZnO répartie sur toute cette zone possède une variation de l'épaisseur (vu la formation de plusieurs anneaux de couleurs différentes)

La figure 2-32 représente la réponse de quatre résonateurs qui sont repartis sur la même ligne, allant du milieu du substrat d'accueil jusqu'à son bord. Nous remarquons que la fréquence de résonance subit un décalage de plus de 20MHz en allant du centre jusqu'aux bords du substrat.



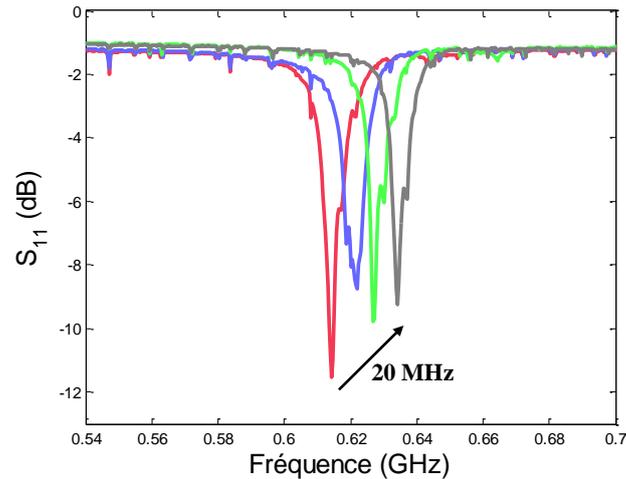


Figure 2-32 : Réponse en réflexion S_{11} de quatre résonateurs réparties sur différentes positions sur le substrat d'accueil. La courbe rouge représente la réponse du résonateur qui se situe au milieu de la plaque (résonateur numéro 6 dans la figure 2-31) et la courbe en gris représente la réponse du résonateur au bord (résonateur numéro 1 dans la figure 2-31)

Les douze résonateurs présentés dans la figure 2-31 possèdent les mêmes dimensions d'électrodes IDTs et s'étendent sur 1,9cm de largeur. La fréquence de résonance f_r ainsi que le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 sont présentés dans la figure 2-33 : ces deux paramètres ne sont pas constants et changent en fonction de la position des résonateurs.

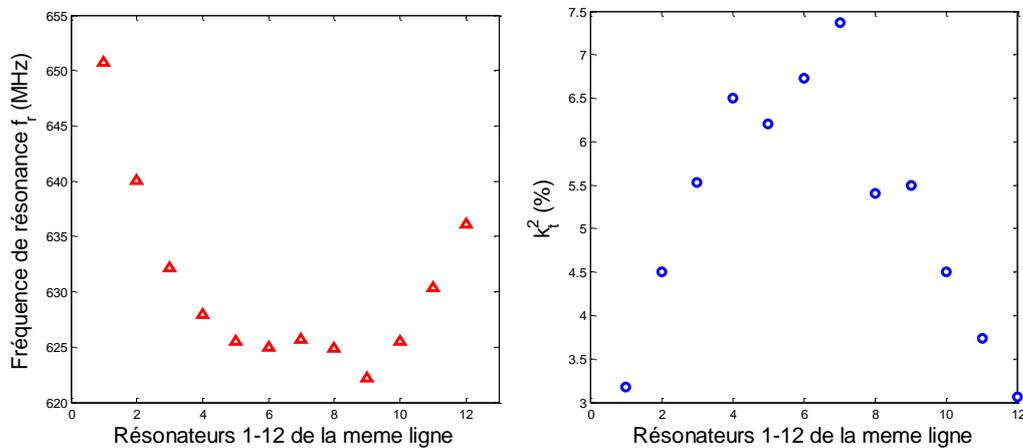


Figure 2-33 : Dispersion de la fréquence centrale de résonance f_r et du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 selon la position des résonateurs qui sont distribués sur une même ligne sur le substrat d'accueil

Comme nous pouvons le remarquer, le maximum de la dispersion se trouve proche des bords du substrat. La fréquence de résonance atteint son maximum pour le résonateur numéro « 1 » avec $f_r = 651\text{MHz}$ qui se situe sur la périphérie du substrat tandis que la fréquence minimale enregistrée sur la même ligne est de 622MHz et revient au résonateur numéro « 9 », se situant proche du centre de la plaque. Le coefficient de couplage électromécanique trouve



quant à lui sa valeur maximale presque au milieu de la ligne avec 7,4% contre 3% sur la périphérie.

Les écarts-type relatifs pour la fréquence de résonance et pour le coefficient de couplage sont de 1,2% pour f_r et de 26% pour k_t^2 , et ils sont représentés dans le tableau 2-4. Cette dispersion est faible pour la fréquence de résonance mais elle est très élevée et non-négligeable pour le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 .

	Moyenne	Ecart-type	Ecart-type relatif
Fréquence f_r	630.5 (MHz)	7.6 (MHz)	1.2 %
k_t^2 (%)	5.18 %	1.37 %	26 %

Tableau 2-4 : Tableau représentant la moyenne et l'écart-type de la fréquence de résonance f_r et du k_t^2 des 12 résonateurs qui se situent sur la même ligne sur le substrat d'accueil (figure 2-31)

Pour comprendre la cause de cette dispersion des résultats au niveau des performances des résonateurs, nous avons présenté sur la figure 2-31 une image de l'ensemble des résonateurs réalisés sur le substrat d'accueil en Si. Nous pouvons remarquer la présence de plusieurs anneaux possédant différentes couleurs provenant de la couche piézoélectrique du ZnO qui a été déposée par PLD. La variation de couleur signifie une variation de l'épaisseur de ce matériau. Cette épaisseur a été mesurée optiquement, par ellipsométrie spectroscopique. Une épaisseur de ZnO de 750nm a été mesurée au centre de la plaque contre 500nm sur les bords. Cela signifie que l'épaisseur de couche de ZnO est responsable de la variation de la fréquence de résonance des résonateurs et joue un rôle important sur le couplage électromécanique. La variation de l'épaisseur de la couche de ZnO pour les prochaines réalisations doit être à tout prix évitée pour deux raisons :

- La première raison est que le décalage fréquentiel pourra compliquer la réalisation des filtres qui sont composés de résonateurs en série et en parallèle conçus pour fonctionner sur des fréquences très précises. Les résonateurs en série et en parallèle doivent résonner aux mêmes fréquences f_{r1} et f_{r2} respectivement avec un faible décalage de f_{r2} par rapport à f_{r1} pour correspondre avec la fréquence d'antirésonance f_{a1} des résonateurs en série. Une dispersion en fréquence de 1,2% (d'après le tableau 2-4) est du même ordre de grandeur du coefficient de couplage électromécanique (5.18%) ce qui peut compliquer la réalisation des filtres.



- La seconde raison est que l'optimisation des caractéristiques des micro-résonateurs sera effectuée sur le dimensionnement géométrique de ces dispositifs. La variation de l'épaisseur de la couche de ZnO pourra ajouter un paramètre variable supplémentaire à chaque étude, ce qui compliquera notablement l'optimisation globale des dispositifs.

Pour ces raisons, nous avons essayé de réduire le plus possible la variation de l'épaisseur du ZnO sur la même plaque en réduisant la surface utile pour la réalisation des circuits. Il est à noter que l'homogénéité en épaisseur de la couche de ZnO est difficilement ajustable en jouant seulement sur les paramètres expérimentaux lors du dépôt par PLD. Cependant, sur les desseins des masques utilisés précédemment, les résonateurs se répartissent sur une surface de $1.9\text{cm}\times 1.5\text{cm}$ environ (2.85cm^2), les dispositifs étant très éloignés l'un de l'autre. Nous avons ainsi décidé de réduire le nombre de résonateurs et de les rapprocher afin d'obtenir une répartition exactement au milieu de la plaque où l'épaisseur du ZnO est homogène. La surface totale occupée par les résonateurs des nouveaux masques est de $0.7\text{cm}\times 0.7\text{cm}$ ($0,49\text{cm}^2$) seulement, soit une réduction de 83% de la surface occupée par les micro-résonateurs. A l'aide de ces modifications sur la répartition des micro-résonateurs, la dispersion de la fréquence f_r et du k_t^2 sera réduite au maximum, tout en conservant les mêmes conditions de dépôt du matériau.

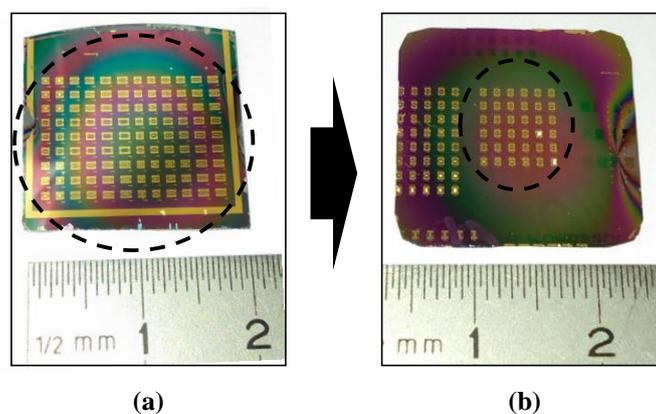


Figure 2-34 : (a) Anciennes répartitions des résonateurs sur une grande surface de $2,85\text{cm}^2$ et (b) réduction de cette surface jusqu'à $0,49\text{cm}^2$ afin de réaliser les dispositifs sur une épaisseur homogène du ZnO



VI. Conclusion

Le procédé de fabrication des micro-résonateurs en salle blanche a été présenté en détail dans ce chapitre. Ce procédé a subi plusieurs modifications afin d'obtenir des micro-résonateurs fonctionnels qui présentent une réponse acoustique (fréquence de résonance et d'antirésonance) dans leur réponse en transmission. En effet, ces micro-résonateurs requièrent une forte attention à cause de la fragilité de leurs membranes de silicium suspendues qui font 2 μm d'épaisseur, ainsi qu'à cause de la sensibilité des orientations piézoélectriques de la couche de ZnO déposée par PLD. Les analyses DRX nous ont aidés à caractériser les couches de ZnO déposées en optimisant les orientations présentes dans le matériau piézoélectrique. Le choix du métal correspondant à l'électrode inférieure, sur laquelle le ZnO est déposée, a été aussi justifié à l'aide des analyses DRX et des caractéristiques électriques DC du ZnO. Ensuite, les premiers circuits ont été réalisés avec succès, montrant une bonne réponse piézoélectrique avec très peu de pertes (2dB). Ces premiers circuits qui ont été réalisés sur des substrats de silicium HR (350 μm) sans membrane ont été modélisés et analysés. Ils ont montré un facteur de qualité relativement faible par rapport à ce qui est attendu de dispositifs acoustiques, à cause de l'absence des membranes suspendues et des pertes induites par l'absorption dans le substrat massif. Cette étude a permis également de faire apparaître la corrélation entre les dispersions des performances des résonateurs et leur position sur le substrat d'accueil. Cette relation est induite par la variation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique de ZnO déposée. Les effets de ce phénomène ont été investigués tout en réalisant des résonateurs de mêmes dimensions sur la même plaque. Une solution a été proposée et appliquée afin de réaliser des micro-résonateurs avec des propriétés homogènes dans une région possédant une épaisseur de ZnO constante et homogène.

Le chapitre suivant sera consacré à la réalisation des micro-résonateurs sur des membranes de silicium suspendues. Nous avons réalisé plusieurs optimisations au niveau des dimensions des électrodes IDTs et de l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Les résultats des simulations FEM ainsi que les mesures expérimentales seront comparées et discutées.



Bibliographie du Chapitre II

- [1] M. A. Hopcroft, W. D. Nix, and T. W. Kenny, "What is the Young's Modulus of Silicon?," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 19, no. 2, pp. 229–238, Apr. 2010.
- [2] K. E. Petersen, "Silicon as a mechanical material," *Proc. IEEE*, vol. 70, no. 5, pp. 420–457, May 1982.
- [3] W. Pan and F. Ayazi, "Multiple-frequency thickness-mode thin-film piezoelectric-on-substrate filter array," in *2008 IEEE International Frequency Control Symposium*, 2008, pp. 259–262.
- [4] X. Di and J. E. Y. Lee, "Reducing anchor loss in piezoelectric-on-silicon laterally vibrating resonators by combination of etched-slots and convex edges," in *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, 2015, pp. 2033–2036.
- [5] S. Gong, N. K. Kuo, and G. Piazza, "A 1.75 GHz piezoelectrically-transduced SiC lateral overmoded bulk acoustic-wave resonator," in *2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2011, pp. 922–925.
- [6] S. A. Chandorkar, M. Agarwal, R. Melamud, R. N. Candler, K. E. Goodson, and T. W. Kenny, "Limits of quality factor in bulk-mode micromechanical resonators," in *IEEE 21st International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2008. MEMS 2008, 2008, pp. 74–77.
- [7] R. Abdolvand, G. K. Ho, J. Butler, and F. Ayazi, "ZNO-on-nanocrystalline diamond lateral bulk acoustic resonators," in *IEEE 20th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2007. MEMS, 2007, pp. 795–798.
- [8] M. Shikida, K. Tokoro, D. Uchikawa, and K. Sato, "Surface morphology of anisotropically etched single-crystal silicon," *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 10, no. 4, p. 522, 2000.
- [9] R. Triboulet, "Scope of ZnO growth," 2001, vol. 4412, pp. 1–8.
- [10] C. R. Company, *CRC Handbook of Chemistry and Physics*. CRC Press, 1992.
- [11] A. A. Ashrafi, A. Ueta, A. Avramescu, H. Kumano, I. Suemune, Y.-W. Ok, and T.-Y. Seong, "Growth and characterization of hypothetical zinc-blende ZnO films on GaAs (001) substrates with ZnS buffer layers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 76, no. 5, pp. 550–552, 2000.
- [12] J. M. Recio, M. A. Blanco, V. Luaña, R. Pandey, L. Gerward, and J. Staun Olsen, "Compressibility of the high-pressure rocksalt phase of ZnO," *Phys. Rev. B*, vol. 58, no. 14, pp. 8949–8954, Oct. 1998.
- [13] J. E. Jaffe, J. A. Snyder, Z. Lin, and A. C. Hess, "LDA and GGA calculations for high-pressure phase transitions in ZnO and MgO," *Phys. Rev. B*, vol. 62, no. 3, pp. 1660–1665, Jul. 2000.
- [14] S. O. Kucheyev, J. E. Bradby, J. S. Williams, C. Jagadish, and M. V. Swain, "Mechanical deformation of single-crystal ZnO," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 80, no. 6, pp. 956–958, 2002.
- [15] D. Florescu, L. Mourokh, F. Pollak, D. Look, G. Cantwell, and X. Li, "High Spatial Resolution Thermal Conductivity of Bulk ZnO (0001)," *J. Appl. Phys.*, pp. 890–892, Jan. 2002.
- [16] H. Iwanaga, A. Kunishige, and S. Takeuchi, "Anisotropic thermal expansion in wurtzite-type crystals," *J. Mater. Sci.*, vol. 35, no. 10, pp. 2451–2454, May 2000.
- [17] S. J. Pearton, D. P. Norton, K. Ip, Y. W. Heo, and T. Steiner, "Recent progress in processing and properties of ZnO," *Prog. Mater. Sci.*, vol. 50, no. 3, pp. 293–340, Mar. 2005.
- [18] H. Ohta, K. Kawamura, M. Orita, M. Hirano, N. Sarukura, and H. Hosono, "Current injection emission from a transparent p–n junction composed of p-SrCu₂O₂/n-ZnO," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 77, no. 4, pp. 475–477, Jul. 2000.
- [19] C. R. Gorla, N. W. Emanetoglu, S. Liang, W. E. Mayo, Y. Lu, M. Wraback, and H. Shen, "Structural, optical, and surface acoustic wave properties of epitaxial ZnO films grown on (0112) sapphire by metalorganic chemical vapor deposition," *J. Appl. Phys.*, vol. 85, no. 5, pp. 2595–2602, Mar. 1999.



- [20] R. Serhane, H. Khales, W. Aouimeur, S. Abdelli-Messaci, S. Lafane, A. H. Bey, and T. Boutkedjirt, "PLD elaboration of piezoelectric ZnO thin film for 540 MHz Al/ZnO/Pt bulk acoustic wave resonator," in 2013 Joint IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectric and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy (ISAF/PFM), 2013, pp. 275–278.
- [21] T. Ohgaki, N. Ohashi, H. Kakemoto, S. Wada, Y. Adachi, H. Haneda, and T. Tsurumi, "Growth condition dependence of morphology and electric properties of ZnO films on sapphire substrates prepared by molecular beam epitaxy," *J. Appl. Phys.*, vol. 93, no. 4, pp. 1961–1965, 2003.
- [22] Y. S. Lin, K. C. Hsu, and Y. M. Huang, "Surface roughness of sputtered ZnO films," *Phys. Scr.*, vol. 2006, no. T126, p. 68, 2006.
- [23] H. Sankur and J. T. Cheung, "Highly oriented ZnO films grown by laser evaporation," *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 1, no. 4, pp. 1806–1809, Oct. 1983.
- [24] T. Nakayama, "Laser-induced sputtering of ZnO, TiO₂, CdSe and GaP near threshold laser fluence," *Surf. Sci.*, vol. 133, no. 1, pp. 101–113, Oct. 1983.
- [25] T. Delage, "Optimisation du dépôt de films minces de BSTO et de tricouches YBCO/BSTO/YBCO ; phénomènes de croissance et d'interfaces, application à la réalisation de composants hyperfréquences accordables," Université de Limoges, 2003.
- [26] P. M. Verghese and D. R. Clarke, "Piezoelectric contributions to the electrical behavior of ZnO varistors," *J. Appl. Phys.*, vol. 87, no. 9, pp. 4430–4438, May 2000.
- [27] J. B. Lee, H. J. Kim, S. G. Kim, C. S. Hwang, S.-H. Hong, Y. H. Shin, and N. H. Lee, "Deposition of ZnO thin films by magnetron sputtering for a film bulk acoustic resonator," *Thin Solid Films*, vol. 435, no. 1–2, pp. 179–185, Jul. 2003.
- [28] E. Iborra, M. Clement, J. Olivares, S. Gonzalez-Castilla, J. Sangrador, N. Rimmer, A. Rastogi, B. Ivira, and A. Reinhardt, "BAW resonators based on AlN with Ir electrodes for digital wireless transmissions," in 2008 IEEE Ultrasonics Symposium, 2008, pp. 2189–2192.
- [29] L. Baumgartel and E. S. Kim, "Experimental optimization of electrodes for high Q, high frequency HBAR," in 2009 IEEE International Ultrasonics Symposium, 2009, pp. 2107–2110.
- [30] R. Lanz and P. Muralt, "Bandpass filters for 8 GHz using solidly mounted bulk acoustic wave resonators," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 52, no. 6, pp. 938–948, Jun. 2005.
- [31] N. Hongsith and S. Choopun, "Enhancement of Ethanol Sensing Properties by Impregnating Platinum on Surface of ZnO Tetrapods," *IEEE Sens. J.*, vol. 10, no. 1, pp. 34–38, Jan. 2010.
- [32] L. Giancaterini, C. Cantalini, M. Cittadini, M. Sturaro, M. Guglielmi, A. Martucci, A. Resmini, and U. Anselmi-Tamburini, "Au and Pt Nanoparticles Effects on the Optical and Electrical Gas Sensing Properties of Sol-Gel-Based ZnO Thin-Film Sensors," *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 1068–1076, Feb. 2015.
- [33] C. Goldsmith, D. Forehand, D. Scarbrough, I. Johnston, S. Sampath, A. Datta, Z. Peng, C. Palego, and J. C. M. Hwang, "Performance of molybdenum as a mechanical membrane for RF MEMS switches," in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, 2009*, pp. 1229–1232.
- [34] R. K. Kirby, "Platinum—A thermal expansion reference material," *Int. J. Thermophys.*, vol. 12, no. 4, pp. 679–685, Jul. 1991.
- [35] E. Defay, *Matériaux piézoélectriques intégrés sur silicium*, La Voisier. 2010.



■ Chapitre III : Fabrication, optimisation et modélisation des micro-résonateurs acoustiques

Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	119
II.	INVESTIGATION DES SOURCES DES PERTES	119
II.1.	Caractéristiques électriques des membranes de silicium des wafers SOI.....	120
II.2.	Les pertes induites par la couche piézoélectrique	123
III.	SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT DES MICRO-RESONATEURS INCLUANT L'ENSEMBLE DES PERTES.....	126
IV.	OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES MICRO-RESONATEURS	127
IV.1.	Influence de la périodicité (P) des électrodes IDTs sur la fréquence de fonctionnement des dispositifs... 128	
IV.2.	L'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO sur les caractéristiques des dispositifs.....	134
IV.3.	Optimisation de la géométrie des peignes IDTs	139
V.	EFFETS DE LA PUISSANCE RF ET DE LA TEMPERATURE SUR LES PERFORMANCES DES MICRO-RESONATEURS	150
V.1.	Caractérisation non-linéaire sous forte puissance des dispositifs réalisés	150
V.2.	Caractérisation thermique des micro-résonateurs	154
VI.	INFLUENCE DE L'APPLICATION D'UNE TENSION DE POLARISATION DC SUR LES CARACTERISTIQUES DES DISPOSITIFS	157
VII.	CONCLUSION	166
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	168



I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats des travaux de fabrication et de mesure de nos dispositifs de micro-résonateurs. Dans un premier temps, nous allons étudier un aspect très important qui influence fortement les performances des micro-résonateurs fabriqués : les pertes électriques entraînées par le substrat. Ces pertes proviennent de la très faible résistivité de la membrane de silicium sur laquelle seront construits les dispositifs, qui est largement inférieure aux spécifications annoncées au départ par notre fournisseur de wafers SOI. Ces pertes additionnées à celles de la couche piézoélectrique, ont été identifiées quantitativement, ce qui a permis d'en tenir compte dans le modèle électrique équivalent. Ce modèle équivalent MBVD, joue un rôle majeur dans l'évaluation des performances des micro-résonateurs, surtout lorsqu'il s'agit des travaux d'optimisation. Nous préférons donc évoquer la problématique induite par ces pertes au début du chapitre, bien que leur identification n'ait pas été réalisée avant les travaux qui vont être présentés dans la suite du chapitre. Les optimisations effectuées sur les micro-résonateurs seront ensuite discutées. Ces optimisations comprennent l'épaisseur de la couche piézoélectrique de ZnO et les dimensions des électrodes inter-digitées IDTs d'entrée et de sortie. Ainsi nous avons optimisé leur largeur, leur espacement, leur longueur et leur nombre. Pour conclure ce chapitre, nous présenterons des mesures additionnelles réalisées sur ces micro-résonateurs : des mesures sous forte puissance incidente, des mesures en température ainsi que des mesures en appliquant une polarisation DC sur les dispositifs.

II. Investigation des sources des pertes

L'objet de cette partie sera de décrire les travaux qui ont été réalisés afin de quantifier les pertes entraînées par les wafers SOI utilisés, ainsi que celles due à la couche piézoélectrique de ZnO utilisée dans la constitution du dispositif résonant.

Cette étude approfondie sur les pertes a été établie après la réalisation des micro-résonateurs sur membrane suspendue (wafer SOI) : les résultats des premières mesures ont montré des pertes d'insertion qui dépassent les 7dB, contrairement à ce qui était attendu. Ces dispositifs ont été réalisés sur des wafers qui sont censés être de très haute résistivité ($>5000 \Omega \cdot \text{cm}$), comme indiqué par les spécifications du fabricant. Ils ne devraient donc pas présenter autant de pertes. Ce taux élevé de pertes a montré la présence d'un problème au niveau des wafers utilisés, d'autant plus que les mêmes dispositifs, qui ont été réalisés sur des wafers de silicium



HR et qui ont été présentés dans le chapitre précédent, ont montré des pertes d'insertion de l'ordre de 2dB seulement.

Pour cette raison, nous avons décidé d'identifier les sources de ces pertes. Par rapport aux dispositifs réalisés sur des substrats de Si HR (avec des pertes autour de 2 dB) la seule source potentielle est la membrane de silicium sur laquelle les micro-résonateurs sont fabriqués. La couche piézoélectrique de ZnO et les électrodes d'entrée et de sortie constituent aussi des sources de pertes, sauf qu'ils ont été réalisés de la même manière que lors des dispositifs fabriqués sur les substrats de Si HR, donc leurs pertes étaient prises en compte. Pourtant, nous allons les identifier pour avoir une idée complète de toutes les pertes présentes dans les dispositifs.

Comme déjà mentionné, la présentation des résultats de cette étude au début de ce chapitre, avant la présentation des résultats de mesure des micro-résonateurs réalisés sur des membranes suspendues, permettra de mieux évaluer et interpréter les résultats des optimisations effectuées sur les micro-résonateurs, lesquels seront présentés dans la suite de ce chapitre.

II.1. Caractéristiques électriques des membranes de silicium des wafers SOI

Les wafers SOI que nous utilisons pour la fabrication des micro-résonateurs, présentés au début du chapitre précédent, sont constitués de deux couches de silicium, la première faisant 450 μm d'épaisseur (« box layer ») tandis que la seconde fait seulement 2 μm d'épaisseur (« device layer »). Les deux couches sont séparées par une couche mince de 1 μm d'oxyde de silicium (SiO_2) comme le montre la figure 3-1. Le fabricant de ces wafers annonce une résistivité électrique de plus de 5000 $\Omega\cdot\text{cm}$ pour les deux couches de silicium. Nous avons mesuré la résistivité de ces deux couches de silicium en utilisant la méthode des quatre pointes. Pour un substrat de SOI qui fait 1cm \times 1cm, pour lequel la couche de SiO_2 a été gravée des deux côtés, la résistivité mesurée de la couche mince de silicium (de 2 μm d'épaisseur) est très faible par rapport aux spécifications, égale à 32 $\Omega\cdot\text{cm}$. La deuxième couche de silicium (de 450 μm d'épaisseur) possède une valeur de résistivité proche de celle indiquée par le fournisseur puisqu'elle est égale à 3,4 k $\Omega\cdot\text{cm}$. Pour vérifier nos mesures, nous avons aussi mesuré la résistivité d'un échantillon provenant d'un wafer silicium HR qui fait 350 μm d'épaisseur. Ces wafers ont été utilisés pour la réalisation des premiers circuits tests qui ont été présentés dans le chapitre précédent. Les résonateurs réalisés sur ces wafers avaient démontré de très bonnes



performances électriques, notamment de faibles pertes d'insertion d'environ 2 dB. La résistivité de ces wafers (silicium HR) mesurée selon la même méthode (les quatre points) est égale à 15 kΩ.cm (voir figure 3-2). Ces résultats expliquent bien pourquoi les résonateurs réalisés sur les membranes suspendues de silicium des wafers SOI possèdent des pertes très élevées.

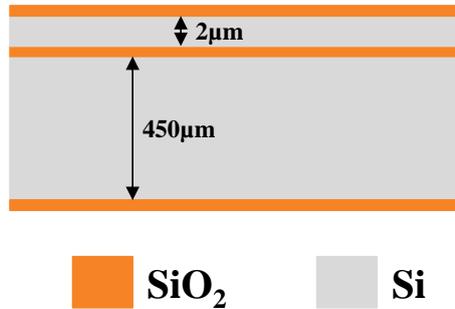


Figure 3-1 : Wafers SOI

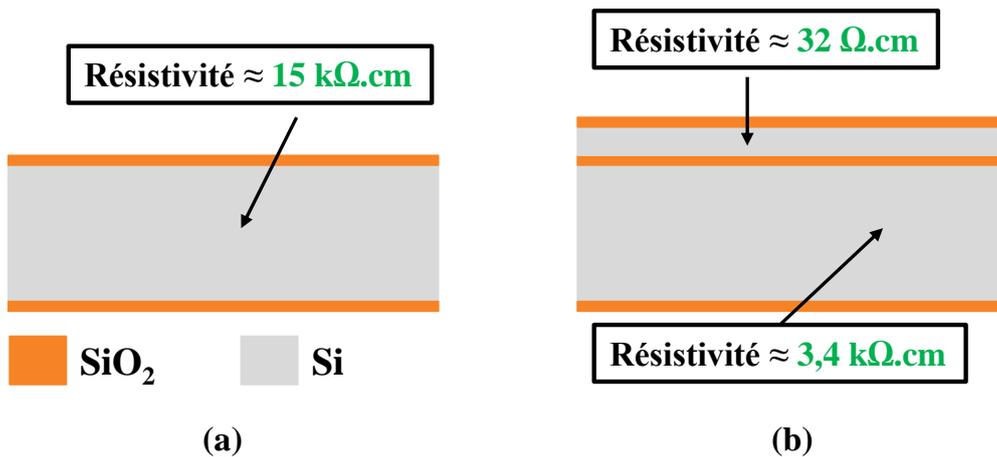


Figure 3-2 : Valeurs de résistivité du substrat en silicium sur lequel les micro-résonateurs sont réalisés dans le cas d'un wafer Silicium HR (a) et celui d'un wafer type SOI (b)

Pour confirmer ces résultats inattendus, nous avons procédé à une autre méthode de vérification. Pour cela, nous avons réalisé des capacités inter-digitées sur ces deux types de wafers afin de calculer les pertes induites par ces circuits après avoir mesuré leurs paramètres [S] tout en utilisant l'équation (3.1) :

$$\text{Pertes} = 1 - (|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2) \quad (3.1)$$

Les capacités IDTs réalisées sont similaires aux électrodes supérieures des résonateurs piézoélectriques, avec une largeur d'électrode de 2 μm et un espacement également de 2 μm. Nous avons fait varier la longueur et le nombre d'électrodes de ces peignes inter-digités afin d'évaluer l'évolution des pertes. Quatre longueurs L différentes (200 μm, 170 μm, 140 μm et



100 μm) ainsi que quatre peignes avec un nombre n différent d'électrodes (80, 50, 40 et 25 IDTs) ont été investigués.

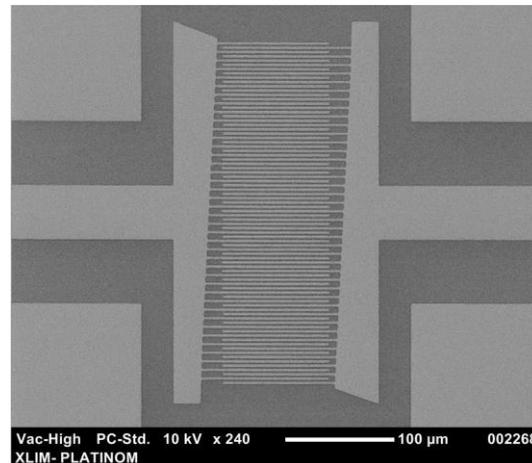


Figure 3-3 : Image MEB d'une capacité en forme de peignes IDTs possédants 80 peignes de longueur de 100 μm

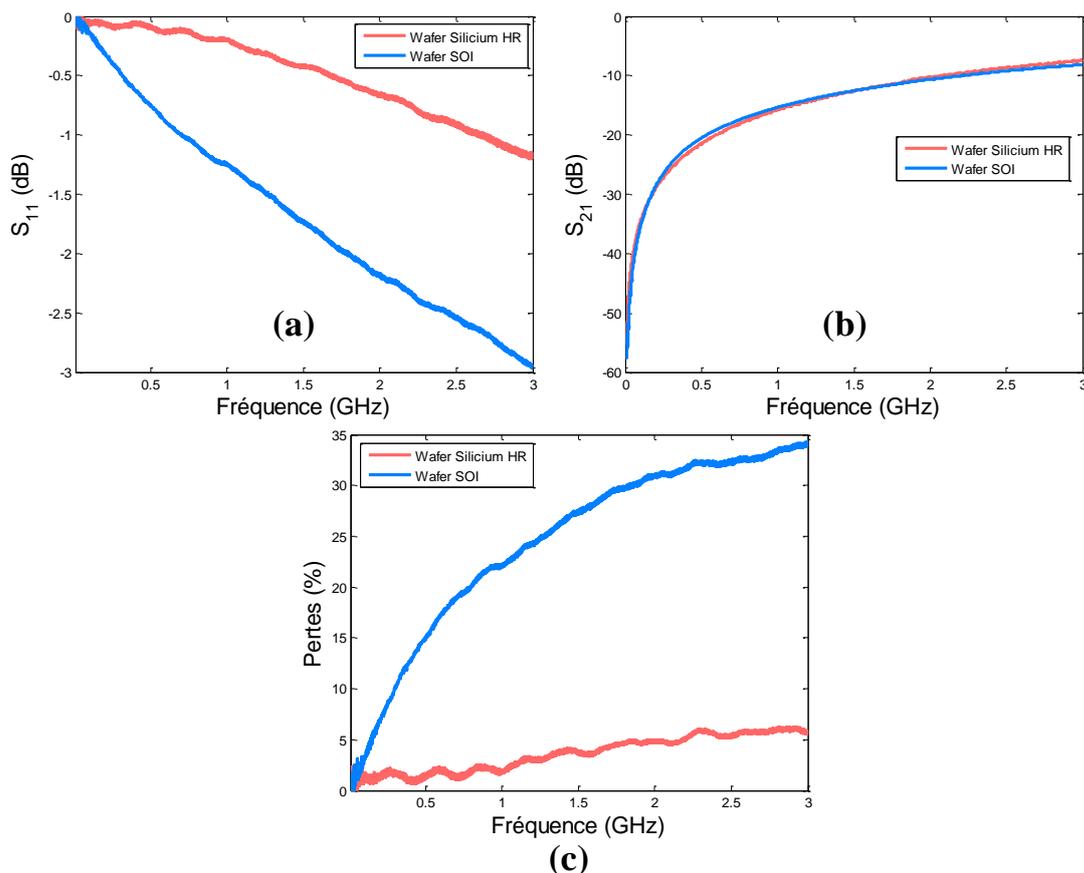


Figure 3-4 :(a) et (b) Paramètres [S] de deux capacités IDTs possédant 80 peignes de longueur 100 μm et réalisées sur deux wafers de Silicium HR et de SOI. (c) Pertes calculées des circuits dans chacun des deux types des wafers



Les paramètres [S] mesurés ainsi que les pertes calculées pour un de ces circuits, (dans le cas d'un wafer SOI et d'un autre wafer de Silicium HR), sont présentés sur la figure 3-4. Ce circuit, illustré par la figure 3-3, possède un nombre élevé d'électrodes, égale à 80 IDTs avec une longueur de 100 μm .

Nous pouvons remarquer que les deux circuits réalisés sur les deux types de wafers ne présentent pas du tout les mêmes pertes. Dans le cas du wafer de SOI, nous détectons des pertes maximales à 3GHz de l'ordre de 34% environ, contre seulement 5,6% pour le même circuit réalisé sur un wafer de silicium HR (Si HR). Les résultats des pertes des circuits réalisés sur les deux types de wafers (pour les différentes dimensions), sont présentés dans le tableau 3-1.

n (IDTs)	L (μm)	200		170		140		100	
		<i>Si HR</i>	<i>SOI</i>	<i>Si HR</i>	<i>SOI</i>	<i>Si HR</i>	<i>SOI</i>	<i>Si HR</i>	<i>SOI</i>
80		8 %	31%	8%	31,6%	7,7%	32,8%	5,6%	33,9%
50		6,4%	29,8%	6,1%	30,5%	5,7%	31,1%	3,7%	31,5%
40		5,4%	29,8%	5,4%	30,3%	4,9%	30,9%	3,3%	30,8%
25		3,9%	29,1%	3,8%	29,6%	2,8%	29,1%	2,7%	29,1%

Tableau 3-1 : Valeurs des pertes des circuits possédant différents nombres des peignes IDTs ainsi que différentes longueurs dans le cas des deux wafers : SOI et Si HR

II.2. Les pertes induites par la couche piézoélectrique

Après avoir identifié les pertes induites par la membrane de silicium, nous avons évalué celles de la couche de ZnO déposée. Pour ce faire, nous avons évalué les pertes des lignes coplanaires bien adaptées entre 0 et 3 GHz et réalisées selon deux configurations : soit directement sur un substrat de Si HR désoxydé, soit sur une couche de ZnO déjà déposée sur le même substrat « désoxydé ». Nous avons procédé à cette méthode afin de comparer les pertes des lignes coplanaires réalisées avec ou sans couche de ZnO, ce qui nous permettra d'évaluer les pertes entraînées par la couche de ZnO toute seule. Par rapport au substrat, nous avons utilisé un wafer Si HR qui a montré une très haute résistivité ($\approx 15\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) afin que l'étude tienne essentiellement compte des pertes intrinsèques de la couche de ZnO.

Nous avons simulé ces lignes coplanaires avec le logiciel 'Momentum' afin de déterminer les dimensions nécessaires à l'adaptation de ces circuits. Les dimensions retrouvées sont

représentées figure 3-5. Nous avons ensuite simulé ces lignes coplanaires dans la première configuration où elles sont directement réalisées sur le substrat de silicium HR. Quant aux lignes coplanaires, elles ont été réalisées en déposant 400 nm de cuivre suivi par 100 nm d'or, avec une épaisseur totale de 500 nm de métal, pour atténuer les pertes résistives dans ces lignes. Les résultats des paramètres [S] et des pertes déduites, mesurées et simulées, dans la première configuration (sans couche mince de ZnO), sont présentées figure 3-6. Il faut aussi noter que trois longueurs différentes de ces lignes coplanaires ont été réalisées (500 μm , 1 mm et 2 mm) afin de confirmer les résultats expérimentaux.

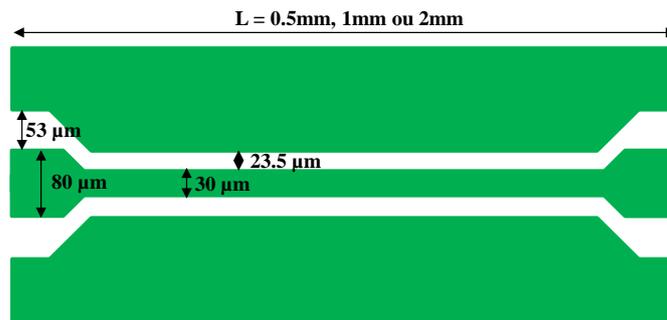


Figure 3-5 : Ligne coplanaire avec les dimensions permettant une bonne adaptation

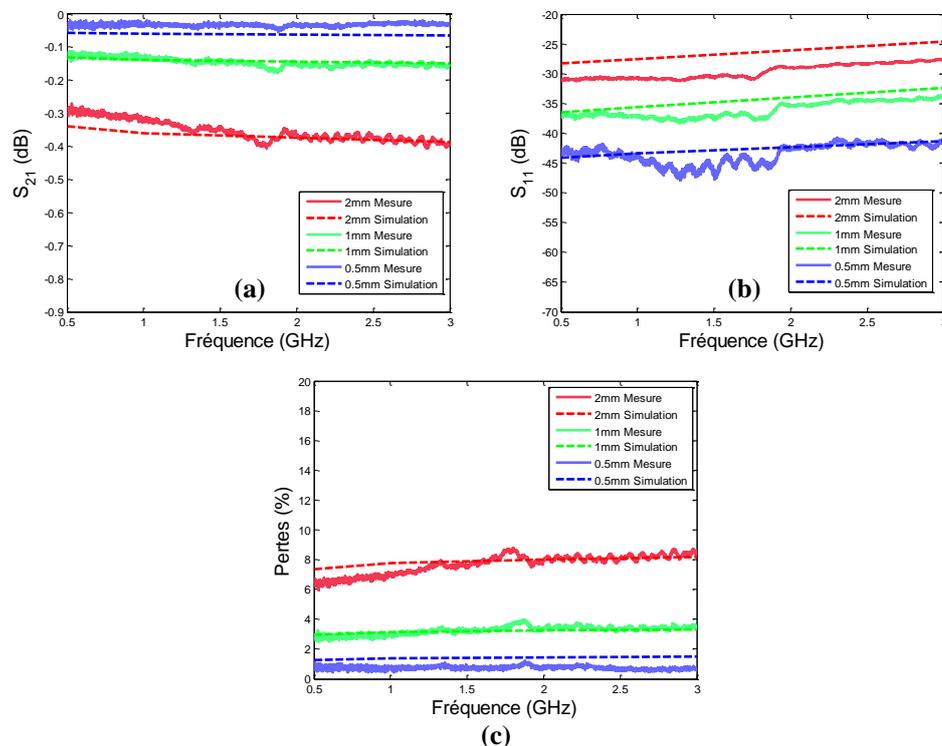


Figure 3-6 : (a) et (b) Paramètres [S], en mesures et en simulations, de lignes coplanaires réalisées sur un substrat désoxydé de Si HR et (c) représente les pertes calculées à partir de ces mesures

Nous pouvons remarquer la bonne cohérence entre les simulations et les mesures pour les trois longueurs différentes des lignes coplanaires de la figure 3-6. Bien évidemment, la ligne qui possède la plus grande longueur montre les pertes les plus importantes avec 8,5% environ à 3 GHz (figure 3-6). Cette valeur représente sans doute les pertes induites par les électrodes inter-digitées IDTs parce que la résistivité du substrat utilisé dans ce cas (Si HR) est très élevée (15 k Ω .cm).

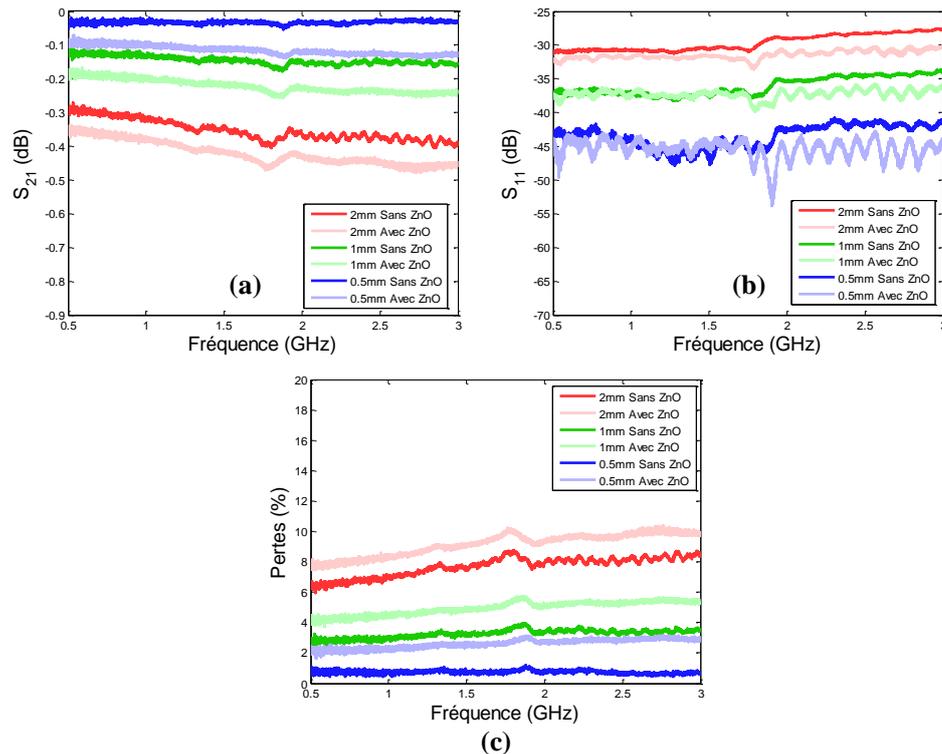


Figure 3-7 : (a) et (b) Comparaison entre les paramètres [S] mesurés des lignes coplanaires réalisées sur substrat Si HR avec et sans ZnO et (c) représente les pertes calculées à partir de ces mesures

Par la suite, nous avons comparé les résultats de mesure des pertes des lignes réalisées sur substrat de silicium HR directement avec celles qui ont été réalisées sur une couche de ZnO déjà déposée sur le même substrat. Les résultats sont montrés dans la figure 3-7. Nous pouvons bien remarquer que la valeur des pertes dans le cas de la présence de la couche de ZnO est légèrement plus grande que celle mesurée dans le cas des lignes coplanaires réalisées directement sur le substrat. Mais les pertes entraînées par la couche de ZnO seule ne dépassent pas les 1-2% dans les trois différents cas étudiés. Cela signifie que la couche de ZnO n'entraîne pas énormément de pertes, ce qui est un point positif pour l'intégration de ce matériau et son utilisation pour des fonctions de filtrage.

III. Schéma électrique équivalent des micro-résonateurs incluant l'ensemble des pertes

Après avoir identifié les pertes qui existent dans nos micro-résonateurs et qui vont potentiellement pénaliser les performances de ces dispositifs, nous avons essayé d'intégrer ces pertes dans le modèle électrique MVBD équivalent afin de mieux évaluer les performances des micro-résonateurs à partir de leurs mesures de paramètres [S]. La figure 3-8 montre une coupe transversale d'un micro-résonateur avec les différentes couches des matériaux qui le composent. Seulement deux électrodes sont présentées pour simplifier l'explication, une électrode d'entrée et une autre de sortie.

Dans ce schéma, C_f représente la capacité formée entre les électrodes IDTs supérieures d'entrée et de sortie. L_m , C_m et R_m représentent la partie motionnelle et décrivent le comportement acoustique et mécanique de la structure, comme nous l'avons déjà présenté dans le **chapitre I**. C_p représente la capacité formée entre les électrodes d'entrée et de sortie d'une part, et l'électrode inférieure d'autre part. R_p décrit les pertes entre les électrodes supérieures et l'électrode inférieure à travers la couche de ZnO. La résistance R_f représente les pertes de la membrane suspendue en silicium qui sont dues à sa basse résistivité. Finalement, la résistance R_z représente les pertes entre les électrodes supérieures IDTs *via* la couche de ZnO.

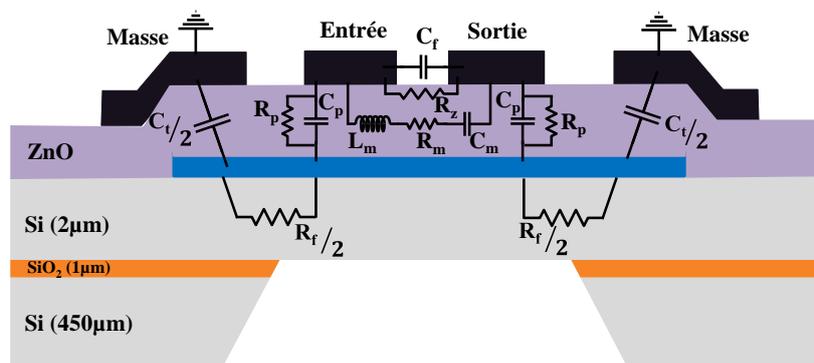


Figure 3-8 : Coupe transversale d'un micro-résonateur présentant les différents éléments du schéma électrique équivalent MBVD

La masse se trouve sur les bords, aucun *via* n'est réalisé dans le ZnO afin de relier la masse supérieure à l'électrode inférieure qui représente donc une masse flottante. Pourtant, nous avons pensé à élargir la surface commune entre la masse supérieure et l'électrode inférieure afin de créer une capacité C_f qui prendra une valeur assez grande par rapport à la valeur de la

capacité C_p , ce qui nous permettra de la considérer comme un court-circuit qui relie la masse supérieure à l'électrode inférieure, comme indiqué sur la figure 3-8.

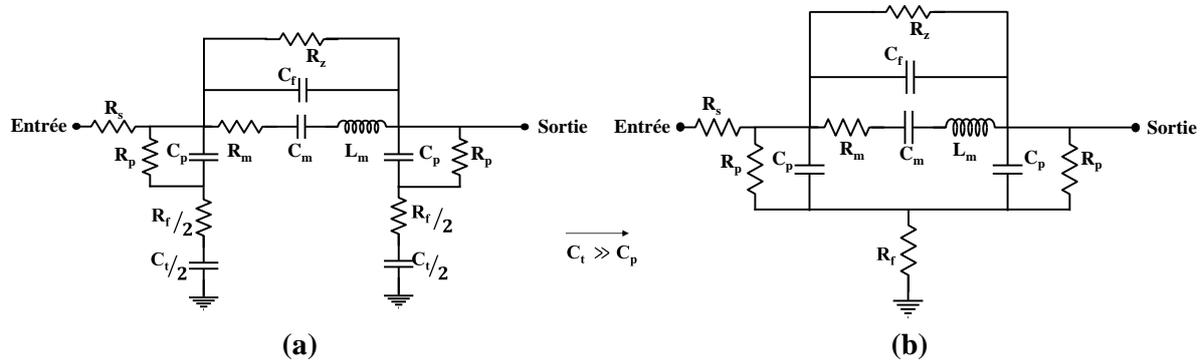


Figure 3-9 : (a) Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes dans la couche de ZnO et dans la membrane suspendue de silicium et (b) modèle simplifié en éliminant la capacité C_t ($C_t \gg C_p$)

Le modèle final présenté dans la figure 3-9(b) sera utilisé pour évaluer les dispositifs qui seront fabriqués et mesurés. Les valeurs des composants de ce modèle électrique seront utilisées pour le calcul du facteur de qualité.

IV. Optimisation des performances des micro-résonateurs

Après avoir trouvé et caractérisé les sources des pertes dans nos circuits, nous présentons dans la suite les études qui ont été effectuées au cours des travaux de cette thèse pour optimiser les performances de micro-résonateurs. Dans cette partie, nous allons évaluer l'influence de l'espacement et de la largeur des électrodes dans les peignes IDTs (électrodes supérieures) sur la fréquence de fonctionnement des micro-résonateurs. De plus, nous allons évaluer l'effet de l'épaisseur de la couche piézoélectrique de ZnO sur le facteur de qualité et le coefficient de couplage électromécanique des micro-résonateurs. Enfin, une étude sur l'impact des dimensions (longueur et nombre) des peignes IDTs sur les performances des dispositifs sera également présentée.

IV.1. Influence de la périodicité (P) des électrodes IDTs sur la fréquence de fonctionnement des dispositifs

L'une des caractéristiques les plus importantes des micro-résonateurs piézoélectriques est leur fréquence de résonance. A cette fréquence-là, un maximum d'énergie mécanique est transmis de l'électrode d'entrée à l'électrode de sortie *via* la couche piézoélectrique, comme déjà mentionné dans le premier chapitre. Cette fréquence peut être facilement calculée à l'aide de l'équation (3.2):

$$f_r = \frac{v}{2P} \quad (3.2)$$

où P est la périodicité des électrodes IDT et v est la vitesse de propagation des ondes acoustiques dans la couche piézoélectrique.

La périodicité P est égale à la somme de la largeur des peignes (L) et l'espacement (E) entre eux, comme le montre la figure 3-10.

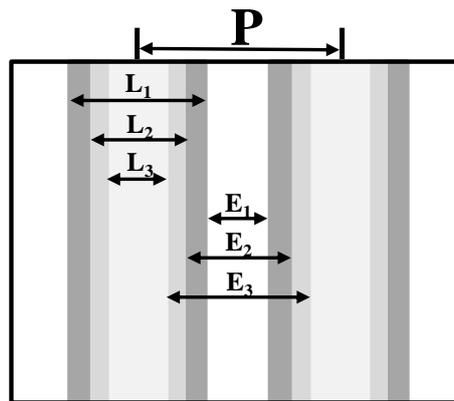


Figure 3-10 : Représentation schématique des peignes IDTs possédant une périodicité P et trois différentes combinaisons de largeur (L_1 , L_2 et L_3) et d'espacement entre les peignes (E_1 , E_2 et E_3)

Pourtant, l'état de l'art des travaux réalisés dans le domaine des micro-résonateurs relie toujours la fréquence de résonance à l'espacement entre les peignes IDTs sans tenir compte de la largeur de ces derniers. Cependant, la largeur de l'électrode aura aussi une influence sur la fréquence de résonance, étant donné que la présence ou l'absence d'une couche métallique au-dessus de la couche piézoélectrique affecte la propagation des ondes acoustiques. Cela devrait se produire même si la périodicité entre les électrodes reste la même. Autrement dit, deux micro-résonateurs possédant la même périodicité P, mais différents espacements (E_1 et E_2) et largeurs de peignes IDTs (L_1 et L_2), ne doivent pas avoir la même fréquence de résonance. Afin de prouver cette hypothèse, nous avons premièrement eu recours aux simulations FEM en



utilisant le logiciel multiphysics FEM pour voir quel comportement théorique nous pouvions obtenir suite à la variation de la largeur et l'espace entre les IDTs.

Nous avons simulé deux micro-résonateurs possédant deux périodicités différentes $P_1=6\mu\text{m}$ et $P_2=8\mu\text{m}$. Pour chacune des deux périodicités, nous avons fait varier les valeurs de l'espace et de la largeur des peignes IDTs, tout en conservant la même valeur de la périodicité P . De ce fait, la largeur L_1 des peignes possédant une périodicité P_1 a varié entre $0,5\mu\text{m}$ et $5,5\mu\text{m}$, et L_2 , la largeur des IDTs possédant une périodicité de $P_2=8\mu\text{m}$, a été varié entre $0,5\mu\text{m}$ et $7,5\mu\text{m}$. Les résultats des simulations présentées dans la figure 3-11 montrent bien que la fréquence de résonance varie avec la variation du ratio L/P dans le cas des deux modèles simulés. Les valeurs des fréquences de résonance pour chacun des deux cas sont reportées dans le tableau 3-2.

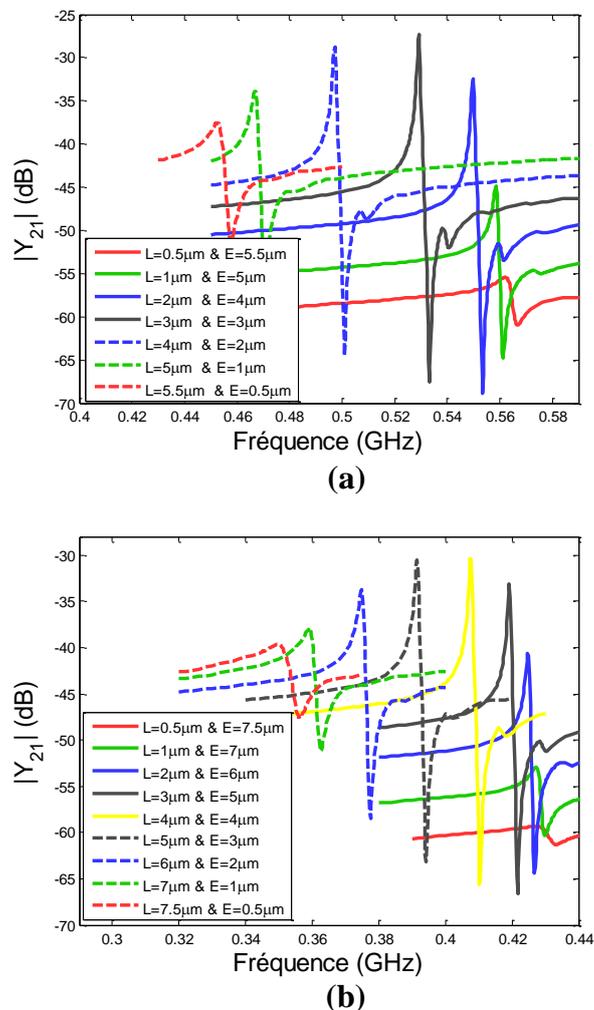


Figure 3-11 : Réponse de l'admittance Y_{21} en simulation de deux micro-résonateurs ayant des IDTs avec deux périodicités différentes : (a) $P=6\mu\text{m}$ et (b) $P=8\mu\text{m}$. La largeur L et l'espace E ont été variés dans chacun des deux cas



P (μm)	L (μm)	E (μm)	Ratio L/P	f_r (MHz)
6	0,5	5,5	0,08333333	562,3
	1	5	0,16666667	558,5
	2	4	0,33333334	549,7
	3	3	0,5	529,3
	4	2	0,66666667	497,3
	5	1	0,83333334	466,8
	5,5	0,5	0,91666667	452,5
8	0,5	7,5	0,0625	427,3
	1	7	0,125	427,2
	2	6	0,25	424,7
	3	5	0,375	419,2
	4	4	0,5	407,5
	5	3	0,625	391,5
	6	2	0,75	374,7
	7	1	0,875	359
	7,5	0,5	0,9375	349,8

Tableau 3-2 : Dimensions géométrique des IDTs et les valeurs correspondantes des fréquences de résonance pour toutes les combinaisons (L et E) des deux modèles (P₁ et P₂) étudiés

En analysant ces résultats de simulations, nous remarquons que la fréquence de résonance des micro-résonateurs qui possèdent une périodicité des IDTs plus élevée est plus petite, ce qui est attendu du fait que la périodicité soit inversement proportionnelle à la fréquence de résonance. De plus, nous remarquons que pour une périodicité donnée, quand le ratio largeur/périodicité (L/P) des IDTs est petit, la fréquence de résonance est élevée. Cette fréquence diminue progressivement avec l'augmentation du ratio L/P, un comportement qui prend la forme d'une parabole de signe négatif comme on peut le remarquer d'après la figure 3-12. Cette figure représente l'évolution de la fréquence de résonance en fonction du ratio L/P dans les cas des deux périodicités étudiées. Alors l'évolution de la fréquence de résonance peut être décrite par l'équation (3.3) :

$$f_r\left(\frac{L}{P}\right) = a \times \left(\frac{L}{P}\right)^2 + b \times \left(\frac{L}{P}\right) + c \quad (3.3)$$

avec a, b et c les coefficients de la parabole dont les valeurs sont mentionnées dans la figure 3-12 pour les deux modèles.



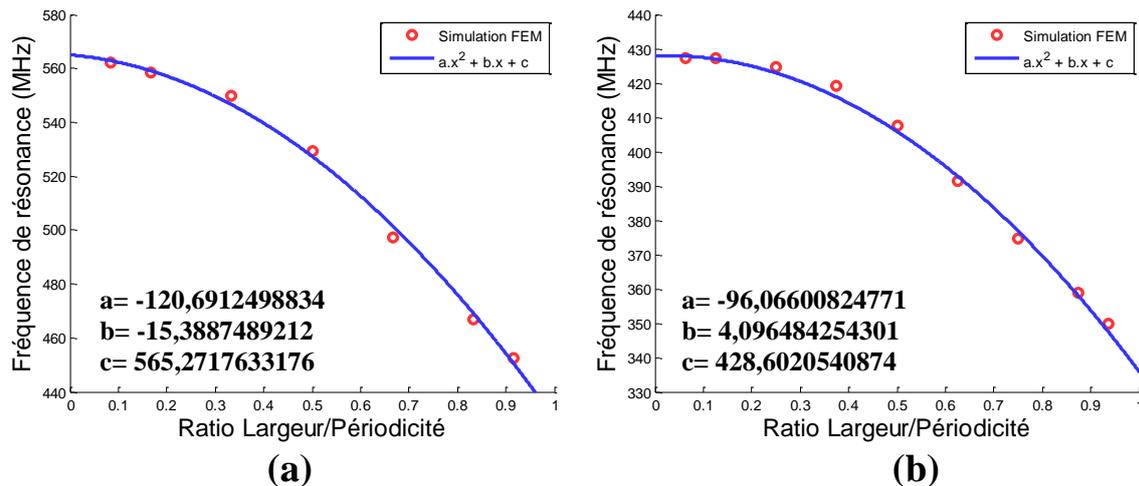


Figure 3-12 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction du ratio L/P et le modèle parabolique correspondant dans le cas des deux modèles étudiés : (a) P=6µm et (b) P=8µm

Afin d'expliquer ces résultats, nous devons revenir à l'équation (3.2) qui définit la fréquence de résonance. D'après cette équation, la fréquence de résonance ne dépend que de la périodicité P et de la vitesse acoustique v . Pour une périodicité donnée, f_r varie au fur et à mesure du changement du ratio (L/P), alors nous pouvons conclure que c'est la vitesse acoustique qui change en fonction de ce ratio (L/P). Nous pouvons alors la définir par l'équation (3.4) :

$$v\left(\frac{L}{P}\right) = 2 \times P \times f_r\left(\frac{L}{P}\right) = 2 \times P \times \left[a \times \left(\frac{L}{P}\right)^2 + b \times \frac{L}{P} + c \right] \quad (3.4)$$

La vitesse acoustique dépend normalement du module de Young et de la masse volumique équivalente des différentes couches du micro-résonateur. Etant donné que la variation de la surface occupée par les électrodes IDTs influence sur la vitesse acoustique, nous pouvons accorder ce changement au module de Young. En effet, les recherches [1], [2] ont déjà prouvés que les coefficients de la matrice du tenseur d'élasticité (C_{11} , C_{22} , C_{33} , C_{44} , C_{55} , C_{66} , C_{12} et C_{13}) peuvent changer en fonction de la variation de l'épaisseur du matériau piézoélectrique. La matrice du tenseur d'élasticité dont nous parlons représente le module de Young d'un cristal dans toutes les directions en 3D. Pour cela, nous estimons que nos circuits se comportent de cette façon en changeant la largeur et l'espacement des IDTs à cause du changement du module de Young, par suite de la vitesse acoustique.

Pour mieux comprendre ces résultats, nous avons regardé, à l'aide des simulations FEM, le déplacement des ondes acoustiques entre deux électrodes IDTs pour différents ratios (L/P). Les résultats sont présentés figure 3-13. Nous remarquons que le déplacement des ondes acoustiques est très faible lorsque la largeur des électrodes est très élevée (figure 3-13(a)), ainsi

que dans le cas des électrodes de très petites largeurs (figure 3-13(c)). Le plus fort déplacement peut être détecté dans le cas d'un ratio de 0,5 représenté dans la (figure 3-13(b)). Lorsque les IDTs sont très larges (le ratio (L/P) est élevé), le déplacement des ondes acoustiques est perturbé et affaibli, donc la vitesse acoustique diminue à cause de la masse des électrodes IDTs, ce qui fait que la fréquence de résonance diminue.

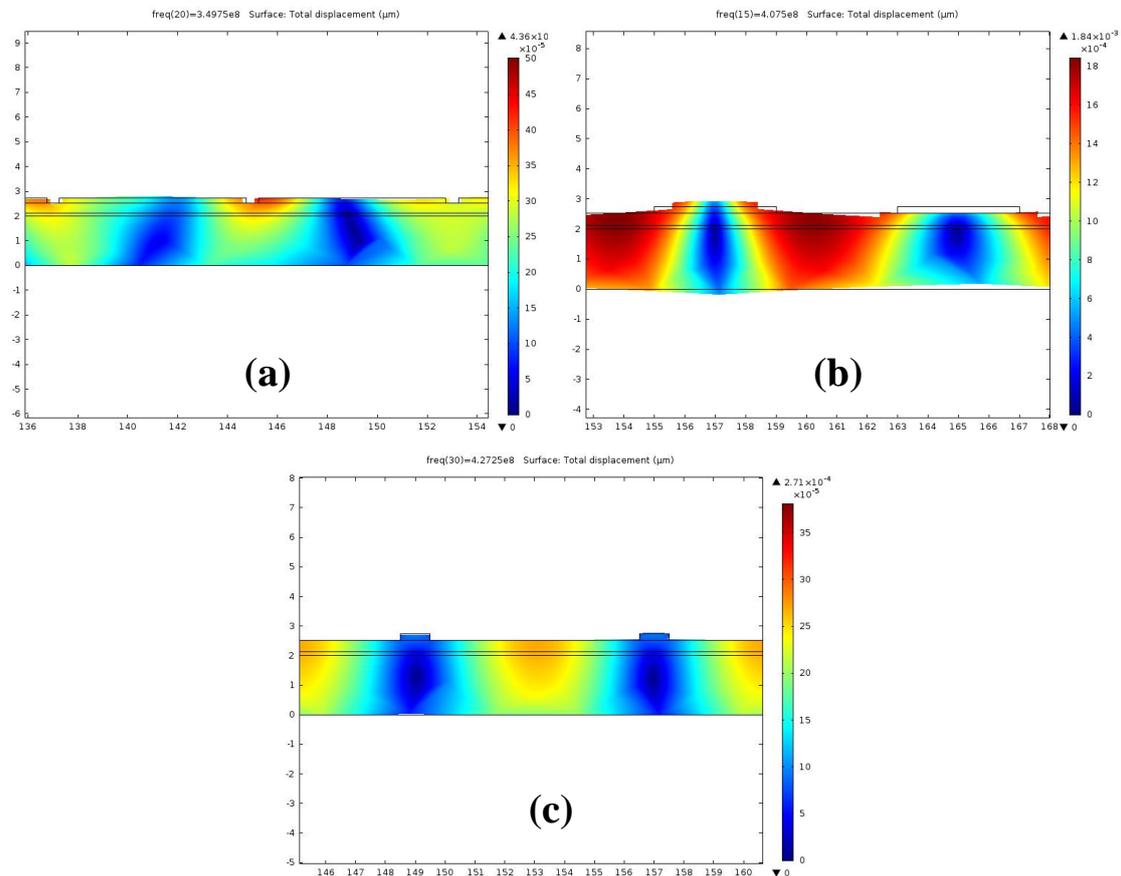


Figure 3-13 : Déplacement des ondes acoustiques dans les micro-résonateurs possédant la même périodicité $P = 8\mu\text{m}$ mais avec trois ratios différents (L/P) : (a) 0.94, (b) 0.5 et (c) 0.12

Les électrodes qui possèdent une très petite largeur ne sont pas les meilleures non plus car elles ne transmettent pas assez d'énergie acoustique dans le micro-résonateur, et cela peut être clairement remarqué d'après la courbe de l'admittance correspondante (figure 3-11) qui montre une résonance très petite et faible.

Après avoir analysé en simulation l'effet du changement du ratio L/P sur la fréquence de résonance des micro-résonateurs, nous avons poursuivi avec la fabrication de ces circuits. Trois périodicités ont été testées : $6\mu\text{m}$, $7\mu\text{m}$ et $8\mu\text{m}$. La figure 3-14 montre des images des peignes IDTs de quelques micro-résonateurs réalisés, possédant différentes périodicités et plusieurs ratios L/P . De manière pratique, nous ne pouvons pas faire varier le ratio L/P autant que nous l'avons fait en simulation et ce pour deux raisons : la première est le manque de précision au

niveau de la lithographie optique et la seconde est la limitation en terme de surface active sur le wafer, donc du nombre des micro-résonateurs réalisés sur le même substrat, afin de maintenir une épaisseur homogène de ZnO comme ce qui a été expliqué dans le chapitre précédent.

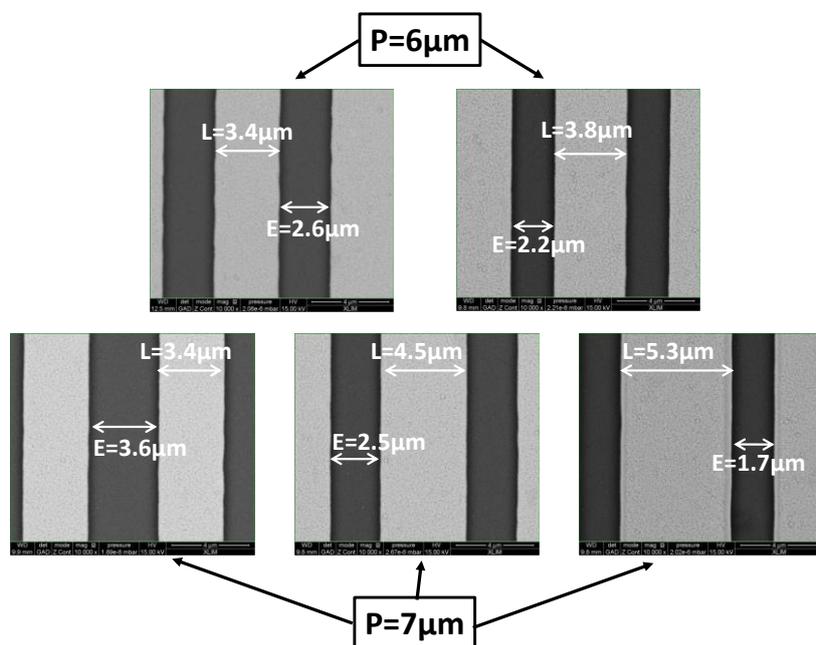


Figure 3-14 : Images MEB montrant les peignes IDTs de certains micro-résonateurs qui possèdent différentes périodicités P et ratio L/P après la fabrication

P (µm)	L (µm)	E (µm)	Fréquence de résonance f_r (MHz)	
			Mesure expérimentale	Simulation FEM
6	3,4	2,6	514,2	515,2
	3,8	2,2	503	507
7	3,4	3,6	464,5	462,5
	4,5	2,5	435	439
	5,3	1,7	414	421
8	4,4	3,6	396,2	402
	5,7	2,3	356	378

Tableau 3-3 : Résultats des mesures et des simulations de micro-résonateurs fabriqués en salle blanche. Trois différentes périodicités ont été testées

Le tableau 3-3 représente les résultats des mesures et des simulations FEM des micro-résonateurs fabriqués. Le modèle utilisé pour les simulations FEM prend en compte les dimensions exactes des micro-résonateurs fabriqués, comme la largeur et l'espacement entre les IDTs et l'épaisseur de la couche de ZnO au-dessous de chacun d'eux. La largeur et l'espacement des IDTs ont été mesurés à l'aide des images prises par un microscope à balayage



électronique (MEB), tandis que l'épaisseur de la couche de ZnO a été mesurée à l'aide d'un ellipsomètre. Nous avons remarqué que la variation maximale en terme d'épaisseur de la couche de ZnO est de 30 nm, une petite variation qui peut être négligeable en tenant compte du fait que les circuits possédant les mêmes périodicités avec différents ratio L/P se situent proches les uns des autres. Les résultats des mesures et des simulations montrent des valeurs de fréquence de résonance très proches ce qui prouve l'efficacité de l'étude théorique réalisée. Nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance mesuré expérimentalement diminue avec l'augmentation de la largeur des peignes IDTs pour une même périodicité P . Ce comportement a déjà été remarqué dans l'étude théorique présentée par la figure 3-12.

Pour conclure cette partie, nous pouvons indiquer que la périodicité des peignes IDTs n'est pas le seul paramètre qui détermine la valeur de la fréquence de résonance des micro-résonateurs. Le ratio de la largeur des électrodes IDTs sur la périodicité citée a un rôle important et doit être prise en compte afin de fixer la réponse de résonance désirée. Ce ratio doit être proche de 0.5 pour avoir un déplacement acoustique assez fort comme nous l'avons vu lors de la visualisation du déplacement des ondes acoustiques à la résonance.

IV.2. L'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO sur les caractéristiques des dispositifs

Dans cette partie, nous allons présenter une étude sur l'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO sur les caractéristiques des micro-résonateurs, à savoir la fréquence de résonance, le facteur de qualité Q et le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 .

L'augmentation du facteur de qualité des micro-résonateurs est le résultat du coefficient de couplage élevé de la transduction acoustique piézoélectrique combinée avec les performances acoustiques exceptionnelles de la membrane en silicium monocristallin sur laquelle est réalisé le dispositif. Cependant, les caractéristiques finales des micro-résonateurs acoustiques résultent d'un compromis entre le couplage électromécanique et les pertes introduites par le matériau piézo-électrique. Ces pertes augmentent avec le volume du matériau intégré dans le micro-résonateur. C'est pour cela que nous allons essayer de trouver le compromis idéal qui permettra d'obtenir de très bonnes performances en terme de fréquence de résonance, de coefficient de couplage électromécanique et de facteur de qualité.



Pour identifier l'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO sur les performances des dispositifs, nous avons réalisé et mesuré un groupe de trois dispositifs-test. Les trois dispositifs ont été conçus avec le même nombre de peignes IDTs (70 IDTs) et la même longueur de ces peignes (190 μm). L'épaisseur de la couche de ZnO a été variée de 200 nm à 800 nm, comme indiqué sur la figure 3-15. L'épaisseur de la couche de ZnO peut être contrôlée à quelques dizaines de nanomètres près, en jouant sur le temps du dépôt. Pour la technique des dépôts utilisée (ablation laser PLD), elle peut être aussi contrôlée par la variation du taux de répétition des impulsions laser qui viennent frapper la cible de ZnO, comme il a été expliqué dans le chapitre précédent.

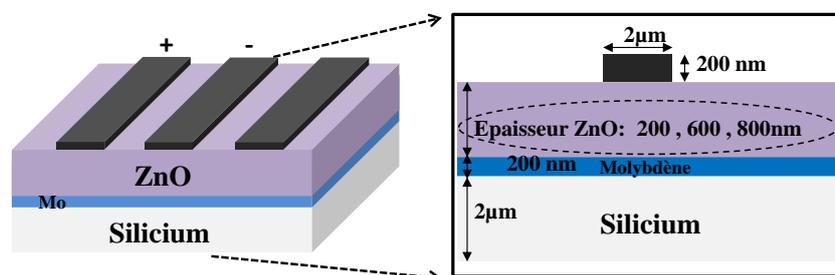


Figure 3-15 : Coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches des micro-résonateurs. L'analyse du facteur de qualité est réalisée en prenant en compte la variation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique de ZnO

Après avoir fabriqué ces trois prototypes, nous avons mesuré les paramètres [S] en utilisant un analyseur de réseau vectoriel et une station de mesures de type Cascade.

Le modèle électrique équivalent MBVD (Modified Butterworth Van Dyke) a été utilisé pour prévoir la réponse en transmission théorique de chaque micro-résonateur. Les paramètres électriques équivalents sont ensuite extraits afin de calculer le facteur de qualité Q .

Les résultats des mesures des paramètres [S] des trois micro-résonateurs sont présentés figure 3-16. Comme attendu, la fréquence centrale, initialement à 765 MHz pour une couche de ZnO d'épaisseur de 200 nm, diminue jusqu'à 672 MHz, lorsque l'épaisseur de la structure composée de ZnO/Si augmente. On peut remarquer qu'un excellent accord est obtenu entre le modèle MBVD et les résultats de mesure, ce qui montre clairement la validité d'extraction du facteur de qualité Q à partir de la mesure envisagée.

Le tableau 3-4 représente les valeurs des composants électriques principaux du modèle MBVD. Ces valeurs sont utilisées pour le calcul du facteur de qualité en utilisant l'équation (3.5):

$$Q = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (3.5)$$

Le coefficient de couplage électromécanique est représenté par l'équation (3.6):

$$k_t^2 = \frac{\pi^2 f_a - f_r}{4 f_a} \quad (3.6)$$

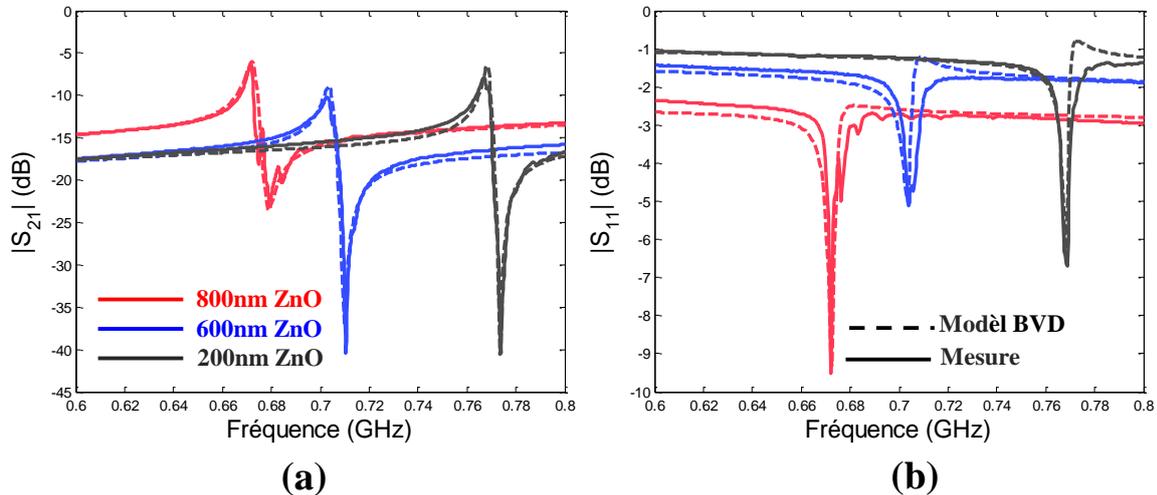


Figure 3-16 : (a) Réponses mesurées et simulées en transmission S_{21} et (b) en réflexion S_{11} des trois prototypes possédant trois épaisseurs différentes de ZnO

Épaisseur _{ZnO} (nm)	C_m (fF)	R_m (Ω)	L_m (μ H)	Q	k_t^2 (%)	f_r (MHz)	$f \cdot Q$ $\times 10^{12}$ Hz
800	11,67	47	4,8	430	2,78	672	0,29
600	8	45	6,4	618	2,65	703	0,44
200	5,8	22	7,4	1600	2,23	765	1,23

Tableau 3-4 : Valeurs de certains composants du modèle électrique équivalent MBVD (L_m , C_m et R_m). Le facteur de qualité Q a été calculé à l'aide des valeurs extraites du modèle MVBD adapté aux résultats des mesures (équation (3.5)). Le coefficient de couplage k_t^2 est déduit à partir du décalage entre les deux fréquences de résonance et d'antirésonance (équation (3.6))

En comparant les performances des trois micro-résonateurs, on peut remarquer que la diminution de l'épaisseur de ZnO augmente le facteur de qualité, à partir de $Q = 430$ (pour la couche de ZnO d'épaisseur de 800 nm) jusqu'à $Q = 1600$ (pour la couche de ZnO d'épaisseur de 200nm).

Le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 reste relativement stable, avec une légère baisse de 2,78% à 2,23%, lorsque l'épaisseur de ZnO diminue de 800 à 200 nm. La meilleure valeur obtenue du facteur de mérite (produit $f \cdot Q$) est de $1,23 \cdot 10^{12}$ Hz.

Afin de mieux comprendre ces résultats, nous avons réalisé des simulations par éléments finis (FEM). Nous avons simulé des dispositifs avec différentes épaisseurs pour la couche de ZnO, allant de 200 nm jusqu'à 1000 nm avec un pas de 200 nm. Ces simulations nous donnent la possibilité d'obtenir directement la réponse en admittance de la structure étudiée ainsi que son facteur de qualité. Pourtant, les pertes mécaniques de la couche de ZnO ne sont pas connues, et leurs valeurs sont indispensables dans la simulation, surtout pour le calcul du facteur de qualité. Pour cela, nous avons appliqué une approche qui est souvent utilisée dans les simulations FEM pour ce type d'étude [3]. Nous avons introduit la valeur des pertes mécaniques comme variable de simulation de façon à ce que la valeur du facteur de qualité obtenu par le logiciel de simulation soit proche de celle calculée à l'aide du modèle MBVD. Cette approche a été utilisée seulement pour un seul prototype (d'épaisseur 200 nm) parmi les trois qui ont été étudiés. Ensuite, toutes les simulations ont été réalisées en utilisant la même valeur déjà fixée des pertes mécaniques. Il faut noter que la réduction de l'épaisseur du ZnO à des valeurs inférieures à 200 nm, conduit à la formation d'une couche de ZnO de piètres qualités cristallines et ayant des propriétés piézo-électriques modestes. Nous nous sommes donc arrêtés à cette épaisseur minimale (200nm).

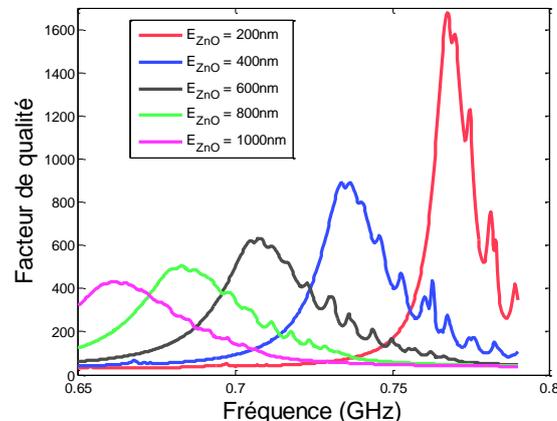


Figure 3-17 : Facteurs de qualité des micro-résonateurs intégrant des couches de ZnO avec différentes épaisseurs obtenus en simulation FEM

Les résultats des facteurs de qualité des micro-résonateurs intégrant des couche de ZnO avec différentes épaisseurs obtenues par des simulations FEM sont présentés figure 3-17 et montrent un comportement similaire à ce que nous avons déjà obtenu expérimentalement. Le facteur de qualité prend sa valeur maximale pour la plus petite épaisseur de ZnO, ce facteur de qualité diminuant avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

Le tableau 3-5 présente une comparaison des résultats obtenus en simulation et en mesure, sur la fréquence de résonance f_r , le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 et le produit $f \cdot Q$.

Épaisseur du ZnO (nm)	Fréquence de résonance f_r (MHz)		Facteur de qualité Q		Coefficient de couplage électromécanique k_t^2 (%)		Produit $f \cdot Q$ ($\times 10^{12}$ Hz)	
	Mesure	Simulation FEM	Mesure	Simulation FEM	Mesure	Simulation FEM	Mesure	Simulation FEM
200	765	767	1600	1675	2.23	1.63	1.23	1.284
400		727		955		3.38		0.694
600	703	705	618	635	2.65	5.15	0.44	0.435
800	672	679	430	450	2.78	6	0.29	0.3
1000		657.5		400		6.7		0.26

Tableau 3-5 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés sur la fréquence de résonance f_r , le facteur de qualité Q , le k_t^2 et le produit $f \cdot Q$

Nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance et le facteur de qualité ont des valeurs très proches de celles obtenues expérimentalement, avec un écart de moins de 5%. Ces deux paramètres diminuent progressivement avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche de ZnO. Quant au coefficient de couplage électromécanique k_t^2 , les valeurs obtenues en simulation sont différentes mais suivent la même tendance que celles obtenues expérimentalement : ce paramètre augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du ZnO, ce qui est logique compte tenu du fait que le couplage à l'intérieur de la couche piézoélectrique est plus fort quand l'épaisseur du ZnO est plus importante. Cette étude a été réalisée avant la résolution du problème des microfissures à l'intérieur de la couche de ZnO qui a été présenté dans le chapitre précédent. Cet écart entre les mesures et les simulations FEM peut être expliqué donc par le fait que la qualité des couches piézoélectriques déposées n'a pas été optimisée avant la réalisation de cette étude de variation de l'épaisseur de la couche de ZnO.

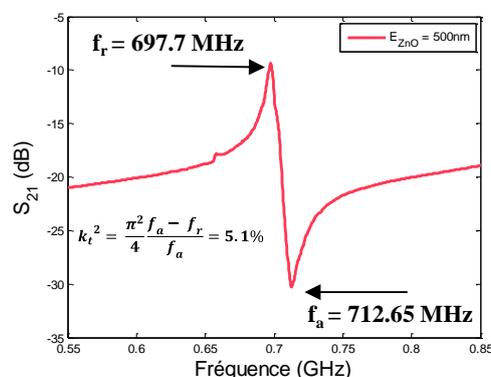


Figure 3-18 : La réponse d'un micro-résonateur réalisé en utilisant une couche de 500 nm de ZnO optimisée, sans microfissures et présentant un $k_t^2 = 5.1\%$

La figure 3-18 représente la réponse en transmission d'un micro-résonateur qui a été réalisé après la résolution du problème du stress dans la couche de ZnO. Avec une épaisseur de 500 nm environ, ce micro-résonateur possède un k_t^2 égal à 5.1%, ce qui est cohérent avec les valeurs obtenues en simulation comme le montre le tableau 3-5.

Les résultats montrent clairement que les couches minces de ZnO à faible épaisseur sur membrane de silicium sont bien adaptées pour la fabrication de micro-résonateurs à très fort facteur de qualité. Les couches fines de ZnO assurent un meilleur couplage/ excitation de la membrane en silicium monocristallin qui a un facteur de qualité plus important. Par rapport à la fréquence de résonance, elle diminue légèrement avec l'augmentation de l'épaisseur du ZnO tandis que le k_t^2 augmente. Il faut donc être attentif au choix de l'épaisseur de la couche de ZnO d'autant plus que le facteur de qualité et le k_t^2 ne suivent pas la même tendance avec le changement de son épaisseur.

IV.3. Optimisation de la géométrie des peignes IDTs

Dans cette partie, nous allons présenter l'étude qui a été réalisée sur le dimensionnement des électrodes supérieures des micro-résonateurs. Ces électrodes sont composées des peignes IDTs qui sont couplés entre eux *via* l'effet piézoélectrique de la couche de ZnO. Ils possèdent une longueur L_n et un nombre n . Ces deux paramètres possèdent une influence importante sur les performances des micro-résonateurs, influence que nous avons voulu quantifier et interpréter afin de trouver le compromis géométrique optimal qui correspond aux meilleures caractéristiques des dispositifs. Pour cela, nous avons réalisés et mesurés des dispositifs-tests avec quatre longueurs différentes $L_1/L_2/L_3/L_4=200/170/130/100$ μm , ainsi que quatre nombres différents d'électrodes IDTs: $n_1/n_2/n_3/n_4 = 80/50/40/25$. Les micro-résonateurs sont repartis sur le substrat d'accueil d'une manière bien choisie, qui permet de comparer ceux qui possèdent des paramètres différents, sans subir l'influence de la non-uniformité de l'épaisseur de la couche de ZnO, comme indiqué sur la figure 3-19.

La figure 3-20 montre des images prises pour les différentes topologies des micro-résonateurs réalisés et mesurés. La première série de cette figure illustre le changement de la longueur des peignes, allant de 200 μm jusqu'à 100 μm , tandis que la deuxième série illustre le cas du changement du nombre de peignes allant de 80 jusqu'à 25 IDTs. Normalement, avec quatre longueurs et quatre nombre différents des IDTs, nous devons obtenir 16 combinaisons différentes. Nous avons prévu de réaliser quatre exemples identiques de chaque combinaison,



pour confirmer les résultats qui seront obtenus, ce qui implique la réalisation de 64 micro-résonateurs en total, réparties sur 8 lignes et 8 colonnes.

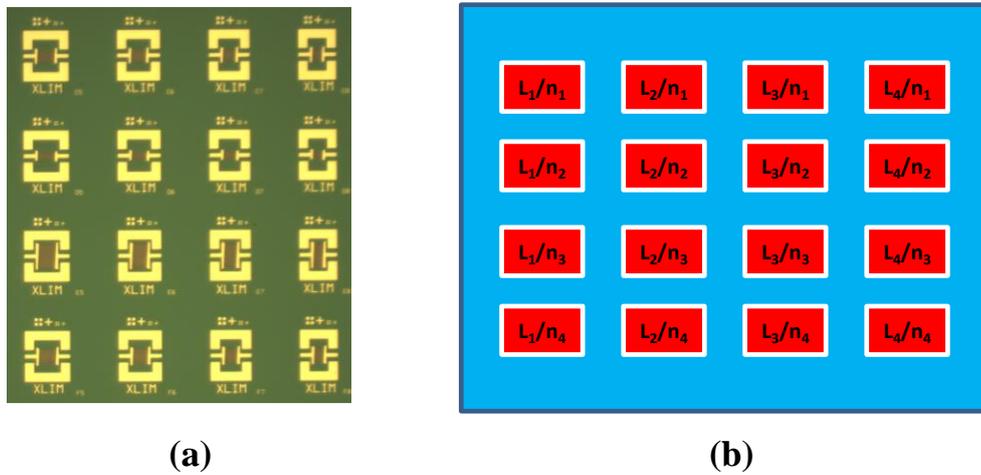


Figure 3-19 : (a) Photo MEB des circuits réalisés et (b) représentation de la position des circuits en fonction de la variation de la longueur (L_n) et du nombre (n) de peignes IDTs

La surface totale occupée par les micro-résonateurs est de $0,8\text{cm}^2$, légèrement supérieure à celle qui a été déjà fixée dans le chapitre précédent ($0,49\text{cm}^2$) pour limiter la variation de l'épaisseur de la couche de ZnO. La fabrication a été réalisée avec une couche de 600nm de ZnO environ. Cette épaisseur a été choisie afin d'essayer de voir comment nous pouvons améliorer les performances des micro-résonateurs au niveau du facteur de qualité Q et du k_f^2 .

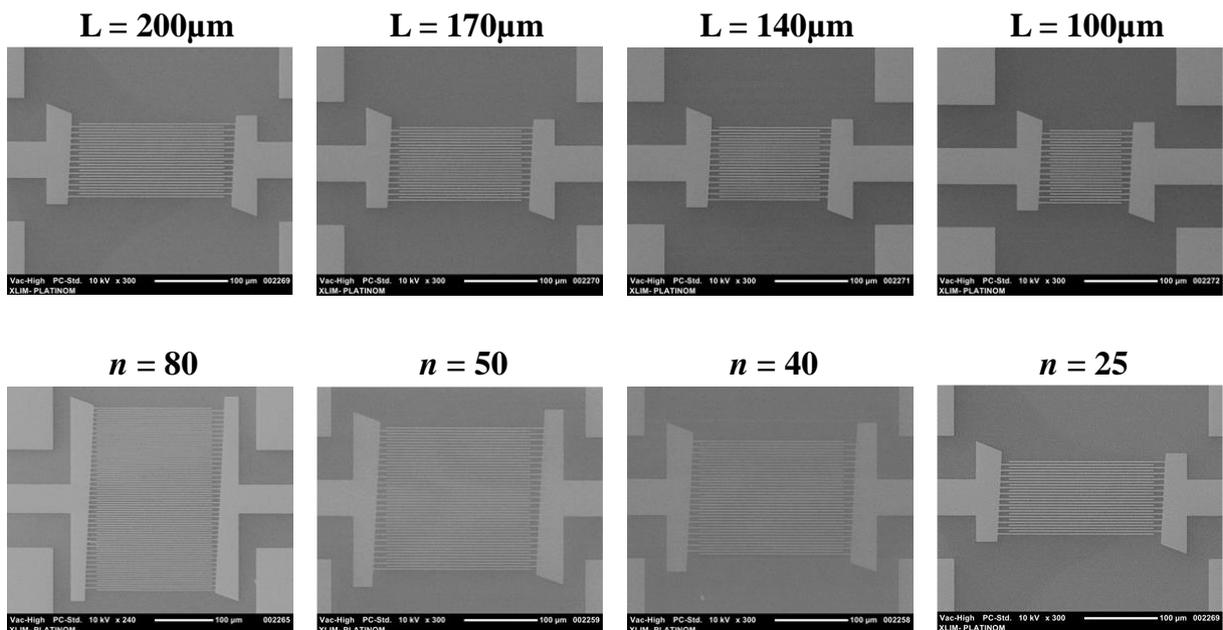


Figure 3-20 : Photos MEB de micro-résonateurs réalisés avec des longueurs et des nombres de peignes IDTs différents



Nous avons fixé la périodicité des peignes IDTs à $4 \mu\text{m}$ afin d'obtenir une fréquence de résonance assez élevée, avec une largeur des peignes égale à $2,2 \mu\text{m}$ environ et un espacement entre eux s'élevant à $1,8 \mu\text{m}$. De cette manière, on obtient un ratio $L/P=0,55$, en concordance avec les conclusions d'optimisation obtenues de l'étude réalisée sur l'influence du ratio L/P sur les performances des micro-résonateurs.

Après la fabrication, 55% des micro-résonateurs n'étaient pas mesurables à cause de la formation de court-circuits entre les IDTs ou bien à cause de la destruction de quelques membranes. Finalement, parmi les 16 combinaisons visées initialement, nous n'avons obtenus aucune mesure pour trois entre elles. Quant aux dispositifs qui ont été mesurés, nous avons réussi à mesurer entre un et trois exemples parmi le total de quatre prévus pour chaque combinaison. Les résultats qui seront présentés dans la suite constituent la moyenne des mesures prises entre un et trois exemplaires pour chaque combinaison.

IV.3.1. Evolution du coefficient de couplage électromécanique k_t^2

Ce paramètre dépend, comme nous l'avons déjà vu, du décalage fréquentiel entre les deux fréquences de résonance et d'antirésonance : plus ce décalage est élevé, plus le k_t^2 est grand (équation (3.6)). Par rapport aux mesures réalisées, nous avons remarqué que le décalage $f_r - f_a$ change en fonction de L et de n . La figure 3-21 représente la réponse en transmission (paramètres S_{21}) de trois micro-résonateurs possédant trois longueurs différentes de peignes IDTs mais avec le même nombre des IDTs. Nous pouvons remarquer que le k_t^2 diminue en fonction de l'augmentation de la longueur des peignes, en allant de 7,4% pour une longueur de $L = 100 \mu\text{m}$ jusqu'à 5,3% pour une longueur $L = 200 \mu\text{m}$. La fréquence de résonance varie légèrement (5 MHz de décalage environ) entre le circuit de la figure 3-21(a) qui se situe au milieu du substrat et celui de la figure 3-21(c) qui se situe au bord de la du substrat, ce qui montre que l'épaisseur du ZnO varie très légèrement. Pour avoir une vue globale de l'évolution du paramètre k_t^2 pour tous les dispositifs et combinaisons de L et n testées, nous présentons les valeurs moyennes des k_t^2 dans le tableau 3-6.



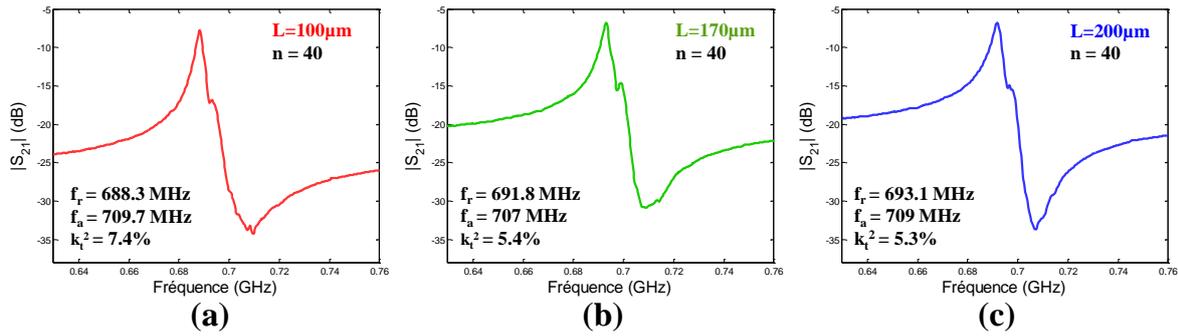


Figure 3-21 : Exemples de mesures du paramètre S_{21} de trois micro-résonateurs possédant le même nombre de peignes IDTs ($n=40$) mais différentes longueurs L

L (μm) \ / n (IDTs)	100	140	170	200
25	8,84 % (1)	7,74 % (3)	7,85 % (3)	5,76 % (1)
40	7 % (2)	-	5,7 % (2)	5,76 % (3)
50	5,8 % (3)	5,01 % (2)	-	4,62 % (2)
80	5,44 % (2)	-	4,66 % (2)	4,7 % (1)

Tableau 3-6 : Valeurs moyennes du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 des dispositifs en fonction de toutes les combinaisons n et L mesurées. Les numéros mis entre parenthèses indiquent le nombre de circuits pris en considération pour le calcul de la valeur moyenne k_t^2 pour chaque combinaison

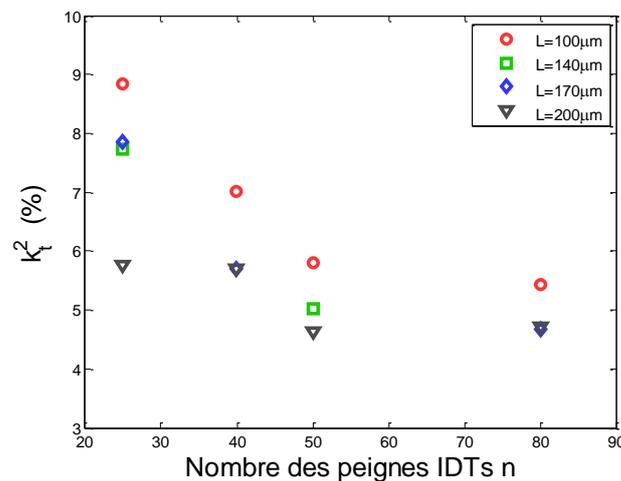


Figure 3-22 : Evolution du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 en fonction du nombre de peignes IDTs pour les quatre longueurs testées

Nous observons que le coefficient k_t^2 varie en fonction du nombre des peignes IDTs et de la longueur de ces derniers. Pour une longueur de peignes IDTs donnée, le k_t^2 diminue avec



l'augmentation du nombre des peignes IDTs. Ce paramètre varie aussi en fonction de la longueur des peignes : les petites longueurs des peignes entraînent un coefficient de couplage plus important. Par exemple, pour un nombre de peignes $n=25$, le k_t^2 diminue de 8,84% quand la longueur des IDTs $L=100\ \mu\text{m}$ jusqu'à 5,76% quand $L=200\ \mu\text{m}$. Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure 3-22.

Enfin, nous pouvons déduire que pour obtenir des forts k_t^2 , il faut utiliser des petites longueurs de peignes IDTs (L) et un faible nombre de ces derniers (n).

IV.3.2. Influence des paramètres géométriques des électrodes IDTs sur le facteur de qualité Q des dispositifs

Dans cette partie, nous allons étudier, pour la collection des dispositifs réalisée et présentée avant, l'évolution du facteur de qualité en fonction de la variation de L et de n . Le facteur de qualité peut être calculé, comme nous l'avons déjà précisé, à l'aide des composants électriques de la partie motionnelle du modèle électrique équivalent MBVD (équation (3.5)). Nous devons alors adapter les réponses théoriques obtenues par le modèle MVBD avec les résultats expérimentaux des paramètres $[S]$ de tous les micro-résonateurs et déduire les valeurs correspondantes des composants du modèle, et surtout celles de la partie motionnelle. Dans les figure 3-23 et figure 3-24 nous présentons deux exemples de comparaison entre la mesure et le modèle électrique équivalent MBVD correspondant. Nous pouvons remarquer la bonne cohérence entre le modèle électrique équivalent et les mesures, ce qui confirme la validité de l'extraction des paramètres nécessaires pour le calcul du facteur de qualité.



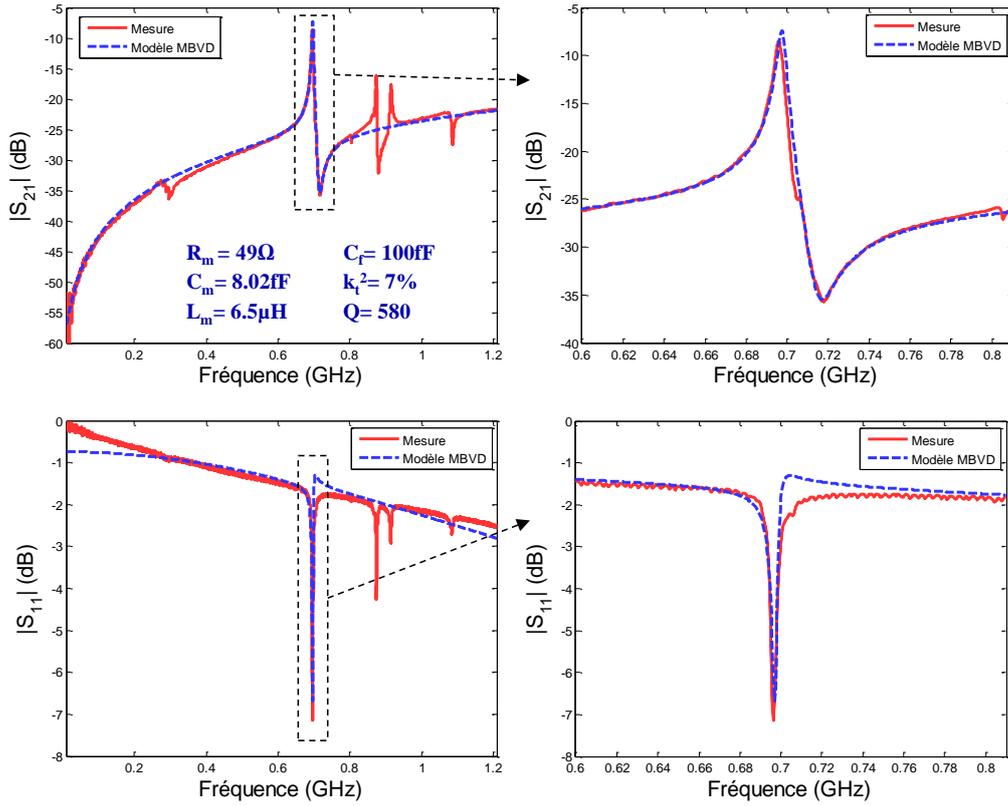


Figure 3-23 : Comparaison entre les paramètres $[S]$ mesurés et ceux obtenu du modèle MBVD correspondant pour un micro-résonateur de longueur $170 \mu\text{m}$ et possédant 25 IDTs

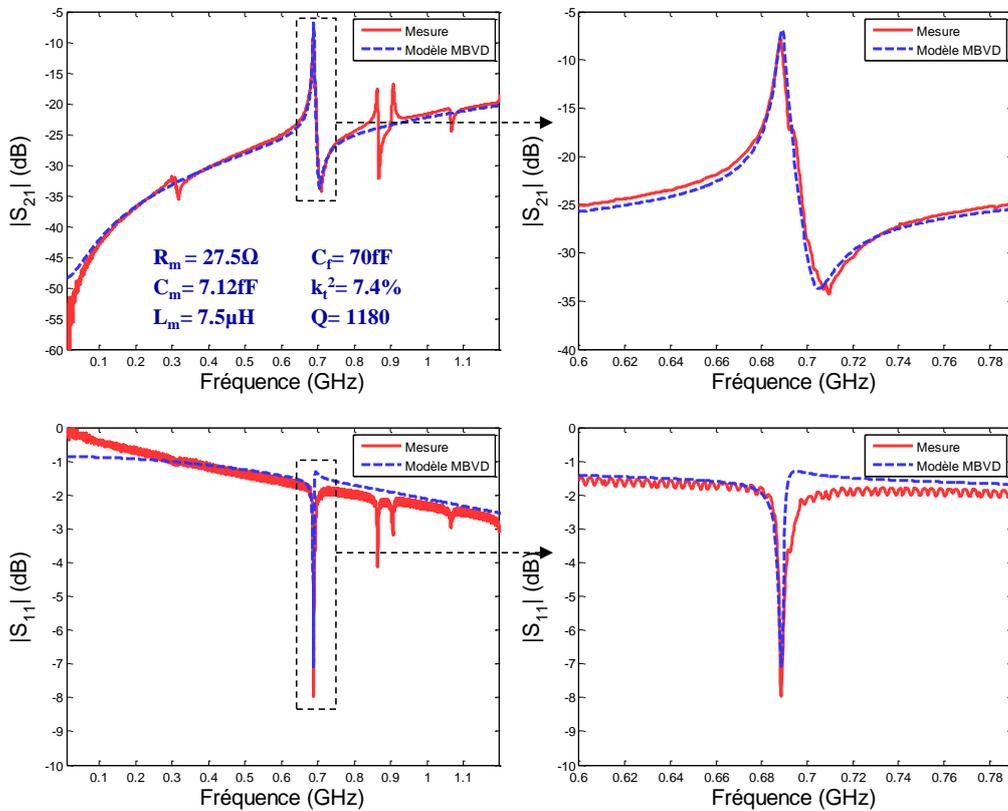


Figure 3-24 : Comparaison entre les paramètres $[S]$ mesurés et ceux du modèle MBVD correspondant pour un micro-résonateur de longueur de $100 \mu\text{m}$ et possédant 40 IDTs

En utilisant cette approche, le tableau 3-7 regroupe la moyenne de toutes les valeurs des composants du modèle équivalent MBVD, ainsi que les valeurs du facteur de qualité déduit pour les treize combinaisons des micro-résonateurs mesurés.

n (IDTs)	L (μm)	R_m (Ω)	L_m (μH)	C_m (fF)	C_f (fF)	C_p (pF)	R_p (Ω)	R_t (Ω)	R_f (Ω)	Q
25	100	60	10,02	5,24	35	0,64	1400	36	130	730
	140	49	8	6,62	69	0,84	900	22	70	709
	170	50	6,5	8,02	100	0,85	1100	17	54,7	570
	200	57	5,5	9,78	167	1,12	900	13	70	416
40	100	27,5	7,5	7,12	70	0,76	900	38,4	65	1180
	170	20	5	10,525	150	0,96	900	29	45,5	1089
	200	17,5	4	13,22	210	1,06	600	23	40	993
50	100	40	5,58	9,3	85	0,83	700	70	107	612
	140	30	4,12	12,5	120	1,106	550	50	67,5	605
	200	25,2	3,1	17	360	1,26	800	15	50	535
80	100	29,5	4	13,15	340	0,98	500	21	70	591
	170	22,5	2,7	19,365	590	1,86	1300	7	42	524
	200	19	1,8	21,21	681	2,2	1500	5	23	480

Tableau 3-7 : Tableau récapitulatif représentant toutes les valeurs des composants électriques du schéma équivalent du modèle MBVD correspondant à chaque combinaison des micro-résonateurs testés

En analysant les résultats dans le tableau 3-7 et sur la figure 3-25, nous pouvons clairement remarquer que le facteur de qualité varie lui aussi en fonction de la longueur et du nombre de peignes IDTs. En effet, nous allons faire la même analyse qui a été réalisée pour l'étude de l'évolution du coefficient de couplage k_r^2 : nous allons évaluer l'évolution de la valeur du facteur de qualité pour une longueur d'électrode donnée en fonction du nombre des IDTs et ensuite refaire la même analyse pour un nombre des IDTs donnée en fonction de la longueur L des électrodes. Ainsi, pour un nombre fixe des IDTs, $n = 25$, nous pouvons constater que le facteur de qualité diminue de 730 pour $L = 100 \mu\text{m}$ jusqu'à 413 pour $L = 200 \mu\text{m}$. Le même comportement se répète pour $n = 40, 50$ et 80 IDTs, comme on peut le constater dans le

tableau 3-7 et sur la figure 3-25. Nous pouvons conclure que le facteur de qualité diminue avec l'augmentation des IDTs.

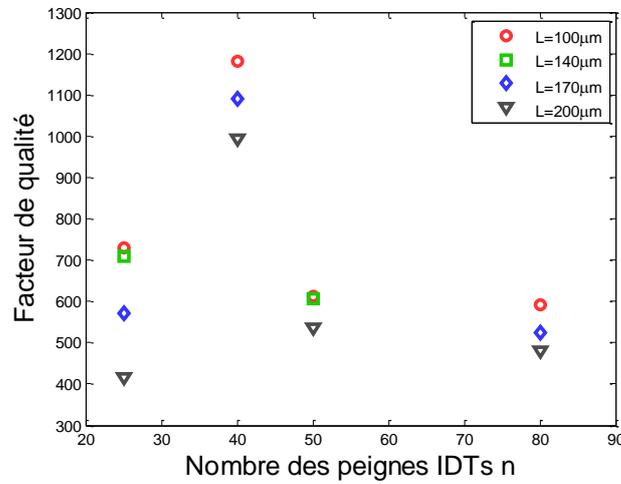


Figure 3-25 : Evolution du facteur de qualité en fonction du nombre de peignes IDTs pour des micro-résonateurs possédant différentes longueurs de peignes IDTs

Pour une longueur L fixe des peignes IDTs, *e.g.* $L = 100 \mu\text{m}$, le facteur de qualité augmente à 730 quand $n = 25$ jusqu'à 1180 pour $n = 40$ ensuite redescend jusqu'à 612 et puis jusqu'à 590 pour $n = 50$ puis 80 respectivement. On peut observer qu'il existe un maximum du facteur de qualité quand $n = 40$ IDTs. Ce comportement se répète pour les trois autres longueurs $L = 140 \mu\text{m}$, $170 \mu\text{m}$ et $200 \mu\text{m}$. Une explication probable pour ce comportement sera présentée dans le paragraphe suivant.

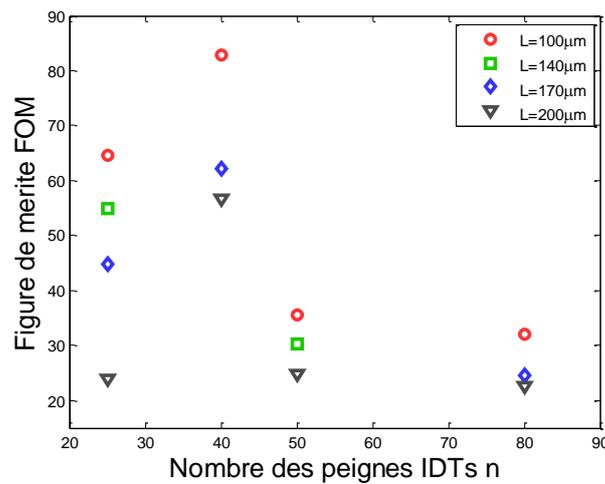


Figure 3-26 : Figure de mérite FOM en fonction du nombre de peignes IDTs pour les quatre longueurs différentes étudiées



A présent nous pouvons déduire la figure de mérite de ces résonateurs (FOM) qui est égale au produit des deux paramètres cités, le coefficient de couplage k_r^2 et le facteur de qualité Q : $FOM=Q.k_r^2$. La figure 3-26 représente l'évolution du FOM en fonction des différentes combinaisons de n et L . Nous pouvons remarquer que les valeurs les plus élevées, avec un $FOM = 86$, se trouvent pour des micro-résonateurs à 40 électrodes IDTs qui possèdent des longueurs de 100 μm .

IV.3.3. Analyse des modes de résonances parasites

Pour mieux comprendre les résultats déjà présentés, nous avons envisagé de réaliser des simulations FEM 3D afin de comprendre pourquoi le changement de la longueur des IDTs et de leur nombre affecte autant les performances des micro-résonateurs. Cependant, ces simulations 3D n'étant pas disponibles durant les travaux de la thèse, nous nous sommes limités aux simulations de type 2D. Dans les paragraphes précédents, quand il s'agissait d'une étude de l'influence de l'épaisseur de la couche de ZnO, les simulations de type 2D nous ont été utiles pour trouver les fréquences de résonance des dispositifs-test étudiés ainsi que leur facteur de qualité. Ces simulations étaient facilitées par le fait que le facteur de qualité dépendait des pertes intrinsèques de la couche de ZnO et du taux de couplage entre cette couche mince et la membrane de silicium monocristallin, qui possède d'ailleurs un très fort facteur de qualité. Autrement dit, le facteur de qualité et la fréquence de résonance dépendaient de l'épaisseur du ZnO et de celle de la membrane en silicium, qui sont prises en compte en simulation de type 2D. Cependant, une étude complète des dispositifs, prenant en compte le nombre et la longueur des peignes IDTs, nécessiterait des simulations 3D incluant les pertes électriques dues à la longueur des électrodes et à leur masse, ce qui n'est pas considéré dans les simulations de type 2D. Ces deux paramètres ont une grande influence sur la propagation des ondes acoustiques à l'intérieur du ZnO et sur les pertes d'insertion des électrodes. De ce fait, nous ne pouvons pas réaliser une analyse complète 3D des performances des dispositifs et les comparer avec les résultats obtenus expérimentalement, surtout en termes de facteur de qualité Q et de coefficient de couplage k_r^2 . Cependant, nous avons pu analyser la propagation des ondes acoustiques dans les micro-résonateurs pour différents nombres de peignes IDTs, ce qui nous a permis d'analyser qualitativement leurs comportements et obtenir une hypothèse sur la cause probable de la variation du facteur de qualité en fonction des dimensions géométriques des dispositifs.



Avant de présenter le résultat de ces simulations 2D, nous avons analysé les courbes représentant les admittances Y_{21} mesurées (figure 3-27) de quatre micro-résonateurs possédant la même longueur des peignes IDTs, $L=100\mu\text{m}$, mais quatre nombres différents n de peignes.

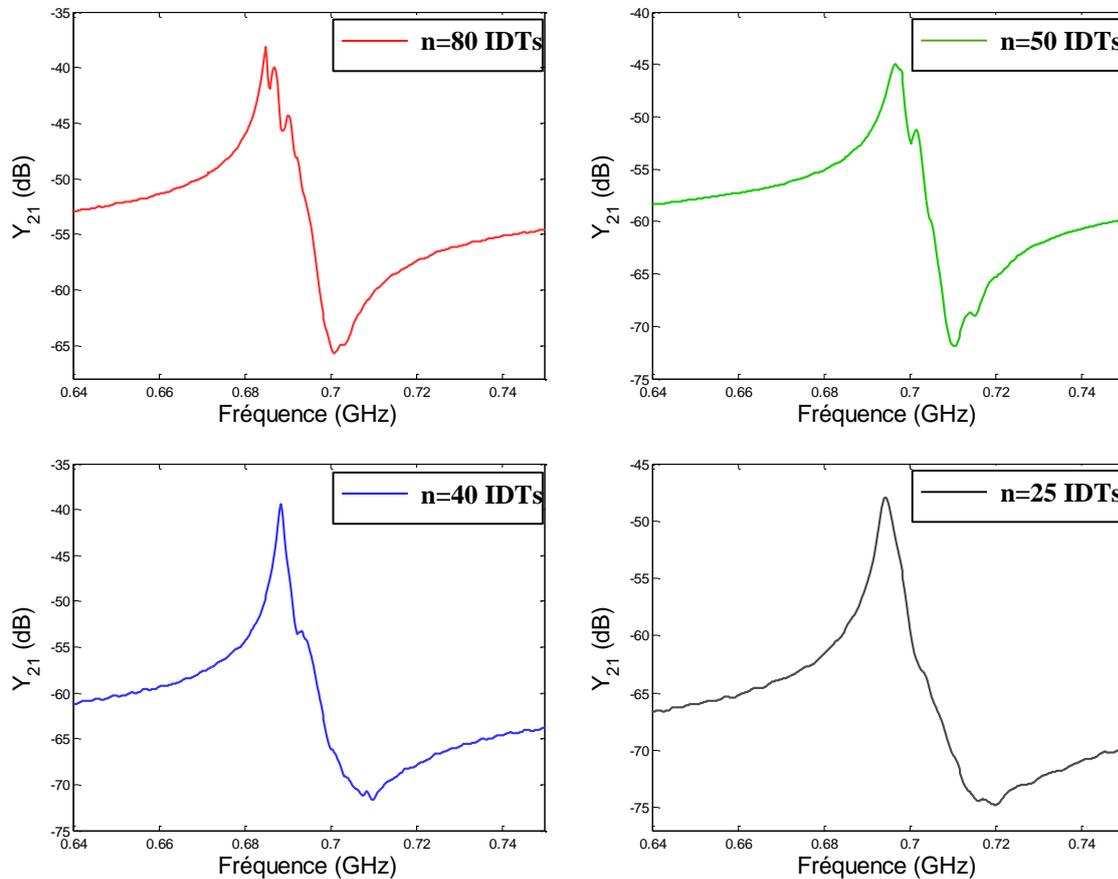


Figure 3-27 : Admittances mesurées Y_{21} de quatre micro-résonateurs ayant différents nombres d'IDTs (pour $L=100\mu\text{m}$) et montrant l'existence de modes parasites proche de la fréquence de résonance principale

Nous pouvons repérer la présence de modes parasites à proximité de la résonance mécanique principale des micro-résonateurs ayant un grand nombre d'électrodes IDTs. Ces modes de résonance sont mélangés ensemble autour de la résonance mécanique principale, ce qui fait que le pic de résonance devient moins sélectif et moins distinct, ce qui engendre alors une baisse du facteur de qualité Q , comme nous l'avons déjà déduit précédemment. En réduisant le nombre des électrodes IDTs, les pics de résonance deviennent de plus en plus sélectifs, car les modes parasites sont fortement atténués et disparaissent complètement quand $n = 25$ IDTs. Malgré la disparition complète de ces modes parasites pour $n = 25$, nous n'obtenons pas le facteur de qualité le plus élevé pour ce type de résonateur, car le couplage

d'un petit nombre de peignes entraîne une résistance motionnelle R_m qui est très élevée, comme le montre le tableau 3-7, ce qui contribue à la diminution du facteur de qualité.

Les résultats des simulations FEM de type 2D qui ont été réalisées pour des micro-résonateurs ayant différents nombres de peignes IDTs n sont présentés sur la figure 3-28. Ils montrent le même comportement fréquentiel détecté en mesure (figure 3-27) : des modes parasites commencent à apparaître et à se multiplier lorsque le nombre d'IDTs augmente.

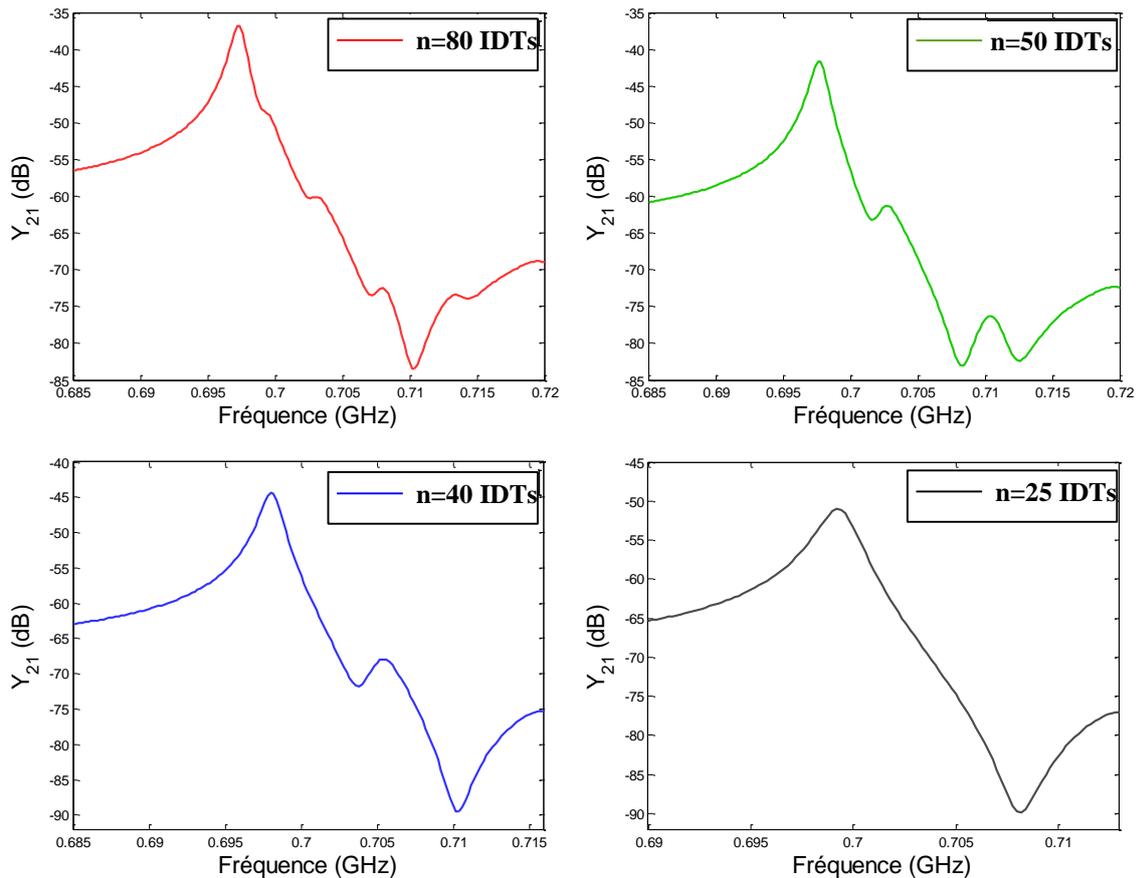


Figure 3-28 : Admittances Y_{21} simulées de quatre micro-résonateurs ayant différents nombres d'IDTs et montrant l'existence de modes parasites proches de la fréquence de résonance principale

Afin de trouver la source de ces modes parasites qui détériorent le facteur de qualité des dispositifs, nous avons analysé la propagation des ondes acoustiques pour les dispositifs qui ont montré la présence du plus grand nombre de ces modes parasites. Nous avons donc simulé en 2D un micro-résonateur possédant 80 IDTs, et nous avons suivi la propagation des ondes acoustiques sur une plage de fréquence qui comprend la fréquence de résonance et celle d'antirésonance.

La figure 3-29 présente les résultats obtenus qui montrent qu'à la fréquence de résonance, toute la membrane vibre de manière uniforme, tandis qu'aux trois fréquences qui coïncident avec l'apparition des modes parasites, il existe des ondes acoustiques qui se propagent dans certaines parties de la membrane. Ces ondes proviennent de la réflexion des ondes acoustiques, générées à la fréquence de résonance principale, sur les bordures fixes de la membrane. Ces réflexions se multiplient et deviennent plus fortes et marquantes dans la réponse fréquentielle électrique des dispositifs quand la membrane de silicium devient plus large, ce qui correspond au nombre de peignes IDTs le plus grand.

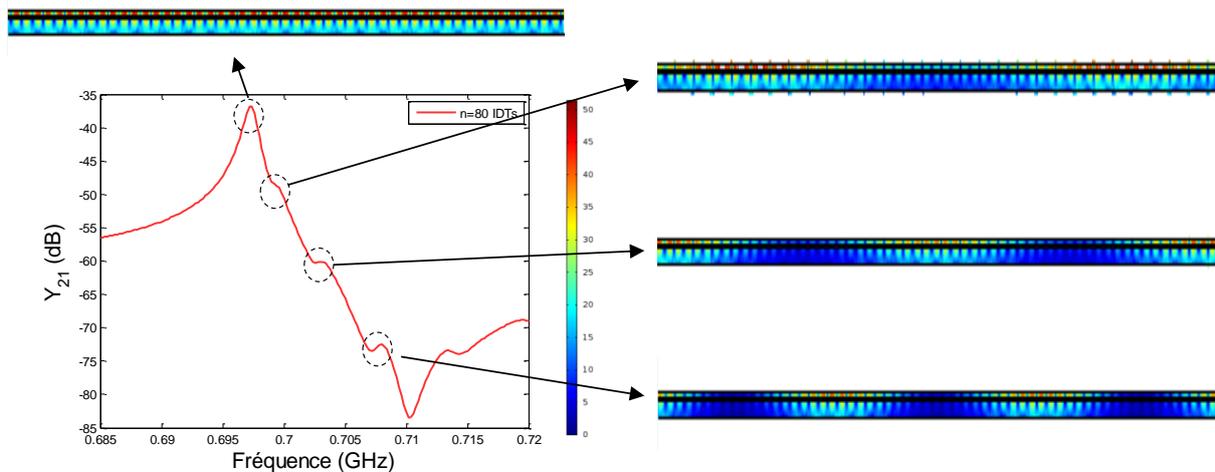


Figure 3-29 : Réponse de l'admittance Y_{21} simulée d'un micro-résonateur ayant 80. La forme des ondes acoustiques qui se propagent dans la membrane suspendue de silicium est indiquée par les flèches

Ces simulations qualitatives expliquent en partie les résultats présentés précédemment. Des simulations supplémentaires 3D seront sans doute nécessaires pour éclaircir avec précision l'influence de L et n sur les performances (en terme de Q et k_t^2) des dispositifs étudiés.

V. Effets de la puissance RF et de la température sur les performances des micro-résonateurs

V.1. Caractérisation non-linéaire sous forte puissance des dispositifs réalisés

Pour évaluer la fiabilité des dispositifs fabriqués, nous avons réalisé des mesures en augmentant la puissance RF incidente lors de l'excitation des micro-résonateurs. Le but de ces

mesures est de tester la tenue en puissance de ces dispositifs, afin de détecter le seuil de puissance à partir duquel les dispositifs se comportent de manière non linéaire. Pour ceci, nous avons mesuré la réponse en transmission des dispositifs pour différents niveaux de puissance d'entrée, qui a été varié de 5 à 22 dBm.

La figure 3-30 présente le montage utilisé pour les mesures en puissance qui ont été réalisées sur les micro-résonateurs [4]. Nous utilisons un analyseur ZVA (Rohde-Schwarz) de 24 GHz pour générer le signal RF sur le port 1 et nous mesurons la puissance transmise au port 2. Un amplificateur de puissance (AP) fonctionnant entre 10 MHz et 1 GHz est utilisé pour amplifier le signal RF d'entrée jusqu'à 43 dBm. Deux circulateurs de puissance, dont le troisième port est connecté à une charge de 50 ohms, sont introduits avant et après l'AP pour protéger l'analyseur de la puissance réfléchi par le dispositif. Un atténuateur est placé devant la sortie du ZVA pour le protéger de la puissance élevée circulant dans la chaîne de caractérisation. Un étalonnage est réalisé à un niveau de 18 dBm de puissance avant la mesure afin de corriger les erreurs de la réponse en transmission dues au faible bruit induit par l'AP.

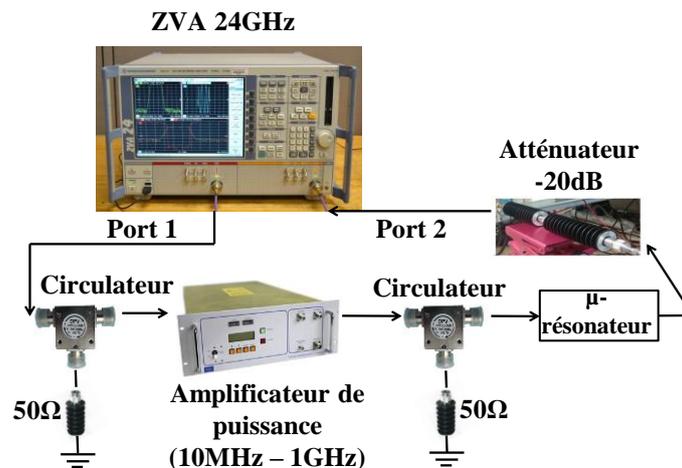


Figure 3-30 : Montage utilisé pour la caractérisation des micro-résonateurs en variant la puissance RF d'entrée

Deux exemples de mesure en puissance sont présentés sur les figure 3-32 et figure 3-33. Ce test est réalisé pour trouver le point d'inflexion, appelé point de bifurcation, qui correspond à la puissance d'entrée pour laquelle la fréquence de résonance montre une pente verticale en amplitude et affiche le point d'instabilité [5].

Ce phénomène est présenté dans la figure 3-31 qui illustre le comportement attendu au point de bifurcation [6]. Nous observons que la fréquence de résonance subit un décalage fréquentiel de 5 MHz avec l'augmentation de la puissance d'entrée.

Avec l'augmentation de la puissance d'entrée, nous remarquons également (à l'œil nu) des vibrations mécaniques des membranes des micro-résonateurs suspendues. Ces vibrations ont été détectées notamment à la fréquence de résonance. Elles étaient amplifiées à un point où les membranes de silicium risquaient de se casser. Pour cette raison, la puissance maximale a été limitée à 22 dBm dans le but de protéger les dispositifs et les sondes de mesure.

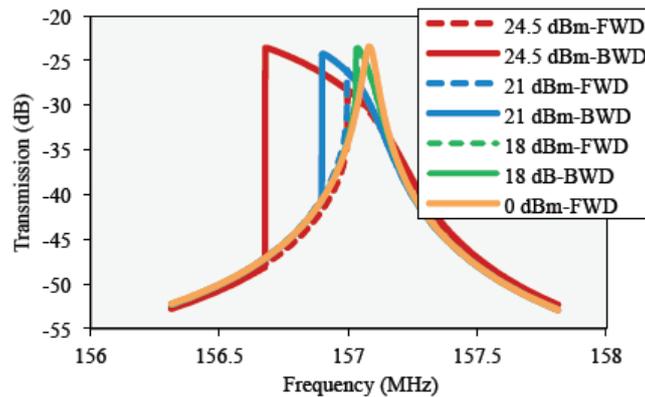


Figure 3-31 : Réponses en transmission S_{21} d'un résonateur de diamant montrant une pente verticale en amplitude de la fréquence de résonance au point de bifurcation [6]

Le test de tenue en puissance a été réalisé pour trois micro-résonateurs possédant le même nombre de IDTs $n = 40$ (ce nombre a été choisi car il a montré le meilleur facteur de qualité dans la partie précédente), mais différentes longueurs de peignes IDTs (100 μm , 140 μm et 200 μm). Comme le montre les figure 3-32 et figure 3-33, pour les deux micro-résonateurs présentés, les pics de résonance sont légèrement penchés à la puissance maximale (22 dBm), mais aucun point de bifurcation n'a été détecté.

En ce qui concerne les pertes d'insertion, les réponses mesurées montrent qu'elles restent stables jusqu'à 15 dBm et augmentent après ce niveau de puissance. Ces résultats obtenus sont à l'état de l'art international car ils montrent qu'un micro-résonateur suspendu peut supporter jusqu'à 22 dBm de puissance d'entrée sans être détruit, par contre sans aucun point de bifurcation. La faible résistivité de plaques SOI utilisées pour la fabrication de dispositifs peut expliquer ces résultats. L'équipe de *M. Shahmohammadi et al.* [5] a déjà réalisé des études sur la non-linéarité des micro-résonateurs similaires. Ils ont fabriqué leurs dispositifs sur différents substrats de silicium qui possèdent différents niveaux de dopage, donc différentes résistivités, et ils ont conclu que le point de bifurcation apparaît à différents niveaux de puissance en variant la valeur de la résistivité de la membrane de silicium sur laquelle le micro-résonateur est fabriqué. Ainsi, ils ont trouvé que ce point de bifurcation peut être absent pour des valeurs de

résistivité du substrat qui sont très basses (de l'ordre de $0,0024 \Omega.cm$), ce qui peut expliquer nos résultats.

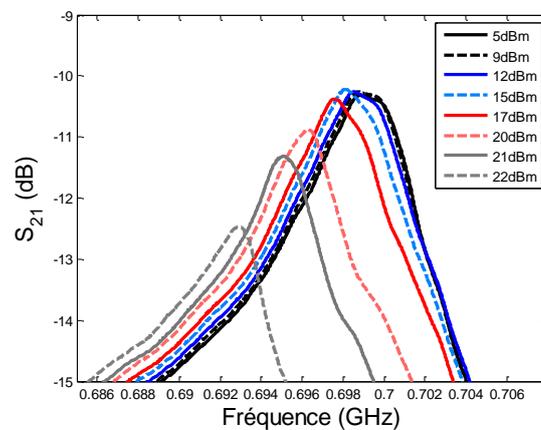


Figure 3-32 Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur possédant 40 IDTs et de longueur $140\mu m$ pour différents niveaux de puissance d'entrée

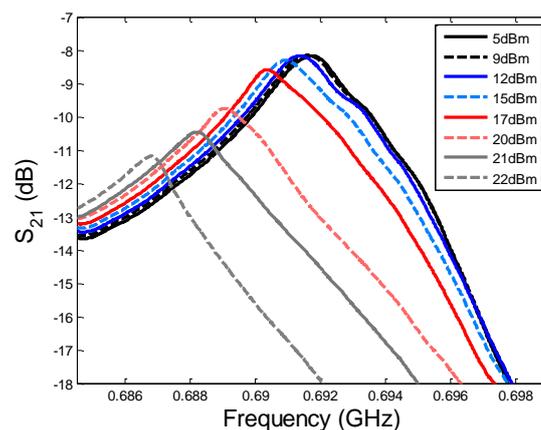


Figure 3-33 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur possédant 40 IDTs de longueur $100\mu m$ pour différents niveaux de puissance d'entrée

Afin d'analyser le degré de non-linéarité de ces dispositifs, nous définissons S_N qui représente le décalage en fréquence normalisée et qui est calculé (équation (3.7)) comme la différence entre la fréquence décalée de crête (f_s) et la fréquence centrale (f_r) divisé par f_s [7] :

$$S_N = \frac{f_s - f_r}{f_s} \quad (3.7)$$

Le comportement non-linéaire des dispositifs peut être détecté lorsque S_N prend une valeur différente de zéro. Les courbes qui décrivent le comportement de S_N des trois micro-résonateurs avec $n = 40$ et $L = 100, 140$ et $200 \mu m$, respectivement, sont représentées sur la figure 3-34. Nous pouvons remarquer que l'allure des courbes de S_N peut être séparée en deux zones. Dans la première zone, entre 5 dBm et 20 dBm, le comportement non-linéaire commence plus tôt

(en terme de puissance injectée) lorsque les micro-résonateurs ont des peignes IDTs de petites longueurs (valeurs S_N plus grandes). En augmentant encore la puissance, dans la zone 20 – 22 dBm, les micro-résonateurs convergent vers la même valeur de S_N . Cela implique que, pour des niveaux de puissance inférieurs à 20 dBm, les micro-résonateurs ayant des longueurs d'électrodes IDTs plus grandes sont en mesure de soutenir plus de puissance avant que la fréquence de résonance commence à se décaler, même si après 20 dBm tous convergent vers les mêmes valeurs de S_N .

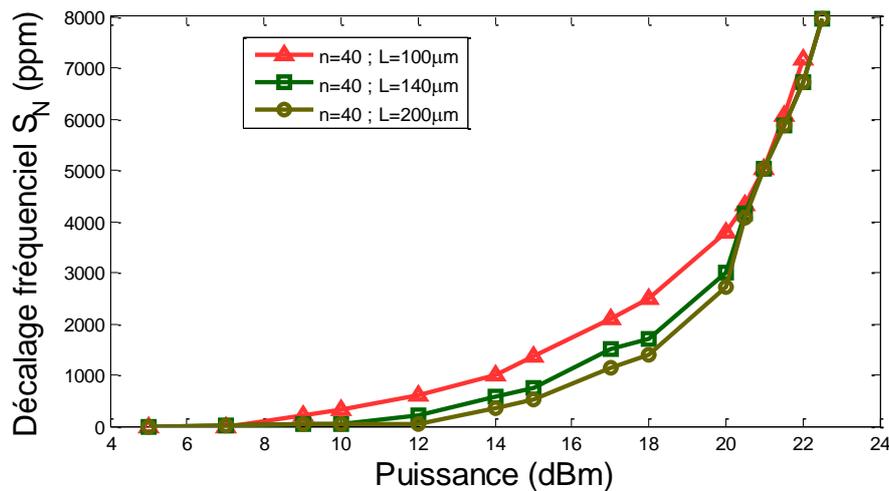


Figure 3-34 : Décalage fréquentiel normalisé S_N en fonction de la puissance d'entrée pour différentes longueurs de peignes IDTs ($n=40$)

V.2. Caractérisation thermique des micro-résonateurs

Un paramètre important définissant les performances et la stabilité des micro-résonateurs est le coefficient de variation avec la température de la fréquence de résonance (TCF) des micro-résonateurs. Afin de l'évaluer, nous avons réalisé des mesures en température sur les dispositifs réalisés. La température a été incrémentée de 10°C dans la plage de températures de 20°C à 90°C et les paramètres [S] ont été mesurés après 5 minutes de stabilisation thermique.

Deux micro-résonateurs (choisi au hasard) avec des nombres et des longueurs différentes des peignes IDTs ont été testés : le premier avec $n = 25$ et $L = 170 \mu\text{m}$ et le second avec $n = 40$ et $L = 100 \mu\text{m}$. La réponse en transmission S_{21} typique de l'un des deux dispositifs mesurés est présentée dans la figure 3-35.

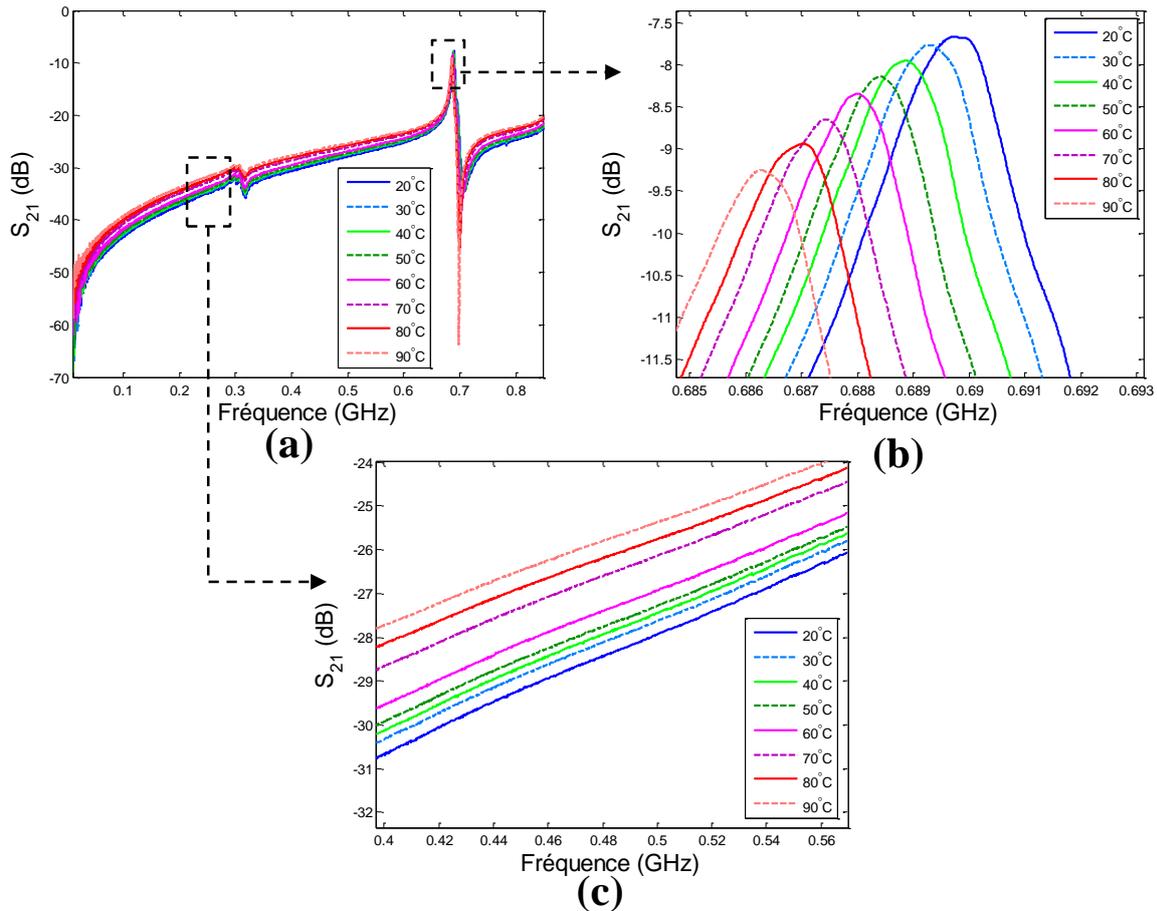


Figure 3-35 : Réponse en transmission d'un micro-résonateur ($n=40$ et $L=100 \mu\text{m}$) pour différentes températures allant de 20°C jusqu'à 90°C. (a) Réponse sur une large bande, (b) zoom sur les fréquences de résonance et (c) zoom montrant la partie capacitive du dispositif

En analysant la figure 3-35, nous pouvons noter plusieurs aspects marquants : avec l'augmentation de la température, la valeur de la capacité C_f augmente, les pertes d'insertion à la fréquence de résonance augmentent et la valeur de la fréquence de résonance diminue.

L'influence de la température sur la capacité C_f qui décrit le comportement capacitif général du micro-résonateur (figure 3-35(c)) peut s'expliquer par l'augmentation de la permittivité relative ϵ_r de la couche de ZnO avec la température. Il a été déjà démontré que la valeur de ϵ_r du ZnO augmente avec la température à une fréquence fixe [8]. Ce comportement est dû à une plus grande liberté de mouvement des molécules dipolaires dans l'échantillon à haute température. A basse température, les dipôles sont fixés de façon rigide dans le diélectrique, mais lorsque la température augmente, les dipôles deviennent relativement libres et ils réagissent au champ électrique appliqué. Ainsi, la polarisation augmente et la constante diélectrique augmente également avec l'augmentation de la température.

L'augmentation, avec la température, des pertes d'insertion autour de la fréquence de résonance peut s'expliquer également par l'augmentation de la conductivité de la couche de ZnO avec la température (augmentation de la mobilité et de la densité des porteurs de charge [9]).

L'évolution de la fréquence de résonance avec la température est principalement le résultat de la dépendance de la vitesse acoustique avec la température. La vitesse acoustique, comme nous l'avons déjà indiqué, est déterminée par $(E/\rho)^{1/2}$, où E et ρ sont le module de Young et la densité massique du matériau piézoélectrique, respectivement. Pour le ZnO le module de Young et la masse volumique diminuent quand la température augmente en raison du « ramollissement » du matériau [10]. L'effet dominant est apporté par le module de Young qui implique la diminution de la vitesse acoustique lorsque la température augmente, et cela entraîne un TCF négatif (diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de la température). Pour extraire le TCF de ces micro-résonateurs, nous présentons le décalage fréquentiel en fonction de la température des deux micro-résonateurs testés sur la figure 3-36. Les deux micro-résonateurs mesurés présentent des TCF similaires ($-64,72\text{ppm}/^\circ\text{C}$ et $-65,7\text{ppm}/^\circ\text{C}$). Ces valeurs sont proches des valeurs de TCF d'un dispositif classique d'un FBAR à base de ZnO ($-70\text{ppm}/^\circ\text{C}$) comme ce qui a été démontré auparavant [10].

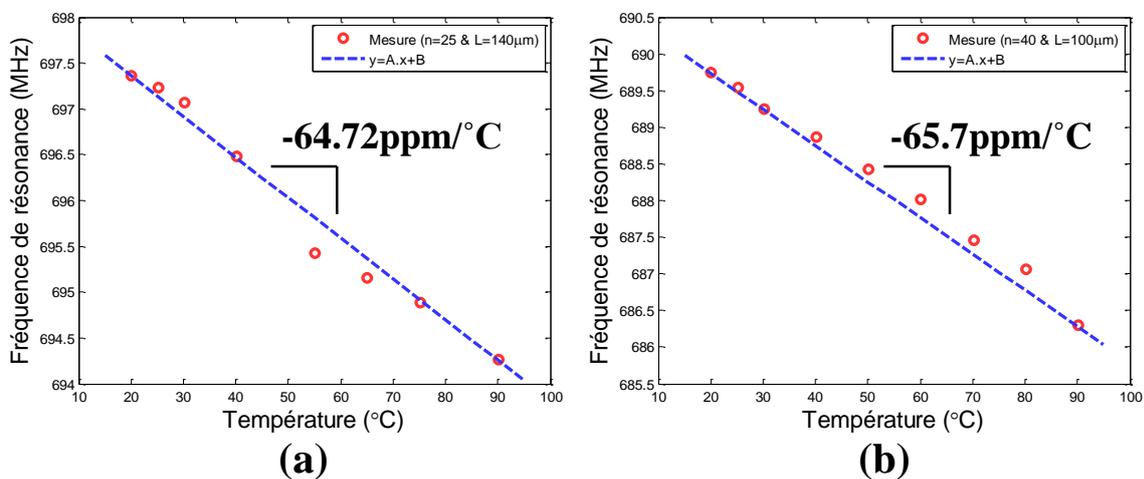


Figure 3-36 : Décalage fréquentiel de la fréquence de résonance en fonction de la température des deux micro-résonateurs mesurés : (a) $n = 25$ et $L = 140 \mu\text{m}$, (b) $n = 40$ et $L = 100 \mu\text{m}$

VI. Influence de l'application d'une tension de polarisation DC sur les caractéristiques des dispositifs

Dans cette dernière partie, nous présentons les mesures des paramètres [S] des micro-résonateurs réalisés, en appliquant une polarisation DC entre les électrodes inter-digités. Le but de ces mesures est d'évaluer le comportement fréquentiel de ces dispositifs en présence d'une polarisation DC supplémentaire. La tension appliquée sur les électrodes IDTs a été modifiée entre 0 et 80 V, avec un pas de 2 V entre 0 et 20 V et un pas de 10 V entre 20 et 80 V. Nous avons suivi cette démarche car lors des mesures préliminaires nous avons remarqué que les réponses des micro-résonateurs montraient deux comportements ou phases différentes, le passage de la première phase à l'autre étant effectué autour des 6V environ.

Les mesures des paramètres [S] de la première phase (application d'un bias en tension variant entre 0 et 6 V) sont présentées sur les figure 3-37 et figure 3-38.

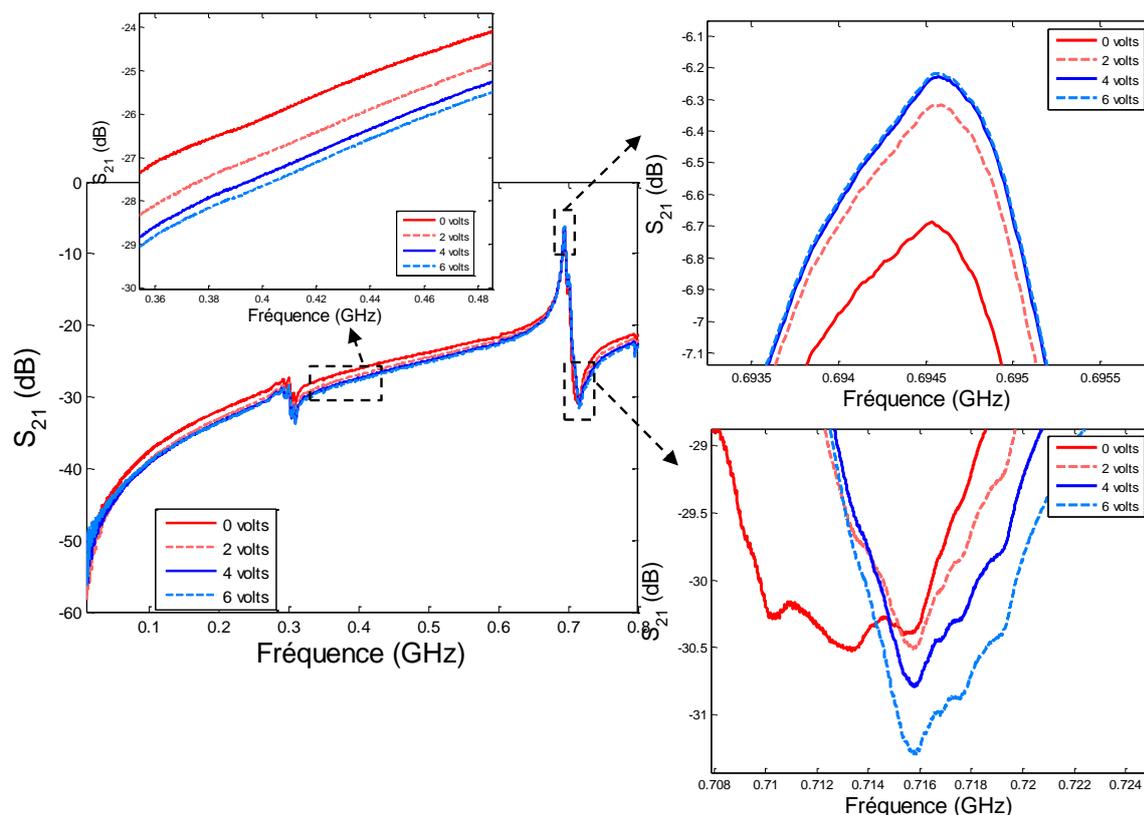


Figure 3-37 : Réponses en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 0 et 6 V

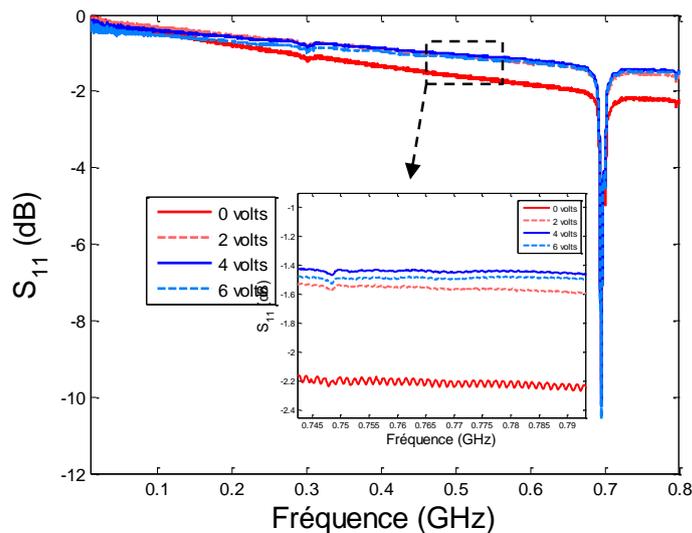


Figure 3-38 : Réponses en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 0 et 6 V

En analysant ces résultats des mesures, nous pouvons remarquer deux phénomènes : *le premier est la diminution des pertes d'insertion* avec l'augmentation de la polarisation DC ce qui peut être détecté en regardant les pics de la fréquence de résonance ainsi que de l'allure des courbes S_{11} qui montrent clairement une meilleure adaptation en augmentant la tension de polarisation de 0 à 6 V. *Le second phénomène est le changement de valeur de la capacité C_f* qui représente la capacité de couplage (ou de feedthrough) entre les peignes IDTs. Cela peut être repéré en regardant l'allure générale des courbes de S_{21} en dehors des fréquences de résonance et d'antirésonance. Ce phénomène est confirmé par le décalage fréquentiel que subit la fréquence d'antirésonance, en sachant que la valeur de cette fréquence est inversement proportionnelle à la valeur de C_f . En ce qui concerne les valeurs de la fréquence de résonance, elles restent constantes sans aucun changement, ce qui implique que le coefficient de couplage électromécanique k_r^2 augmente (en tenant en compte de l'augmentation des fréquences d'antirésonance).

Pour le deuxième domaine des mesures, pour une tension de polarisation allant de 6 V jusqu'à 80 V, les paramètres [S] du dispositif mesuré sont représentés sur les figure 3-39 et figure 3-40.

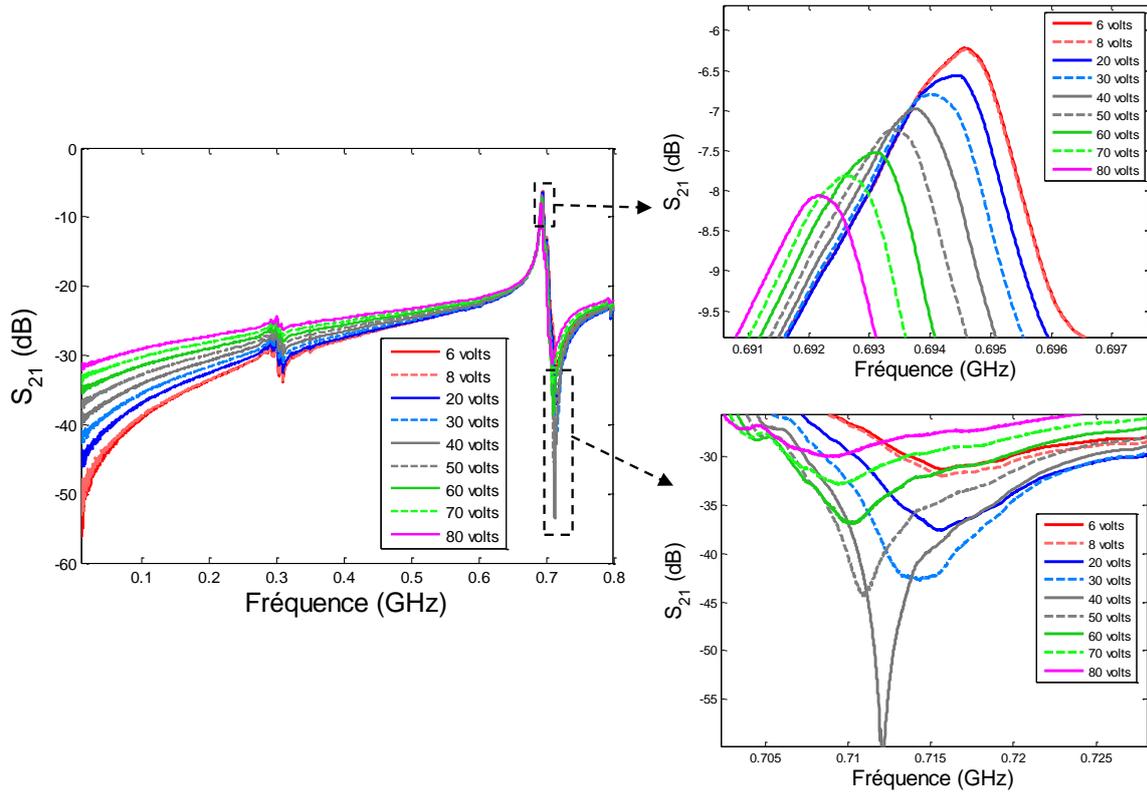


Figure 3-39 : Réponses en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 6 et 80 V

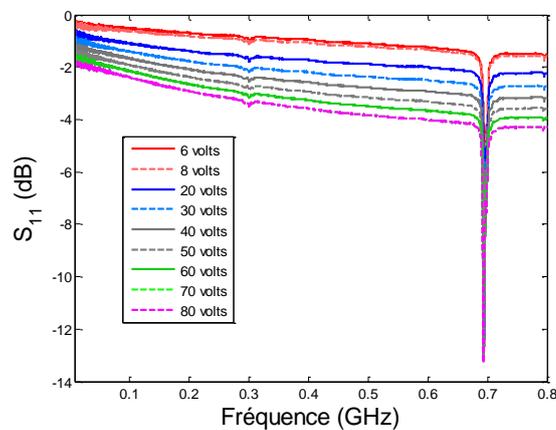


Figure 3-40 : Réponses en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 6 et 80 V

Nous pouvons remarquer que le comportement du micro-résonateur dans ce deuxième domaine de mesure est différent de celui décrit avant pour le domaine 0-6 V. Premièrement, en regardant les fréquences de résonance ainsi que les courbes S_{11} , nous remarquons que les pertes d'insertion augmentent petit à petit en augmentant la tension. La fréquence de résonance se



décale vers les basses fréquences, le même comportement est observé pour la fréquence d'antirésonance.

Nous avons effectué ces mesures sur trois micro-résonateurs (avec $n=40$ IDTs et $L=100\ \mu\text{m}$, $140\ \mu\text{m}$ et $200\ \mu\text{m}$) au total pour confirmer les phénomènes relativement surprenants que nous avons détectés.

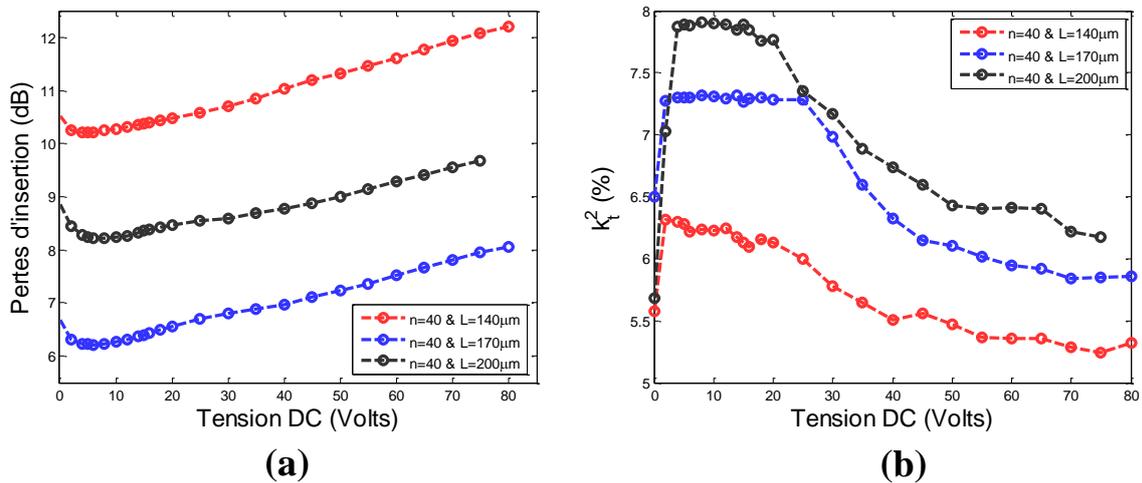


Figure 3-41 : L'évolution (a) des pertes d'insertion et (b) du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 des trois micro-résonateurs mesurés en fonction de la tension de polarisation DC

Les résultats des mesures sont représentés sur la figure 3-41. Cette figure montre comment les pertes d'insertion (à la fréquence de résonance) et le coefficient k_t^2 évoluent en fonction de la valeur de la tension de polarisation pour les trois micro-résonateurs mesurés. Par rapport aux pertes d'insertion, les trois dispositifs montrent le même comportement : ces pertes diminuent légèrement en allant de 0 jusqu'à 6 V puis augmentent à partir de là pour atteindre de nouveau la valeur initiale autour des 20 V sans arrêter d'augmenter pour la suite des tensions mesurées. En ce qui concerne l'évolution avec la tension du k_t^2 , nous remarquons que ce paramètre subit trois phases : il augmente au début dès l'injection d'une faible tension de polarisation pour les trois dispositifs mesurés, puis devient stable avant de commencer à diminuer à partir des 20-25 V.

Afin d'expliquer les phénomènes que nous venons de décrire, nous avons essayé d'extraire les valeurs des composants électriques du schéma équivalent MBVD à partir des paramètres [S] mesurés. Avant cela, nous allons essayer d'expliquer de manière qualitative ces phénomènes, à l'aide des mesures courant-tension (I/V) réalisées dans le chapitre précédent sur les capacités MIM à base de ZnO. Dans le cas du ZnO déposé sur une électrode inférieure en

molybdène (voir figure 3-42), nous avons mis en évidence que la résistance de la capacité MIM augmente pour atteindre sa valeur maximale autour de 6 V puis diminue en repassant par sa valeur initiale autour des 15 V. Cela peut expliquer pourquoi les pertes d'insertion des micro-résonateurs diminuent entre 0 et 6 V : c'est à cause de l'augmentation de la résistivité de la couche de ZnO dans cette plage de tension DC. En augmentant la tension appliquée au-delà de 6 V, les pertes d'insertion commencent à augmenter tout en passant par leurs valeurs initiales autour des 20 V. Ce seuil de tension de 20 V n'est pas très loin de la tension de 15V qui correspond à la valeur pour laquelle la résistance de la capacité MIM reprend sa valeur initiale avant de continuer sa diminution (figure 3-42).

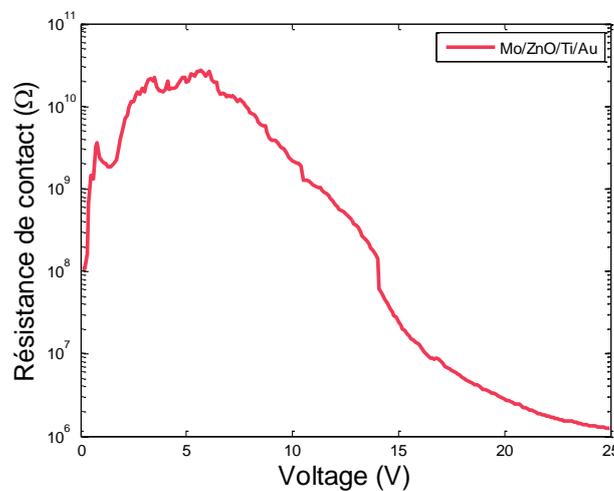


Figure 3-42 : Résistance du ZnO intégré dans un circuit MIM (empilement Mo/ZnO/Ti/Au)

Comme indiqué précédemment, le comportement du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 varie selon trois phases.

Dans la première phase qui s'étend de 0 jusqu'à 6 V, la fréquence de résonance reste constante tandis que celle d'antirésonance augmente du fait du changement de la valeur de C_f , donc **le k_t^2 augmente**. La valeur de C_f change à cause des courants de fuite dans la couche de ZnO, que nous avons mis en évidence. Ces courants de fuite peuvent déformer la couche piézoélectrique, ce qui peut induire un changement local de l'épaisseur de cette couche. La permittivité du ZnO reste certainement constante en fonction de la tension de polarisation DC car le ZnO n'est pas un matériau ferroélectrique.

Dans la deuxième phase qui s'étend entre 6 et 20 V, les fréquences de résonance ainsi que celles d'antirésonances ne subissent aucun décalage ce qui fait que **le k_t^2 reste relativement constant**.

Dans la troisième phase qui s'étend entre 20 et 80 V, un décalage fréquentiel marqué (pour l'ensemble des fréquences de résonance et d'antirésonance) vers les basses fréquences, commence à s'initier. Nous supposons que la tension de polarisation appliquée induit un léger échauffement de la couche piézoélectrique de ZnO, ce qui fait que les valeurs des fréquences de résonances commencent à se décaler dès que cette température devient significative, à partir des 20 V. Ce phénomène de décalage fréquentiel en fonction de la température du dispositif a déjà été expliqué dans la partie précédente. Cependant, le décalage de la fréquence d'antirésonance est plus rapide que celui de la fréquence de résonance, ce qui fait que le k_t^2 commence à diminuer.

Les phénomènes observés peuvent être alors expliqués par rapport aux études qui ont été réalisées sur le ZnO comme l'étude sur les capacités MIM intégrant du ZnO (**chapitre II**) et l'étude en température déjà présentées précédemment. A partir des mesures des paramètres [S] et du modèle MVBD associé, nous avons extrait les valeurs des composants électriques du modèle équivalent pour les différentes valeurs de la tension de polarisation.

Notons que les trois micro-résonateurs analysés ont présenté le même comportement, c'est pour cela que nous avons extraits les valeurs du schéma équivalent d'un seul d'entre eux ($L = 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) afin de valider notre hypothèse.

Comme nous l'avons expliqué, la résistivité de la couche de ZnO influence fortement les caractéristiques des dispositifs, impliquant des fortes variations des composants électriques du modèle équivalent en rapport avec la couche piézoélectrique, comme R_p , C_p et R_t . La capacité C_f varie légèrement elle aussi à cause des courants de fuite dans le matériau. Il suffit donc de faire varier ces quatre composants afin d'obtenir les mêmes allures que les courbes des paramètres [S] mesurées. Les valeurs de ces composants sont représentées dans le tableau 3-8.

Tension DC	0 V	...	6 V	...	20 V	...	80 V
C_p (pF)	1,35	...	1,1	...	1,1	...	1,1
R_p (Ω)	1000	...	1900	...	950	...	250
R_z (Ω)	>30000	...	>30000	...	25000	...	3000
C_f (fF)	190	...	155	...	155	...	155

Tableau 3-8 : Evolution des valeurs des composants du modèle MBVD en fonction de la tension de polarisation DC ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs)



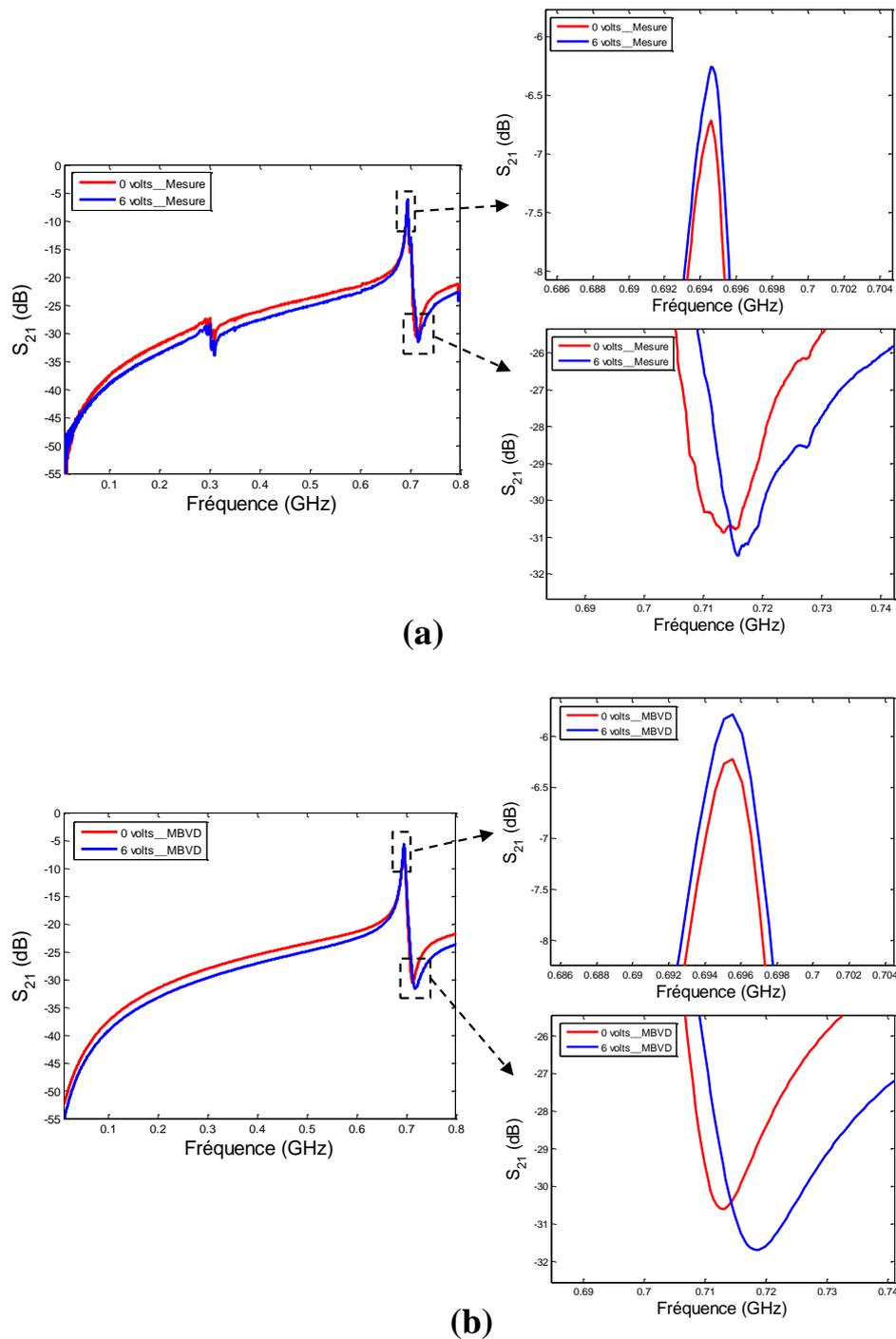


Figure 3-43 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation de 0 V et de 6 V : (a) en mesure et (b) simulé avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8



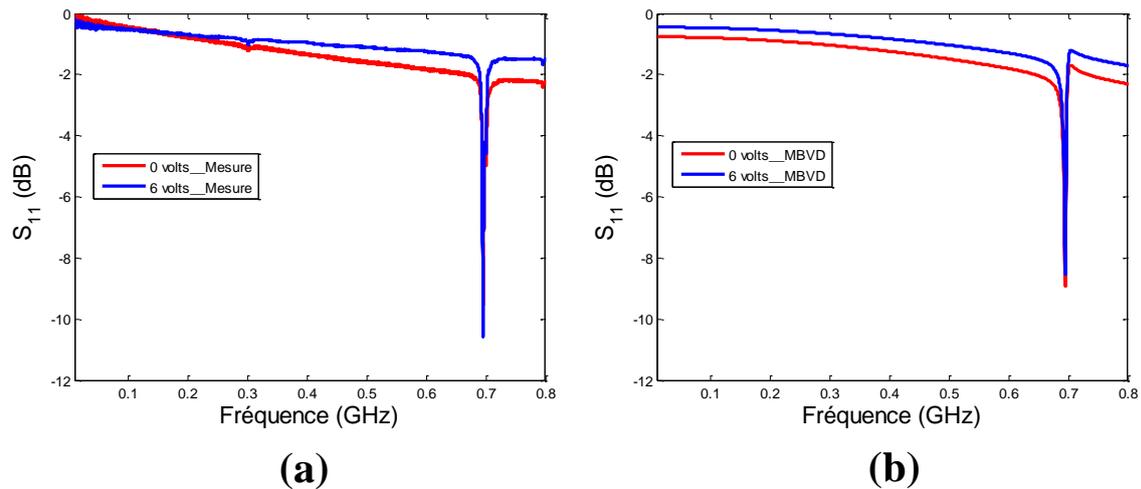


Figure 3-44 : Réponse en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation de 0 V et de 6 V : (a) en mesure et (b) simulé avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8

Les figure 3-43 et figure 3-44 montrent également une comparaison entre les paramètres [S] d'un micro-résonateur avec deux tensions de polarisation, 0 V et 6 V, en mesure et en simulation en utilisant les valeurs du modèle MBVD citées dans le tableau 3-8. Nous remarquons le même comportement pour ce domaine des valeurs de tension de polarisation: les pertes d'insertion diminuent, la fréquence de résonance reste constante, la fréquence d'antirésonance augmente légèrement et la capacité C_f diminue légèrement à son tour.

Les figure 3-45 et figure 3-46 montrent également une comparaison entre les paramètres [S] d'un micro-résonateur avec plusieurs tensions de polarisation, allant de 6 jusqu'à 80 V, en mesure et en simulation utilisant les valeurs du modèle MBVD citées dans le tableau 3-8. Nous remarquons aussi, pour ce deuxième domaine des tensions de polarisation, le même comportement et une concordance entre l'évolution des paramètres [S] mesurés et simulés en utilisant le modèle MVBD.

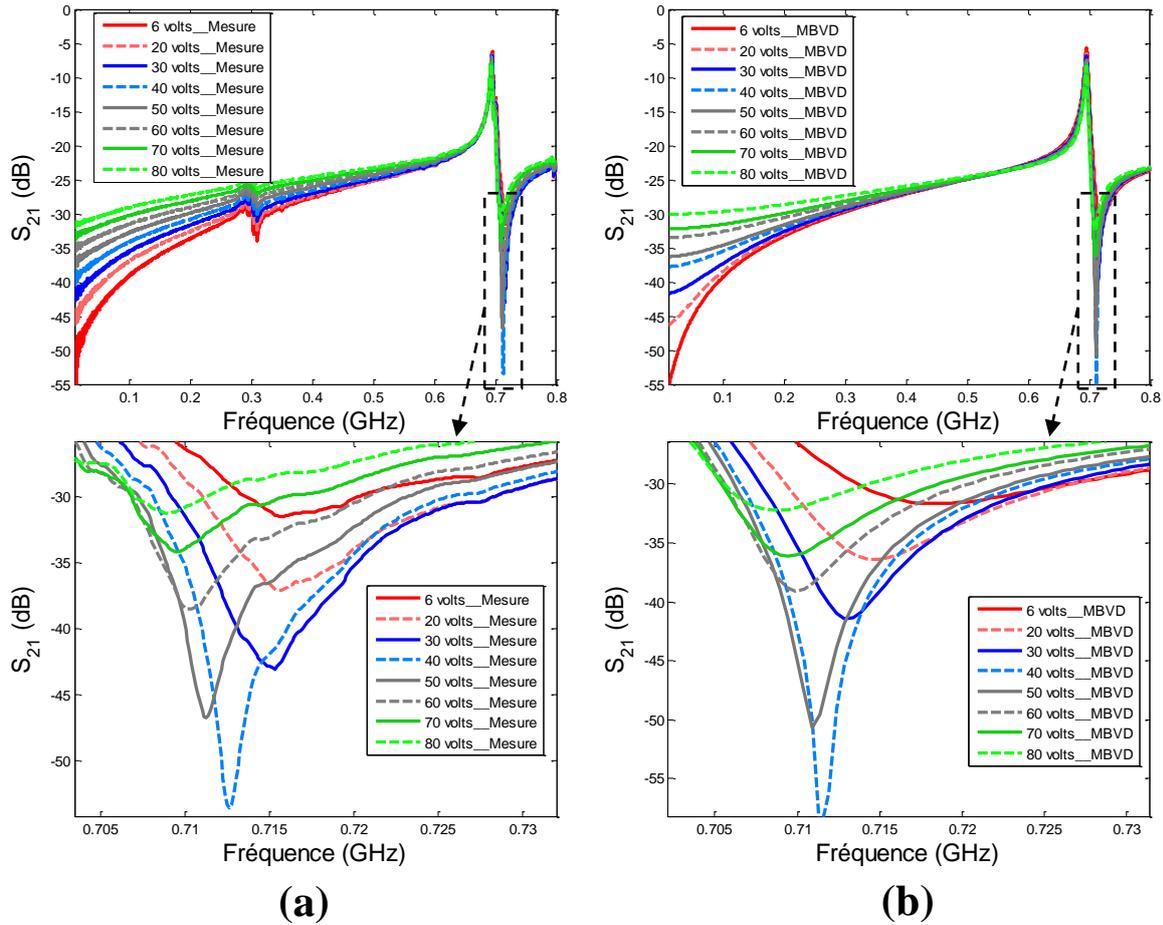


Figure 3-45 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation balayée entre 6 et 80 V : (a) en mesure et (b) en simulation avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8

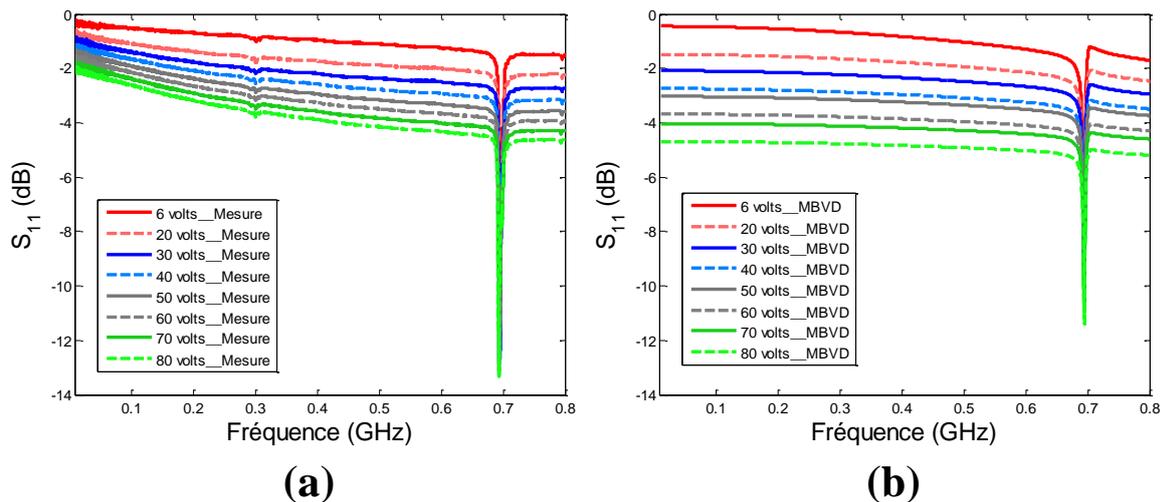


Figure 3-46 : Réponse en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation balayée entre 6 et de 80 V : (a) en mesure et (b) en simulation avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8

VII. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la description des travaux qui ont été effectués en termes de fabrication et d'optimisation des micro-résonateurs acoustiques.

Au début, nous avons identifié les pertes qui existent dans nos micro-résonateurs et qui pénalisent les performances de ces dispositifs, nous avons essayé de les intégrer dans le modèle électrique MVBD équivalent.

Ensuite, une étude de l'influence de la périodicité des électrodes, et plus précisément du ratio largeur/périodicité L/P , sur la fréquence de résonance a été réalisée en simulation et expérimentalement. Cette étude a montré que la périodicité des peignes IDTs n'est pas le seul paramètre qui détermine la valeur de la fréquence de résonance des micro-résonateurs. Le ratio de la largeur des électrodes IDTs sur la périodicité citée a un rôle important et doit être prise en compte afin de fixer la réponse de résonance désirée. Ce ratio doit être proche de 0.5 pour avoir un déplacement acoustique assez fort comme nous l'avons vu lors de la visualisation du déplacement des ondes acoustiques à la résonance.

Nous avons enchainé avec une étude sur l'épaisseur de la couche de ZnO et son influence sur les performances électriques des micro-résonateurs. Différents modèles de micro-résonateurs possédants différentes épaisseurs de ZnO ont été réalisés et analysés. Les couches fines de ZnO ont montré des meilleurs résultats en termes du produit $f.Q$. Cela revient au fait que les fines couches de ZnO assurent un meilleur couplage/excitation de la membrane en silicium monocristallin qui a un facteur de qualité très important. Cela veut bien dire qu'il faut donc être attentif au choix de l'épaisseur de la couche de ZnO d'autant plus que le facteur de qualité et le k_t^2 ne suivent pas la même tendance avec le changement de ce paramètre.

Ensuite, la troisième étude réalisée a porté sur le dimensionnement des électrodes supérieures des micro-résonateurs. Ces électrodes sont composées d'un nombre n de peignes IDTs de longueur L chacune. Ces deux paramètres (L et n) possèdent une influence importante sur les performances des micro-résonateurs, influence que nous avons voulu quantifier et interpréter afin de trouver le compromis géométrique optimal qui correspond aux meilleures caractéristiques des dispositifs. Ce compromis a été finalement trouvé entre les 4×4 combinaisons qui ont été bien choisies et testées. Avec un nombre $n=40$ des IDTs de longueur $L=100\mu\text{m}$, nous avons obtenu une figure de mérite FOM très élevée égale à 86.



Enfin, nous avons testé et interprété le comportement des dispositifs en fonction de la puissance, de la température et de la polarisation DC. Nous avons essayé d'expliquer théoriquement le comportement en puissance et celui en température, tandis que le comportement avec la polarisation DC a été modélisé en utilisant le modèle MBVD équivalent. Les résultats obtenus collent bien avec ceux des paramètres $[S]$ mesurés ce qui prouve la validité de cette étude approfondie réalisée.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter un autre matériau piézoélectrique qui est le nitrure d'aluminium AlN. Afin d'intégrer ce matériau dans nos micro-résonateurs, nous devons optimiser nos dépôts pour obtenir de bonnes propriétés piézoélectriques. Ces propriétés recherchées n'apparaissent que si les paramètres de dépôt du matériau soient bien choisis. Une étude d'optimisation détaillée sur les différents paramètres de dépôts des couches minces d'AlN sera alors présentée dans le chapitre suivant.



Bibliographie du Chapitre III

- [1] J. H. Kuypers, C.-M. Lin, G. Vigevani, and A. P. Pisano, "Intrinsic temperature compensation of aluminum nitride Lamb wave resonators for multiple-frequency references," in *2008 IEEE International Frequency Control Symposium*, 2008, pp. 240–249.
- [2] E. L. Adler and A. A. Nassar, "Plate modes in piezoelectric multilayered structures," *Rev. Phys. Appliquée*, vol. 20, no. 6, pp. 311–317, Jun. 1985.
- [3] M. Rinaldi, C. Zuniga, and G. Piazza, "5-10 GHz AlN Contour-Mode Nanoelectromechanical Resonators," in *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009*, 2009, pp. 916–919.
- [4] W. Sahyoun, J. M. Duchamp, and P. Benech, "Nonlinear behavior of AlN in BAW and CRF devices for high RF electric field," in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*, 2011, pp. 426–429.
- [5] M. Shahmohammadi, H. Fatemi, and R. Abdolvand, "Nonlinearity reduction in silicon resonators by doping and re-orientation," in *2013 IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2013, pp. 793–796.
- [6] H. Fatemi and R. Abdolvand, "Fracture limit in thin-film piezoelectric-on-substrate resonators: Silicon VS. diamond," in *2013 IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2013, pp. 461–464.
- [7] M. Shahmohammadi, B. P. Harrington, and R. Abdolvand, "Concurrent enhancement of Q and power handling in multi-tether high-order extensional resonators," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, pp. 1452–1455.
- [8] A. S. Lanje, S. J. Sharma, R. S. Ningthoujam, J.-S. Ahn, and R. B. Pode, "Low temperature dielectric studies of zinc oxide (ZnO) nanoparticles prepared by precipitation method," *Adv. Powder Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 331–335, Jan. 2013.
- [9] M. Ghosh and C. N. R. Rao, "Solvochemical synthesis of CdO and CuO nanocrystals," *Chem. Phys. Lett.*, vol. 393, no. 4–6, pp. 493–497, Aug. 2004.
- [10] H. Yu, W. Pang, H. Zhang, and E. S. Kim, "Ultra Temperature-Stable Bulk-Acoustic-Wave Resonators with SiO₂ Compensation Layer," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 54, no. 10, pp. 2102–2109, Oct. 2007.



■ Chapitre IV : Dépôts de films minces de Nitrure d'Aluminium AlN et leur intégration dans les micro-résonateurs acoustiques

Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	173
II.	LE NITRURE D'ALUMINIUM, ALN.....	173
II.1.	Méthodes de dépôt de l'AlN	175
III.	ETUDES PRELIMINAIRES SUR LES DEPOTS D'ALN PAR PULVERISATION MAGNETRON REALISES A XLIM.....	177
IV.	ÉTUDE PARAMETRIQUE DETAILLEE POUR LES DEPOTS DES COUCHES D'ALN	180
IV.1.	Préparation des substrats	180
IV.2.	Température de dépôt de l'électrode inférieure en Molybdène	181
IV.3.	Effet de la puissance magnétron sur la qualité des couches d'AlN	183
IV.4.	Effet de la distance cible-substrat.....	185
IV.5.	Effet de la pression des dépôts sur les propriétés structurales des couches d'AlN	187
IV.6.	Dégradation de la qualité des dépôts à très hautes températures (300°C)	188
V.	INTEGRATION DES FILMS D'ALN DANS DES DISPOSITIFS MICRO-RESONATEURS	190
VI.	MODIFICATION DU PROCEDE DE FABRICATION DES MICRO-RESONATEURS	196
VII.	CONCLUSION	199
	BIBLIOGRAPHY DU CHAPITRE IV	200



I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les travaux qui ont été réalisés sur un autre matériau piézoélectrique, potentiellement beaucoup plus performant grâce à ses très intéressantes caractéristiques piézoélectriques. Il s'agit du nitrure d'aluminium AlN, très connu par les concepteurs de résonateurs piézoélectriques. Dans notre laboratoire, ce matériau est fortement utilisé et intégré dans des dispositifs MEMS en tant que couche diélectrique. Sa fabrication est réalisée par pulvérisation magnétron à partir d'une cible en aluminium et dans une atmosphère gazeuse à base d'un mélange d'argon et de diazote ($\text{Ar} + \text{N}_2$). Nous avons optimisé plusieurs paramètres expérimentaux afin d'obtenir des couches d'AlN avec des bonnes propriétés piézoélectriques, ce qui nous permettra d'utiliser ce matériau à la place du ZnO qui a été utilisé auparavant. Ainsi, plusieurs essais de dépôt ont été réalisés en faisant varier les différents paramètres de dépôt, comme la température, la pression, la puissance de la source magnétron, la distance entre le substrat et la cible ainsi que le ratio du diazote et d'argon de l'atmosphère gazeuse durant le dépôt. Ce chapitre présentera les résultats des essais obtenus pour la réalisation des couches minces piézoélectriques d'AlN, ainsi que la réalisation et l'analyse des premiers circuits de type micro-résonateurs intégrant ce matériau.

II. Le Nitrure d'Aluminium, AlN

Le nitrure d'aluminium est un composé III-V très stable sous sa forme stœchiométrique, cette stabilité étant obtenue grâce à une forte énergie de liaison entre les atomes d'aluminium et ceux d'azote (11,5 eV [1]).

L'AlN présente deux structures cristallines polytypes: une structure Würtzite (hexagonale) et une structure Zinc Blende (cubique), représentées sur la figure 4-1. La structure Würtzite (figure 4-1(a)) est composée de deux sous-réseaux hexagonaux d'atomes d'azote et d'aluminium décalés. Pour la forme Zinc Blende, (figure 4-1(b)) les deux sous-réseaux d'aluminium et d'azote qui la composent sont de type cubique à faces centrées [2].

Les paramètres de maille correspondants à la structure Würtzite sont $a=3,11\text{Å}$ et $c=4,98\text{Å}$ tandis que pour la structure Zinc Blende cubique $a=4,375\text{Å}$ [3].



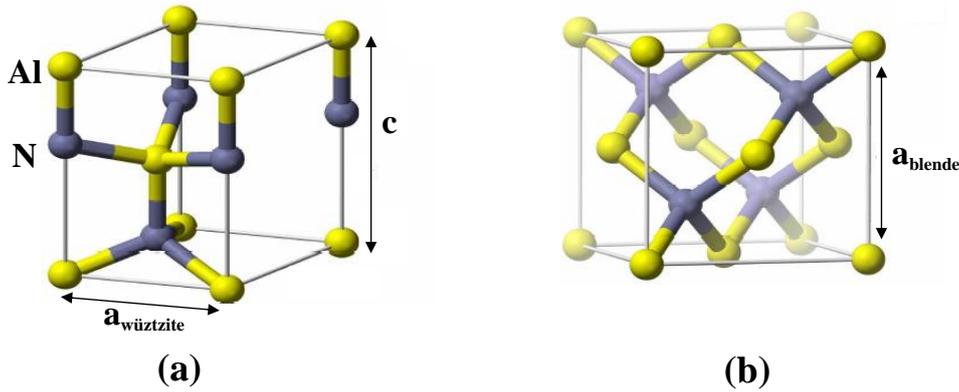


Figure 4-1 : Mailles élémentaires cristallines Würtzite (a) et Zinc Blende (b) du nitrure d'aluminium

La structure thermodynamiquement stable dans les conditions standards de l'AlN est la phase hexagonale [3]. La structure cubique semble posséder des propriétés relativement intéressantes, notamment une diffusion moins importante des phonons, une conductivité thermique ainsi qu'une vitesse de propagation des ondes acoustiques plus élevées que celles de la structure würtzite, grâce à son degré de symétrie plus élevé. Cette structure a pu être synthétisée par épitaxie par ablation laser [4] mais les publications relatives à cette structure restent très largement minoritaires par rapport à celles concernant la synthèse de la phase hexagonale.

L'AlN possède des propriétés physiques exceptionnelles comme un large gap électronique (6,2eV), une faible permittivité électrique (8-10) et de faibles pertes acoustiques, ce qui le rend très intéressant pour des applications dans le domaine acoustique qui requièrent de faibles consommations d'énergie. Son module d'Young élevé (300 GPa [5]) et sa faible densité volumique (3260 kg/m³) entraînent une très grande vitesse acoustique, égale à 11550 m/s [6], la plus élevée parmi tous les matériaux piézoélectriques. Ces propriétés, en plus des faibles pertes acoustiques, font de l'AlN un matériau de choix par rapport au ZnO, surtout pour des fréquences de fonctionnement des dispositifs acoustiques supérieures à 5 GHz.

Le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 peut être théoriquement déterminé à partir de la constante piézoélectrique d_{33} , de la permittivité électrique ϵ_{33} et du tenseur élastique C_{33} par l'équation (4.1), définie dans [7]:

$$k_t^2 = \frac{d_{33}^2}{C_{33} \epsilon_{33}} \quad (4.1)$$



Ainsi, le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 de l'AlN peut varier entre 7,8% et 9,6% [8], [9], qui sont bien plus élevées que les coefficients rapportés auparavant (6,4% dans la référence [10]).

De nombreux travaux ont été réalisés afin de déterminer la valeur de la constante piézoélectrique d_{33} de l'AlN. Lors de l'intégration de l'AlN dans des dispositifs acoustiques, la valeur de la constante d_{33} est fortement influencée par la nature des électrodes et par les conditions du dépôt. Cette valeur peut varier entre -3,5 et +5,2 pm/V selon [11] et [9]. Même si ces valeurs sont plus petites que la constante d_{33} du ZnO (qui prends des valeurs entre 11pm/V [12] et 15 pm/V [13]), l'AlN est pourtant souvent préféré du fait de sa meilleure compatibilité avec la technologie des circuits intégrés.

Ces propriétés font du nitrure d'aluminium un excellent candidat pour la fabrication des dispositifs à ondes acoustiques de surface (SAW) ou de volume (BAW). Son utilisation entre toutefois en concurrence avec l'oxyde de zinc (ZnO), premier matériau utilisé dans ce genre de dispositifs.

II.1. Méthodes de dépôt de l'AlN

Plusieurs techniques de dépôts ont été utilisées pour la fabrication des couches minces d'AlN par de nombreux groupes de recherche qui travaillent dans le domaine des matériaux. La réalisation des couches épitaxiées d'AlN peut être obtenue actuellement à l'aide de plusieurs techniques comme la sublimation de poudre (PVT pour Physical Vapor Transport) [14], le dépôt chimique en phase vapeur (CVD pour Chemical Vapor Deposition) [15], la pulvérisation cathodique magnétron [16], l'épitaxie par jet moléculaire (MBE pour Molecular Beam Epitaxy) [17] et l'ablation laser (PLD pour Pulsed Laser Deposition) [18].

Toutes ces techniques ont été employées en raison du besoin important de ce type de matériau, surtout dans les domaines de l'optique et de l'électronique intégrée. Pour les applications de filtrages employant les résonateurs acoustiques, une orientation structurale de l'AlN bien définie est recherchée de façon à optimiser la réponse piézoélectrique du matériau ; généralement une mono-orientation (00l) du film mince d'AlN est recherchée.

La technique du transport physique en phase gazeuse (PVT) a été développée au début des années 1970. Cependant, cette technique induit des impuretés dans les films obtenus, impuretés provenant de la nature du creuset en métal réfractaire accueillant le matériau précurseur sous



forme de poudre [19]. Dans le cas de l'utilisation de la technique de dépôt chimique en phase vapeur (CVD), l'orientation cristalline des films d'AlN suivant l'axe c ne peut être obtenue qu'à températures élevées (1000-1200°C). De plus, non seulement ces températures de dépôt ne sont pas compatibles avec les technologies de fabrication en microélectronique, mais ces procédés emploient des précurseurs gazeux à base de carbone et d'hydrogène, voire de chlore, qui se retrouve en quantités plus ou moins importantes dans les dépôts finaux, ce qui peut modifier les propriétés du matériau ainsi obtenu. L'épitaxie des films d'AlN par jet moléculaire MBE peut engendrer la formation de microfissures dans les couches déposées [20]. La technique de pulvérisation cathodique magnétron (DC et RF) reste la plus employée pour le dépôt d'AlN comme couche piézoélectrique, car des films minces déposés "à température ambiante" présentent déjà l'orientation adéquate [21]. Cependant, avec cette technique, les dépôts se font sous atmosphère de diazote ou d'un mélange de diazote et d'argon. L'argon utilisé pour la pulvérisation des cibles d'aluminium contamine lui aussi les dépôts d'AlN, ce qui induit des défauts dans les dépôts. Enfin, l'ablation laser PLD, qui a été utilisée au début des années 2000 pour la réalisation des couches d'AlN, permet d'obtenir des dépôts de qualité proche de ceux réalisés par pulvérisation, avec une quantité moindre d'impuretés, mais à une température de dépôt sensiblement supérieure à celle utilisée en PVD.

Les deux dernières techniques citées (PLD et pulvérisation magnétron) se trouvent être les meilleures pour les dépôts de couches piézoélectriques d'AlN orientées selon l'axe c. De plus, ces deux techniques sont disponibles dans nos laboratoires de recherche (XLIM et SPCTS), raison pour laquelle nous les avons sélectionnés pour nous en servir pour les dépôts d'AlN.

Il reste alors à optimiser les paramètres de dépôt qui assureront la formation de couches d'AlN piézoélectriques bien orientées et cristallisées. S'agissant de la technique par PLD, une étude d'optimisation des conditions de dépôt a déjà été réalisée au SPCTS par D^r. Christophe Cibert [5]. Cette étude révèle que l'AlN commence à montrer une orientation cristalline AlN(002) à partir d'une température de 800°C [18]. À cette température, les membranes de Si suspendues seront susceptibles de se détériorer, surtout qu'elles ne font que 2µm d'épaisseur. Pour cette raison, nous avons privilégié la technique de dépôts par pulvérisation cathodique DC. D^r. Perrine Dutheil, ancienne doctorante au SPCTS a déjà réalisé à XLIM une étude sur les dépôts d'AlN en utilisant cette technique. Son étude préliminaire a constitué notre point de départ dans l'investigation des conditions optimales de dépôts des couches d'AlN, et sera présentée dans les paragraphes suivants.



III. Etudes préliminaires sur les dépôts d'AlN par pulvérisation magnétron réalisés à XLIM

Des travaux antérieurs (D^r. Perrine Dutheil) ont été effectués au laboratoire XLIM pour la synthèse de films minces d'AlN par pulvérisation cathodique DC. Au cours de ces travaux, des couches minces d'AlN ont été déposées à température ambiante, sous une pression de 6.10^{-3} mbar et avec différents ratios du mélange argon/ diazote. Ces couches ont été déposées sur des wafers de Silicium monocristallins oxydés (SiO_2/Si). Le pourcentage de pression du diazote (N_2) dans le mélange Ar/ N_2 a varié entre 30% et 100%. Ces couches ont été caractérisées par analyse de diffraction des rayons X (DRX). Les résultats des DRX de tous les échantillons testés sont représentés dans la figure 4-2. Ces courbes ont montré la présence de deux orientations des films l'AlN obtenus: l'AlN (002) et l'AlN (101).

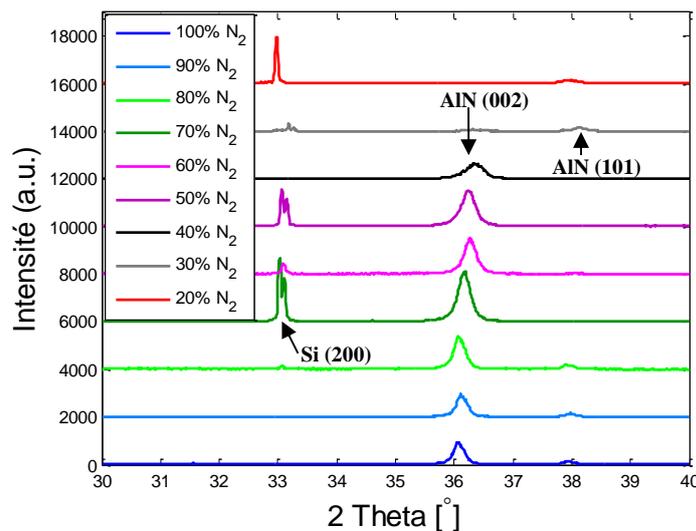


Figure 4-2 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées avec différents pourcentages de diazote

Dans le tableau 4-1 sont représentées les conditions de dépôt de l'AlN. Cette table montre bien la façon dont les dépôts d'AlN ont été réalisés en utilisant les mêmes paramètres par rapport aux substrats utilisés (SiO_2/Si), à la pression ($\approx 6.10^{-3}$ mbar), à température ambiante, à l'intensité du courant de la source magnétron (0.45A) et au temps de dépôt (45 min) : tous ces paramètres sont constants sauf le pourcentage du diazote (N_2).



Substrat	Pression N ₂ (sccm)	Pression Ar (sccm)	% N ₂	Pression globale (mbar)	Intensité (mA)	T° début (°C)	Temps dépôt (min)	Amplitude pic AlN (002) (cps)	Amplitude pic AlN (101) (cps)	FWHM AlN (002)
Si/SiO ₂	10	40	20	6.10 ⁻³	0,45	21	45	-	200	-
Si/SiO ₂	15	35	30	5,8.10 ⁻³	0,45	23	45	78	178	0,3°
Si/SiO ₂	20	30	40	5,8.10 ⁻³	0,45	22	45	652	-	0,362°
Si/SiO ₂	25	25	50	5,9.10 ⁻³	0,45	22	45	1536	-	0,263°
Si/SiO ₂	30	20	60	5,9.10 ⁻³	0,45	20	45	1518	-	0,231°
Si/SiO ₂	35	15	70	5,9.10 ⁻³	0,45	21	45	2112	-	0,23°
Si/SiO ₂	40	10	80	6,2.10 ⁻³	0,45	20	45	1390	200	0,21°
Si/SiO ₂	45	5	90	6,2.10 ⁻³	0,45	22	45	946	<150	0,202°
Si/SiO ₂	50	0	100	6.10 ⁻³	0,45	22	45	950	150	0,195°

Tableau 4-1 : Tableau récapitulatif représentant les conditions des dépôts de l'AlN réalisés et les résultats DRX (amplitude et largeur à mi-hauteur des pics (002) et (101))

Pour décrire l'évolution de l'intensité des pics de diffraction des différentes orientations des couches ((002) et (101)), nous proposons d'utiliser la fonction Lorentzienne qui semble être une fonction bien adaptée avec l'allure de l'orientation de l'AlN (002) recherchée. La fonction d'ajustement est représentée par l'équation (4.2) :

$$L(x) = \frac{A_{max} - A_0}{1 + \left(\frac{x - x_0}{m}\right)^2} + A_0 \quad (4.2)$$

avec x_0 l'angle correspondant à l'orientation AlN (002), A_{max} un facteur d'amplitude qui correspond au maximum du pic de l'orientation étudiée, m la moitié de la largeur à mi-hauteur de la Lorentzienne et A_0 prend en compte le bruit de fond à l'extérieur des pics des différentes orientations des matériaux déposés sur l'échantillon.

Cette fonction a été utilisée pour traiter les données de la DRX et extraire facilement et précisément la valeur FWHM (**Full Width at Half Maximum - largeur à mi-hauteur**) qui sera déduite à l'aide de la valeur m de la fonction présentée. La figure 4-3 montre le pic de diffraction correspondant à l'orientation AlN (002) mesuré et simulé à l'aide de la fonction d'ajustement dans le cas de plusieurs pourcentages de diazote testés.



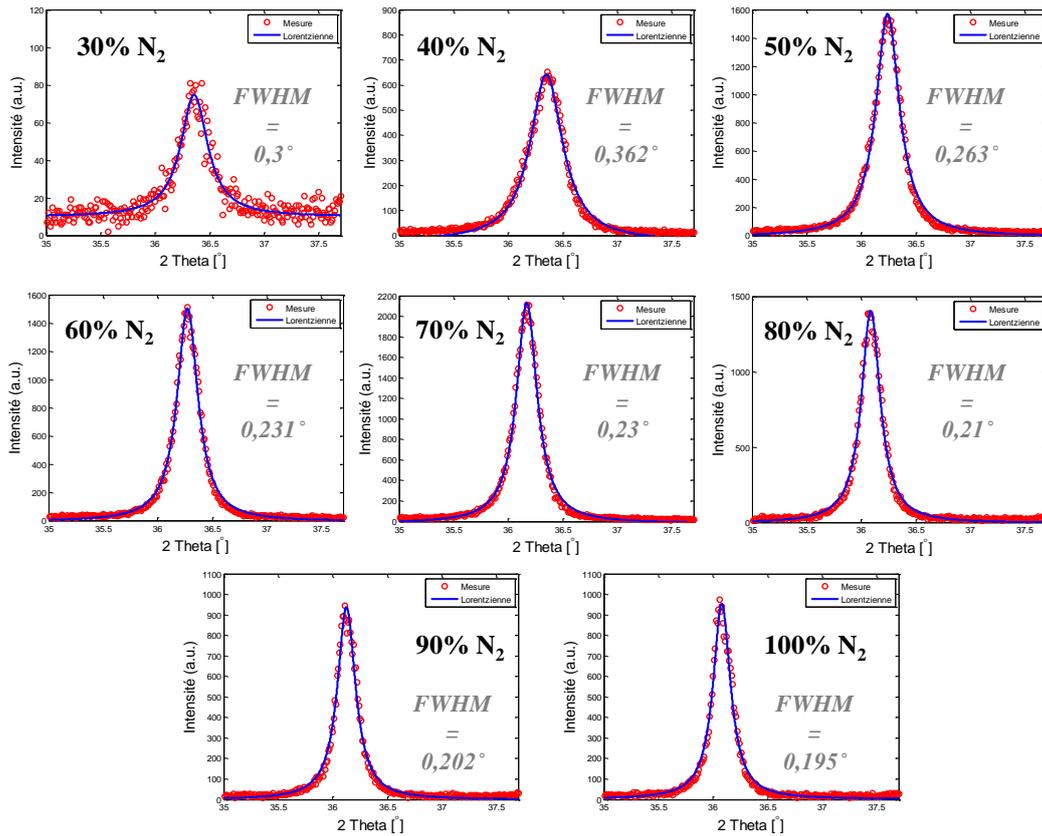


Figure 4-3 : Zoom sur le pic AlN (002) des diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du Si/SiO₂ avec différents pourcentages du diazote

La figure 4-4(a) montre l'évolution du FWHM en fonction du pourcentage du diazote dans le mélange Ar/ N₂. Nous pouvons remarquer que la qualité cristalline des couches d'AlN déposées s'améliore avec l'augmentation du pourcentage du diazote. Pour choisir le pourcentage optimal, il faut analyser à la fois l'amplitude des pics d'AlN (002) et leurs largeurs à mi-hauteur (présentées dans le tableau 4-1). De ce fait, nous pouvons déduire que la meilleure qualité des couches correspond à une valeur du pourcentage du diazote de 70% (pic de diffraction (002) marquant avec un FWHM de 0,23° et une amplitude de 2112 cps, et surtout sans la présence de l'orientation parasite (101)).

L'ensemble de ces résultats montrent que les couches minces d'AlN cristallisées à température ambiante sont d'excellentes candidates à l'intégration dans des dispositifs à ondes acoustiques.



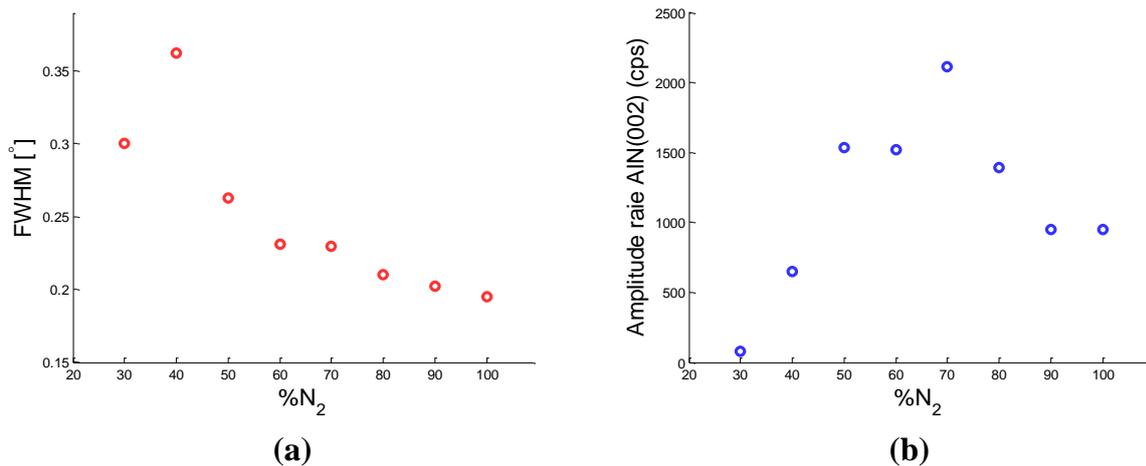


Figure 4-4 : (a) Largeur à mi-hauteur (FWHM) et (b) amplitude du pic d'AlN (002) en fonction du pourcentage du diazote

IV. Étude paramétrique détaillée pour les dépôts des couches d'AlN

Dans la partie précédente, nous avons vu que l'apparition de l'orientation AlN (002) (favorisant les propriétés piézoélectriques des films) ainsi que sa qualité cristalline (FWHM), varient en fonction du pourcentage du diazote. La valeur optimale obtenue de ce pourcentage est de 70% dans le mélange Ar/ N_2 . Cette valeur sera gardée constante pour tous les tests d'optimisation des couches qui seront présentés dans les parties suivantes.

Comme déjà indiqué, la qualité cristalline des couches minces d'AlN varie avec la modification des paramètres de dépôt. C'est pourquoi nous avons choisi d'entreprendre une étude paramétrique pour la réalisation de couches minces d'AlN en fonction notamment de la température, de la pression, de la distance entre la cible d'aluminium et le substrat et de l'intensité du courant magnétron, dans le but d'atteindre des propriétés compatibles avec l'application visée.

IV.1. Préparation des substrats

Dans cette étude, nous avons utilisé des substrats de Si (100). Tous les tests ont été réalisés sur des échantillons qui font 2.25cm^2 de surface, provenant du même wafer de silicium, vu que la qualité du substrat peut avoir une influence sur la qualité des couches minces déposées.



Les substrats de silicium (100) subissent, avant le nettoyage classique, un bain d'acide fluorhydrique (HF à 5%) de manière à éliminer la couche de SiO₂ native présente à leur surface.

Avant leur introduction dans l'enceinte de dépôts par pulvérisation magnétron DC, chaque substrat est placé successivement (pendant 3 minutes) dans des bains ultrasons d'acétone puis d'éthanol, permettant d'éliminer l'essentiel des pollutions de surface (graisses, poussières, *etc.*). Le dernier solvant étant particulièrement volatil, son utilisation facilite le séchage du substrat sous flux d'azote sec. Le séchage doit être soigné pour s'affranchir de toute trace lors de l'évaporation.

IV.2. Température de dépôt de l'électrode inférieure en Molybdène

Avant de commencer la recherche des paramètres optimaux qui favorisent la croissance des couches minces d'AlN, nous devons tenir compte de la présence de l'électrode inférieure en molybdène qui sera intégré dans les micro-résonateurs. L'électrode inférieure aura une influence sur la qualité des couches déposées comme nous l'avons déjà vu dans le **chapitre II**. C'est pour cette raison que la qualité cristalline du molybdène sera étudiée en premier.

Après l'introduction du substrat bien nettoyé et désoxydé dans l'enceinte, un dépôt de molybdène suivi d'un autre d'AlN seront réalisés sans remise à l'air entre les deux dépôts afin de garder le vide déjà établi suite au premier dépôt (celui du molybdène) et pour ne pas polluer la surface du molybdène déjà déposé.

Quant au molybdène, les mêmes paramètres déjà présentés dans le **chapitre II** seront utilisés (tableau 4-2). Nous avons modifié seulement la température de dépôt, qui a varié entre 20°C et 400°C. Pour les dépôts de l'AlN, nous prenons comme paramètres de départ ceux déjà utilisés dans la partie précédente : une pression $\approx 6.10^{-3}$ mbar, température ambiante, une intensité du courant magnétron de 0,45 A (120 W), un temps de dépôt de 45 min et un pourcentage du diazote égal à 70%.

Les diagrammes DRX des couches minces d'AlN obtenues sur molybdène sont présentés dans la figure 4-5. Le molybdène peut être détecté à l'aide du pic de diffraction qui se trouve à un angle de 40,5° et qui représente l'orientation Mo (110). L'amplitude de ce pic devient plus grande et sa largeur devient plus étroite en augmentant la température de son dépôt.



Pression	10 ⁻² (mbar)
Puissance	150 (watts)
Température	20 – 400 (°C)
Distance cible/substrat	12 (cm)
Temps du dépôt	5 (min)

Tableau 4-2 : Les conditions de dépôt du Molybdène par pulvérisation cathodique magnétron DC

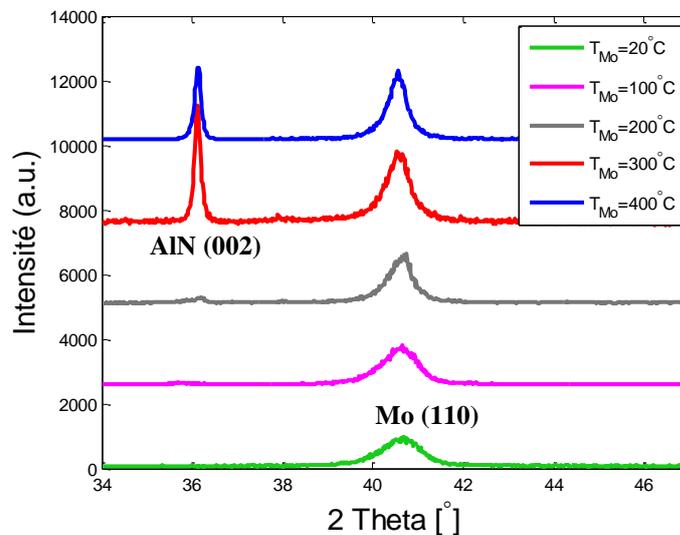


Figure 4-5 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène obtenus à différentes températures

La croissance des couches d'AlN selon l'axe s'est donc obtenue lorsque le molybdène est déposé à une température élevée, soit 200°C, 300°C et 400°C. La qualité cristalline des couches a été déterminée pour tous les échantillons testés par la mesure de la largeur à mi-hauteur en modélisant le pic AlN (002) et celle du Mo(110) (tableau 4-3) par la fonction Lorentzienne modifiée (figure 4-6).

Comme on pouvait le prédire à partir des diagrammes de diffraction, la largeur à mi-hauteur du pic Mo (110) diminue de 1,01230° à 0,47230° lorsque la température de dépôt du molybdène augmente de 20°C à 400°C. Quant au pic d'AlN (002), il n'apparaît qu'à partir d'un film de molybdène déposé à 200 °C. Sa largeur à mi-hauteur (FWHM) atteint sa valeur minimale (ainsi qu'un maximum d'amplitude) pour une température de dépôt du molybdène de 300°C.

Substrat	T° de dépôt Mo	FWHM Mo(110)	FWHM AlN(002)
Si/Mo	20°C	1,01230°	-
Si/Mo	100°C	0,89126°	-
Si/Mo	200°C	0,60314°	0,252402°
Si/Mo	300°C	0,59738°	0,147848°
Si/Mo	400°C	0,47230°	0,156567°

Tableau 4-3 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic d'AlN (002) et du Mo(110), des couches minces de Mo déposées à différentes températures et celles de l'AlN déposées avec des paramètres de dépôt constants

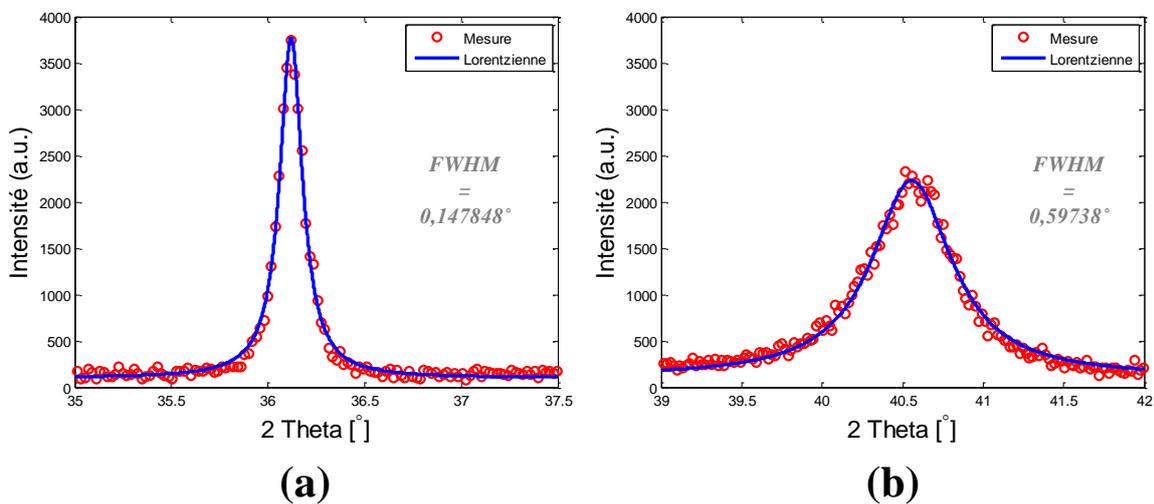


Figure 4-6 : Simulation par une fonction Lorentzienne des pics : (a) de l'AlN (002) et (b) du Mo (110), dans le cas d'un molybdène déposé à 300°C suivi d'un AlN déposé à température ambiante

Ces résultats seront pris en compte pour tous les tests d'optimisation des couches d'AlN qui seront réalisés par la suite. Le molybdène sera toujours déposé à 300°C, une température qui permet la formation d'une couche de molybdène bien cristallisée favorisant la croissance de l'AlN avec l'orientation (002).

IV.3. Effet de la puissance magnétron sur la qualité des couches d'AlN

Après avoir optimisé la température de dépôt du molybdène contribuant à la formation de couches d'AlN avec les meilleures propriétés cristallines, nous nous sommes intéressés à

l'optimisation des paramètres du dépôt de l'AlN. Le premier paramètre étudié est la puissance appliquée sur la cible d'aluminium qui permet la pulvérisation des atomes d'aluminium. La valeur de cette puissance aura sans doute un effet direct sur la qualité des couches d'AlN déposées, comme ce qui a déjà été démontré dans la littérature [22], [23]. Ainsi, nous avons fait varier la puissance appliquée sur la cible entre 50 et 135 W. Les résultats des diagrammes de DRX pour les films d'AlN obtenus sous différentes puissances magnétron (en gardant constantes tous les autres paramètres expérimentaux) sont présentés dans la figure 4-7.

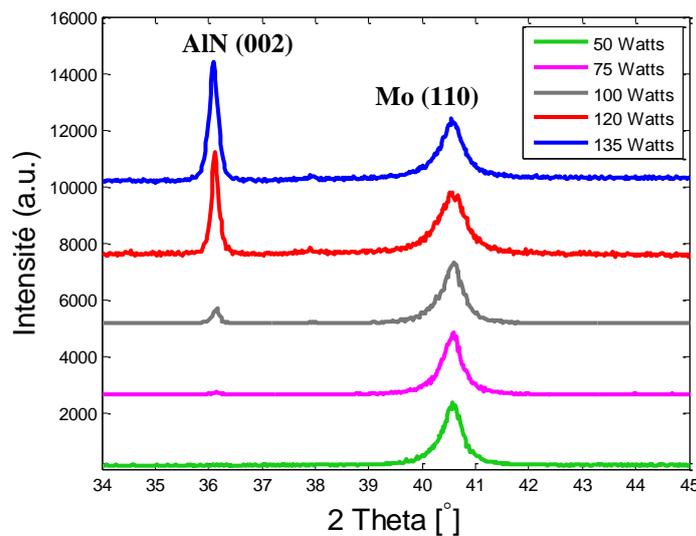


Figure 4-7 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La puissance du dépôt de l'AlN a été variée entre 50 watts et 135 watts

Substrat	Puissance dépôt AlN (Watts)	FWHM AlN(002)	Amplitude pic AlN(002) (cps)
Si/Mo	50	-	-
Si/Mo	75	-	-
Si/Mo	100	0,140882°	740
Si/Mo	120	0,147848°	3750
Si/Mo	135	0,190066°	4415

Tableau 4-4 : Estimations de la largeur à mi-hauteur de la raie AlN (002) de couches minces de l'AlN déposées avec différentes valeurs de puissances magnétron appliquées sur la cible d'aluminium

Les valeurs FWHM, ainsi que la hauteur du pic AlN (002) des différents échantillons, sont présentés dans le tableau 4-4. Nous pouvons remarquer qu'aucun pic de diffraction n'apparaît

aux faibles puissances de dépôt, notamment à 50 W et à 75 W. À 100W, un très faible pic de 740 cps de hauteur apparaît, la hauteur de ce pic augmente jusqu'à 4415 cps avec 135 W et la FWHM augmente en même temps. La puissance maximale que nous pouvons atteindre avec notre système de dépôts est de 145 W, nous l'avons testé mais le résultat n'était pas encourageant. La figure 4-8 montre le résultat obtenu : certaines parties de la couche déposée se sont décollées à cause des fortes contraintes qui se sont formées à l'intérieur de la couche. De ce fait, nous pouvons en déduire qu'une très forte puissance magnétron appliquée peut entraîner la formation de contraintes à l'intérieur des couches d'AlN déposées, tandis qu'à des très faibles puissances, aucune orientation n'apparaît. Au regard des résultats présentés, nous avons choisi une puissance optimale avec laquelle nous continuerons les tests d'optimisation. La puissance choisie est de 120 watts, puisqu'elle assure un compromis entre la hauteur du pic AlN (002) (3750cps) et la largeur à mi-hauteur FWHM (0,147848°).

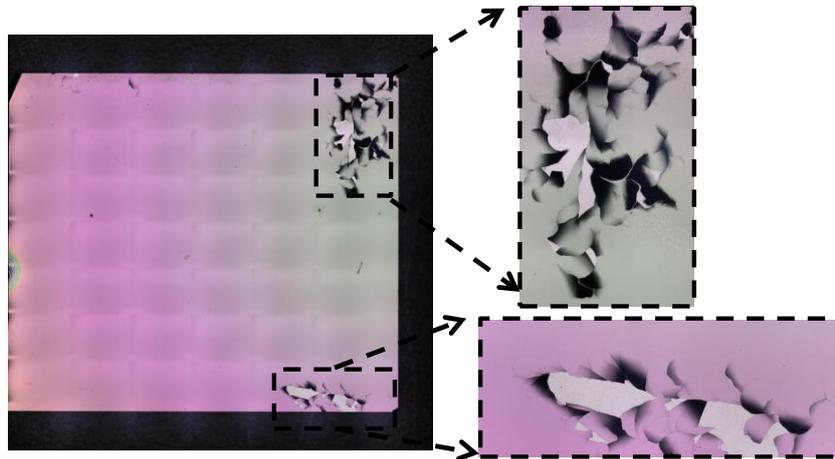


Figure 4-8 : Image par microscopie optique prise après un dépôt d'AlN effectué à 145 watts de puissance magnétron appliquée, montrant la présence de contraintes à l'intérieur de la couche déposée, induisant le décollement de certaines parties

IV.4. Effet de la distance cible-substrat

Après avoir trouvé la valeur optimale de la puissance magnétron (120 W) et fixé la température de dépôt du molybdène à 300°C (paramètres qui assurent la croissance optimale des couches d'AlN suivant l'axe c), nous avons étudié la distance optimale entre la cible d'aluminium et le substrat sur lequel nous voulons réaliser les dépôts de l'AlN. Cette distance aura aussi une influence directe sur la qualité cristalline de l'AlN déposé, comme ce qui a été démontré dans [22]. Dans cette référence, il a été démontré que les faibles distances cible-substrat, de l'ordre de $D=3-4$ cm, favorisent l'orientation de l'AlN (002). Dans notre étude, la



distance D a été variée entre 5,6 cm et 3,6 cm. Les diagrammes DRX des échantillons obtenus pour différentes distances D sont présentés dans la figure 4-9, tandis que les valeurs de la largeur à mi-hauteur FWHM et celles des amplitudes des pics de l'AlN (002) sont présentées dans le tableau 4-5.

Nous pouvons remarquer que le dépôt qui a été réalisé à faible distance (D=3,6 cm) présente la meilleure qualité, indiqué par l'amplitude importante du pic AlN (002) ainsi que sa petite valeur de FWHM. Ce résultat va dans le même sens que ce qui avait été observé dans [22]. Il faut noter que pour notre système de dépôts, la distance minimale entre la cible et le porte-substrat que nous pouvons choisir est de 3 cm, aucune possibilité de descendre au-dessous de cette valeur.

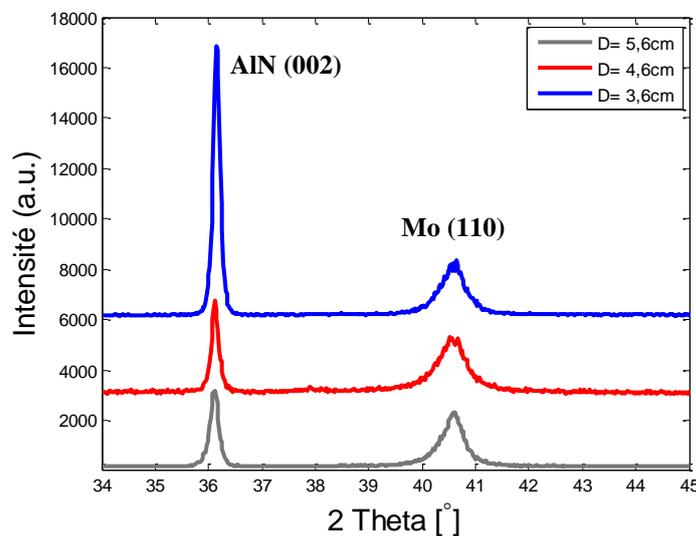


Figure 4-9 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La distance cible-substrat D a été variée entre 3,6 cm et 5,6 cm

Substrat	Distance cible-substrat (cm)	FWHM AlN(002)	Amplitude pic AlN(002) (cps)
Si/Mo	3,6	0,138174°	10860
Si/Mo	4,6	0,147848°	3740
Si/Mo	5,6	0,17793°	3150

Tableau 4-5 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et de leur amplitudes en cps des couches minces de l'AlN déposées pour différentes distances cible-substrat D



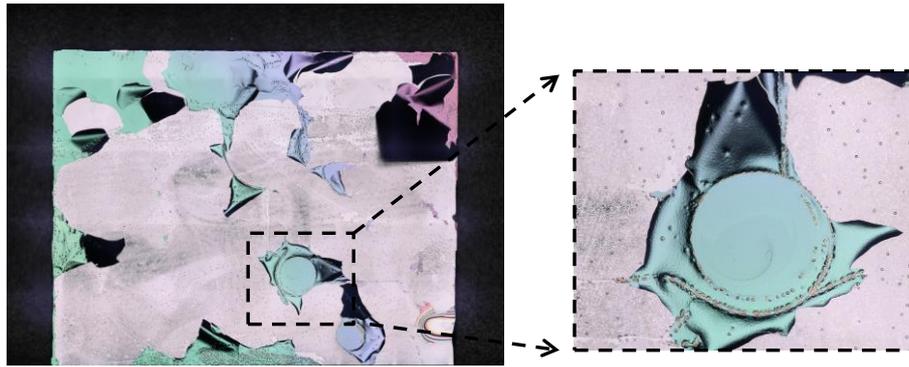


Figure 4-10 : Image par microscopie optique de la couche d'AlN qui a été déposée à une distance $D=3\text{cm}$. Presque la totalité de la couche s'est décollée au bout de 36 min de dépôt

Nous avons également effectué un test pour la distance minimale qui est $D=3\text{cm}$. Malheureusement, ce dépôt d'AlN développe également de fortes contraintes induisant le décollement de la couche d'AlN au bout de 36 minutes, sachant que la température du substrat au moment du décollement était de 77°C . La figure 4-10 montre le résultat obtenu après le dépôt.

Nous pouvons facilement en déduire que le dépôt ne doit pas se faire à une très faible distance afin d'éviter la formation de contraintes résiduelles à l'intérieur de la couche déposée, ce qui cause leur décollement. La valeur optimale retenue pour la suite des tests est $D=3,6\text{cm}$. À cette distance-là, un pic d'AlN (002) de grande intensité (10860cps) et de petite valeur de FWHM ($0,138174^\circ$) a été obtenu.

IV.5. Effet de la pression des dépôts sur les propriétés structurales des couches d'AlN

La pression globale des dépôts est le dernier paramètre qui a été optimisé durant cette étude. Cette pression peut être réglée à l'aide d'une vanne de laminage qui connecte l'enceinte de dépôts avec le système de pompage. Dans cette partie, nous prenons en compte les paramètres optimisés précédemment : le pourcentage du diazote égale à 70%, la température de dépôt du molybdène égale à 300°C , la puissance de dépôt de l'AlN égale à 120 W et la distance cible-substrat égale à 3,6 cm.

La pression globale de dépôt a été ainsi variée entre $6 \cdot 10^{-3}$ mbar et $1 \cdot 10^{-3}$ mbar. Les résultats DRX des couches AlN obtenues après la réalisation des dépôts sont présentés sur la figure 4-11.



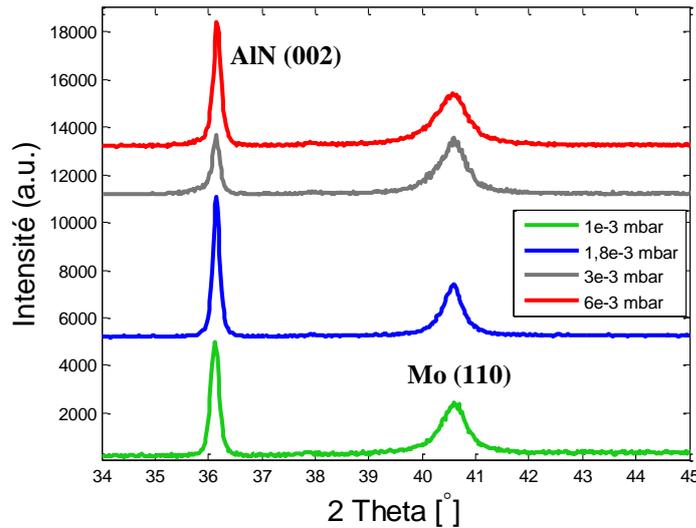


Figure 4-11 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La pression globale des dépôts a été variée entre 6.10^{-3} mbar et 1.10^{-3} mbar

Substrat	Pression globale du dépôt (mbar)	FWHM AlN(002)	Amplitude pic AlN (002) (cps)
Si/Mo	1.10^{-3}	$0,175062^{\circ}$	5020
Si/Mo	$1,8.10^{-3}$	$0,141972^{\circ}$	6100
Si/Mo	3.10^{-3}	$0,154382^{\circ}$	2664
Si/Mo	6.10^{-3}	$0,16404^{\circ}$	5417

Tableau 4-6 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et son amplitude pour des couches minces d'AlN déposées avec différentes pressions globales de dépôt

Nous pouvons déduire des résultats présentés dans le tableau 4-6 que la pression globale optimale est de $1,8.10^{-3}$ mbar. À cette pression, le pic AlN (002) marque la plus grande intensité (6100cps) et la plus petite valeur de FWHM ($0,141972^{\circ}$), donc la meilleure qualité cristalline selon l'axe c.

IV.6. Dégradation de la qualité des dépôts à très hautes températures (300°C)

Tous les dépôts d'AlN qui ont été réalisés durant cette étude ont été effectués à température ambiante. Pourtant, dans le cas des dépôts de ZnO, il a déjà été montré que les meilleures

caractéristiques cristallines des couches ont été obtenues pour des dépôts à haute température (300°C). De ce fait, nous avons voulu vérifier les caractéristiques de l'AlN déposé à 300°C.

La figure 4-12(a) présente une comparaison entre les diagrammes DRX des deux échantillons testés : les deux ont été réalisés sur une couche de molybdène déposée à 300°C suivi d'un dépôt d'AlN (tout en tenant compte des autres paramètres de dépôt déjà optimisés : pourcentage du diazote = 70%, puissance de dépôt = 120 W, distance cible- substrat D = 3,6 cm et pression globale du dépôt = $1,8.10^{-3}$ mbar). La seule différence entre ces deux échantillons est la température de dépôt de l'AlN. Le premier dépôt d'AlN a été réalisé à température ambiante tandis que le deuxième dépôt d'AlN a été réalisé à 300°C. Cette figure montre que l'AlN déposé à haute température ne présente aucune orientation AlN (002) vu l'absence de pic correspondant à un angle de $36,3^\circ$.

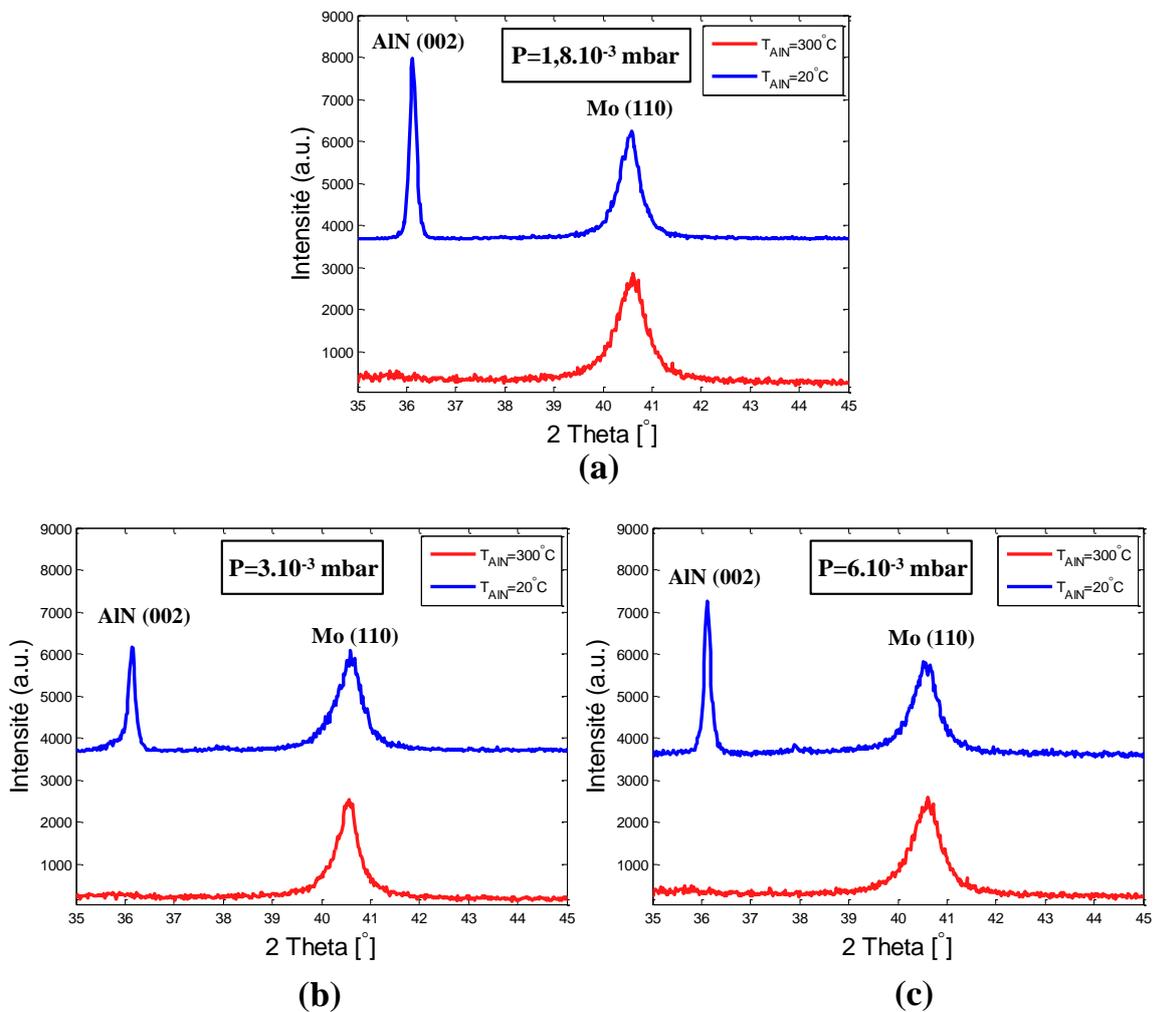


Figure 4-12 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. Le dépôt d'AlN a été réalisé à deux températures : 20°C et 300°C pour trois pressions globales de dépôt : (a) $1,8.10^{-3}$ mbar, (b) 3.10^{-3} mbar et (c) 6.10^{-3} mbar



Pour confirmer ces résultats, nous avons répété le même test avec deux autres pressions globales de dépôt, 3.10^{-3} mbar et 6.10^{-3} mbar. Les résultats DRX des couches AlN obtenues lors de ces deux tests supplémentaires sont présentés dans les figure 4-12(b) et (c).

Nous remarquons que tous les digrammes DRX correspondant aux dépôts d'AlN à haute température ne présentent aucun pic caractéristique à l'orientation AlN(002). Cela signifie que dans notre cas, la qualité cristalline des dépôts d'AlN se détériore à haute température, comportement inverse de ce qui avait été observé lors des synthèses par ablation laser (lors des dépôts du ZnO).

V. Intégration des films d'AlN dans des dispositifs micro-résonateurs

Après l'optimisation des dépôts d'AlN, nous avons procédé à la réalisation des micro-résonateurs (figure 4-13) à partir de couches minces d'AlN déposées par pulvérisation cathodique magnétron DC. Les différentes étapes de fabrication des micro-résonateurs ont été détaillées dans le **chapitre II**, avec une seule différence qui est celle de l'utilisation de l'AlN déposé par pulvérisation cathodique DC comme couche piézoélectrique au lieu du ZnO qui a été déposé par ablation laser PLD. Les conditions de dépôt de l'AlN sont recensées dans le tableau 4-7.

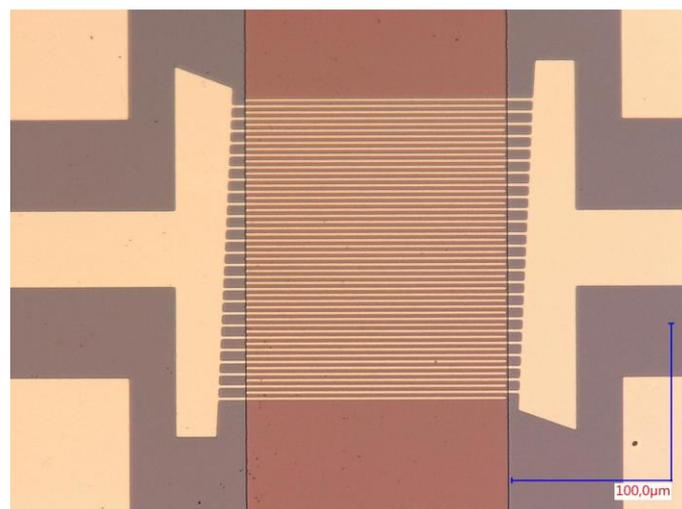


Figure 4-13 : Image par microscopie optique d'un micro-résonateur intégrant une couche mince d'AlN



Cible	Al
Pression de l'argon	15 sccm (30%)
Pression du diazote	35 sccm (70%)
Température	20 (°C)
Pression	1,8.10 ⁻³ (mbar)
Puissance magnétron	120 (watts)
Distance cible-substrat	3,6 (cm)

Tableau 4-7 : Tableau représentant les conditions des dépôts des couches AlN par pulvérisation cathodique DC

Suite à leur fabrication, les paramètres [S] des dispositifs ont été mesurés. La figure 4-14 représente les résultats des mesures des paramètres [S] obtenus pour deux micro-résonateurs.

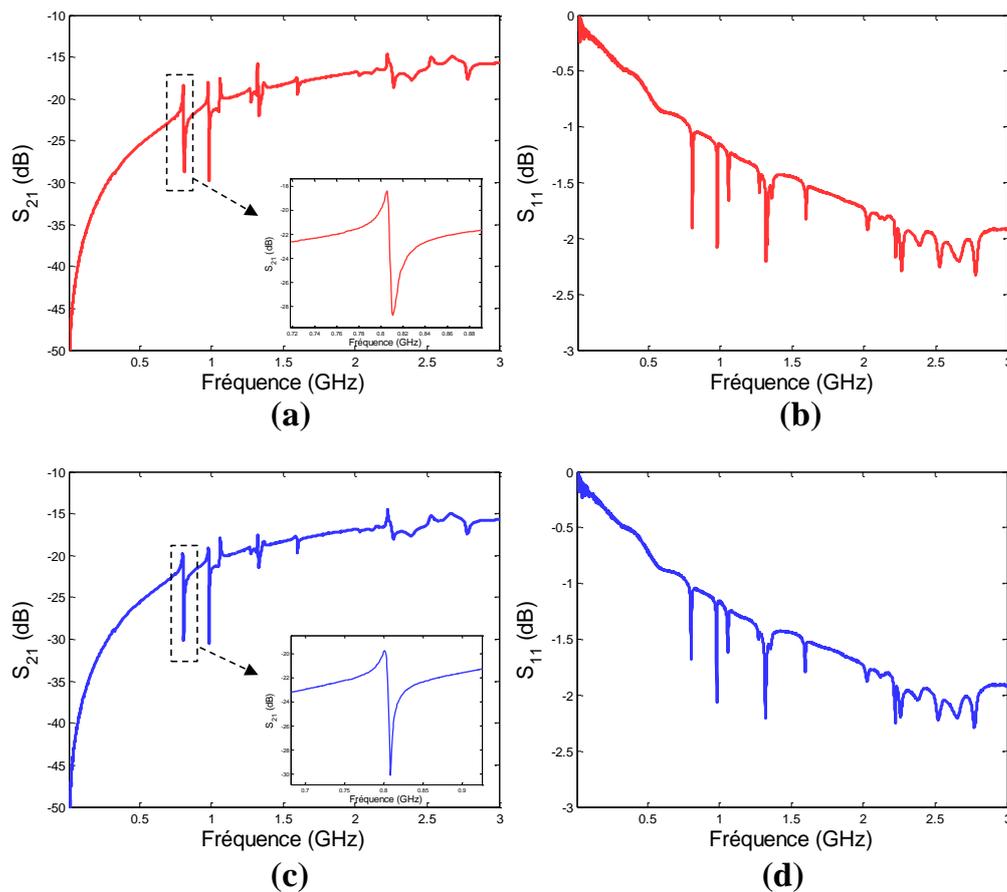


Figure 4-14 : Réponses des paramètres [S] mesurés de deux micro-résonateurs intégrant des couches minces d'AlN déposées par pulvérisation cathodique DC. (a) et (b) représentent la réponse en transmission S_{21} et celle de réflexion S_{11} du premier micro-résonateur, (c) et (d) représentent ceux du second micro-résonateur

Le mode fondamental de résonance apparaît à une fréquence proche de 800 MHz, ce qui montre que la couche mince d'AlN possède bien des propriétés piézoélectriques. Pourtant, nous remarquons que les pertes d'insertion dépassent les 18dB. Nous pensons que le niveau de résonance est aussi faible à cause de la détérioration des propriétés piézoélectriques de la couche d'AlN. En effet, durant la fabrication des micro-résonateurs, notamment après le dépôt du molybdène, l'échantillon a été sorti à l'air pour graver le molybdène qui constitue l'électrode inférieure et qui doit prendre une forme bien précise. Cette étape a probablement affecté la qualité de la surface du molybdène sur laquelle l'AlN est déposée juste après. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons réalisé un test qui prend en compte la remise à l'air de l'échantillon entre le dépôt du molybdène et celui de l'AlN.

La figure 4-15 montre les diagrammes de DRX des deux échantillons testés. La courbe en bleu représente l'échantillon qui a été sorti à l'air pendant 24h après le dépôt du molybdène. La courbe en rouge représente le second échantillon qui a subi les deux dépôts, de molybdène et de l'AlN, successivement, sans sortie de l'enceinte du système de dépôts. Nous remarquons clairement que les deux échantillons présentent une orientation AlN (002), sauf que l'intensité de ce pic est beaucoup plus importante pour l'échantillon qui n'a pas été sorti entre les dépôts de Mo et celui d'AlN. Pour mieux évaluer les résultats, nous présentons dans la figure 4-16 la largeur à mi-hauteur du pic AlN(002) simulée à l'aide de la fonction Lorentzienne dans les deux cas. La FWHM du pic de l'échantillon qui a subi une sortie à l'air entre les deux dépôts est nettement moins bonne (0.3082°) en comparaison avec celle de l'échantillon qui n'a pas été sorti à l'air entre les deux dépôts (0.131°).

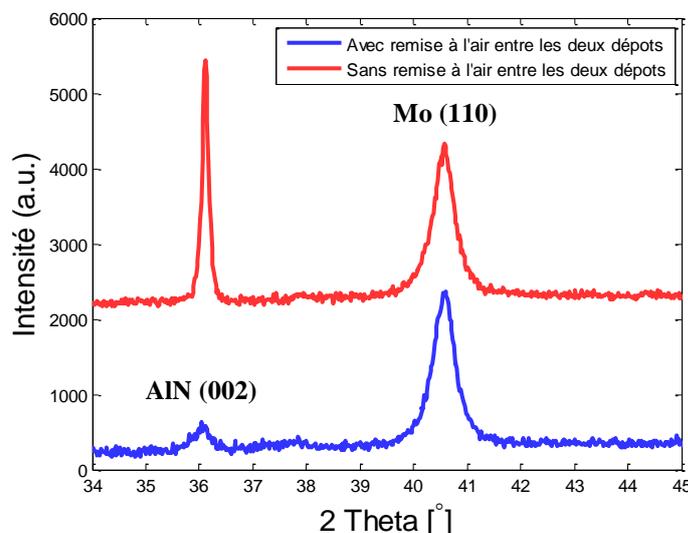


Figure 4-15 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène avec et sans remise à l'air entre le dépôt de Mo et celui d'AlN



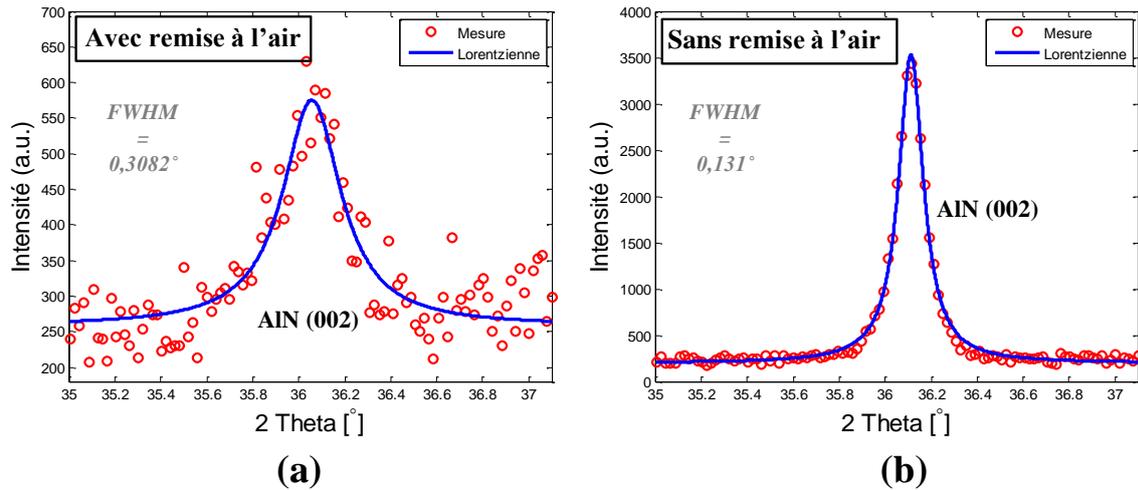


Figure 4-16 : Zoom sur le pic AlN (002) des diagrammes de diffraction des rayons X, mesurés et simulés, des couches minces d'AlN déposées sur du molybdène, (a) avec remise à l'air et (b) sans remise à l'air entre le dépôt de Mo et celui d'AlN

Nous pouvons alors conclure que notre hypothèse de départ était correcte : la qualité cristalline de l'AlN se dégrade lorsque le substrat est sorti à l'air après le dépôt du molybdène.

Pourtant, cette étape intermédiaire de gravure par solution chimique est indispensable afin de donner à l'électrode inférieure une forme bien précise. Dans la topologie des dispositifs, cette électrode doit occuper une surface bien définie, juste au-dessous des peignes IDTs comme le montre la figure 4-17. Si le molybdène n'est pas gravé, la capacité C_p du modèle MBVD représentée dans la figure 4-18 prendra une valeur très élevée. Comme nous l'avons déjà vu lors de la description du modèle équivalent électrique MVBD du dispositif, C_p représente la capacité formée entre chacune des électrodes d'entrée et de sortie et l'électrode inférieure qui conduit vers la masse. La résistance R_p prendra aussi une valeur très basse vue qu'elle représente les pertes dans la couche piézoélectrique. Autrement dit, si la couche de molybdène n'est pas structurée, les performances électriques des micro-résonateurs seront affaiblies.

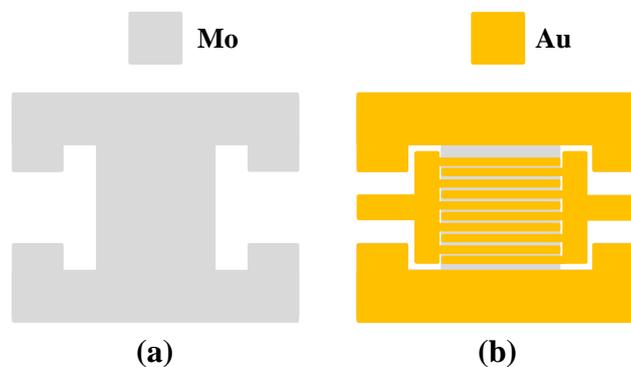


Figure 4-17 : (a) La forme de l'électrode inférieure en molybdène après gravure et (b) celle des électrodes (supérieures) d'entrée et de sortie réalisées après le dépôt de l'AlN



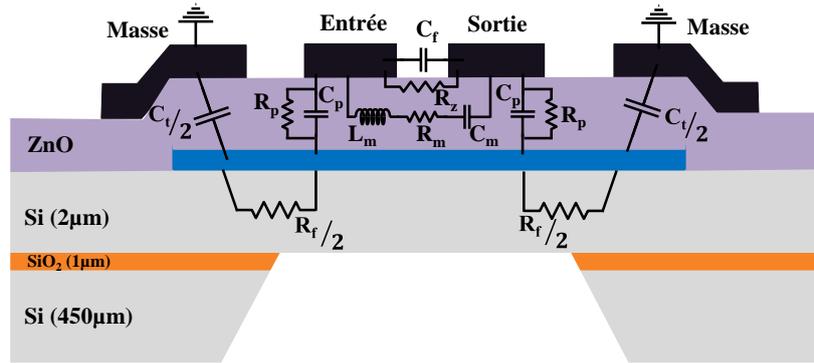


Figure 4-18 : Coupe transversale d'un micro-résonateur présentant les différents éléments du schéma électrique équivalent MBVD

Une deuxième hypothèse vient se rajouter pour expliquer la faible réponse piézoélectrique de la fréquence de résonance des micro-résonateurs réalisés et mesurés : il s'agit de la qualité cristalline de la membrane de silicium sur laquelle les micro-résonateurs sont réalisés. Cette membrane, en plus de sa très faible résistivité, peut être de faible qualité cristalline, ce qui peut expliquer les résultats obtenus. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons réalisé un test qui prend en considération le type du substrat utilisé. Deux substrats ont été utilisés : le premier est un substrat silicium HR qui a déjà été utilisé pour tous les tests d'optimisation qui ont été présentés, et le second est un substrat SOI qui est normalement utilisé pour la fabrication des micro-résonateurs. Les deux substrats ont été bien nettoyés et désoxydés avant le dépôt du molybdène puis de l'AlN sans remise à l'air. Les résultats des analyses DRX sont présentés dans la figure 4-19.

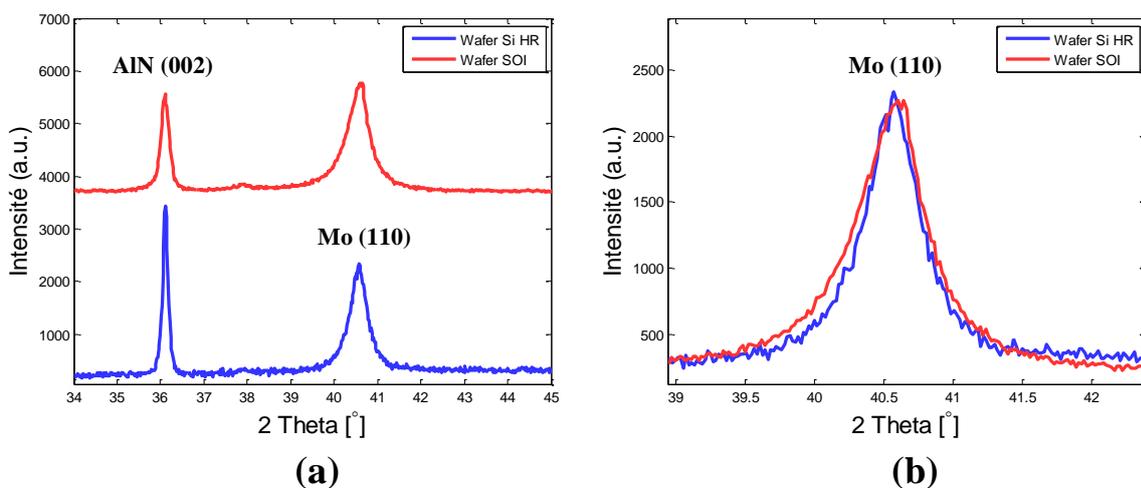


Figure 4-19 : (a) Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène sur deux types de substrats : Si HR et SOI. (b) Zoom sur le pic Mo (110) dans les deux cas



Substrat	FWHM Mo(110)	FWHM AlN(002)	Amplitude pic Mo (110) (cps)	Amplitude pic AlN (002) (cps)
Si HR/Mo	0,47°	0,131°	2240	3435
SOI/Mo	0,6°	0,21°	2300	2060

Tableau 4-8 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et de celle du Mo (110) avec leur amplitude en cps, des couches minces de l'AlN et de Mo déposées sur deux substrats différents

Les estimations des FWHM des pics AlN (002) et Mo (110) des deux échantillons sont présentées dans le tableau 4-8. Nous remarquons que la qualité de l'AlN déposée sur le substrat SOI est moins bonne que celle déposée sur le substrat de Si HR. La FWHM du pic Mo (110) va dans le même sens, ce qui peut être détecté facilement en comparant la largeur des deux pics (figure 4-19(b)). Rappelons que nous avons réalisé les deux dépôts (du molybdène et de l'AlN) en même temps. Cela signifie que le molybdène qui a été déposé en premier sur les deux substrats ne s'est pas bien cristallisé sur le substrat SOI, contrairement au cas du substrat Si. Cela semble influencer de manière importante la qualité cristalline de l'AlN qui a été déposée ensuite.

Nous avons présenté dans cette partie les résultats de mesure des premiers micro-résonateurs intégrant des couches d'AlN optimisées. Ces dispositifs ont montré une réponse piézoélectrique faible en comparaison à ce que nous avons obtenu auparavant en utilisant le ZnO. Deux hypothèses expliquant ces résultats ont été présentées et interprétées. La détérioration de la qualité de l'AlN vient de deux sources probables : l'étape de structuration de l'électrode inférieure en molybdène et la 'mauvaise' qualité cristalline de la membrane de silicium des wafers SOI.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter une tentative de changement du procédé de fabrication des micro-résonateurs, un procès qui assure une réalisation des deux dépôts de molybdène et de l'AlN sans remise à l'aire entre les deux. Par rapport à la qualité cristalline de la membrane en silicium, aucune solution ne peut être mise en jeu à part le changement des substrats utilisés.



VI. Modification du procédé de fabrication des micro-résonateurs

La modification du procès de fabrication est devenue indispensable pour la réalisation des micro-résonateurs intégrant des couches minces d'AlN. Dans la partie précédente, nous avons présenté les résultats des premiers dispositifs réalisés, des résultats qui ne sont pas à la hauteur des attentes, essentiellement à cause de la remise à l'air de l'échantillon entre le dépôt de molybdène et celui de l'AlN. Dans ces conditions, nous sommes obligés de réaliser les deux dépôts sans remise à l'air entre eux. Cette approche nous empêche de graver le molybdène avant de déposer l'AlN. Cependant, pour les raisons mentionnées avant, le fait de laisser la couche molybdène étendu sur la totalité du substrat, n'est pas une solution acceptable. La seule solution qui répond à ces exigences est la suivante : déposer les deux couches sans remise à l'air et ensuite structurer par gravure humide les deux couches ensemble, selon la forme de l'électrode inférieure voulue. Les figure 4-20 et figure 4-21 présentent, respectivement, une illustration schématique des différentes étapes de réalisation selon l'ancien procédé de fabrication et la nouvelle approche.

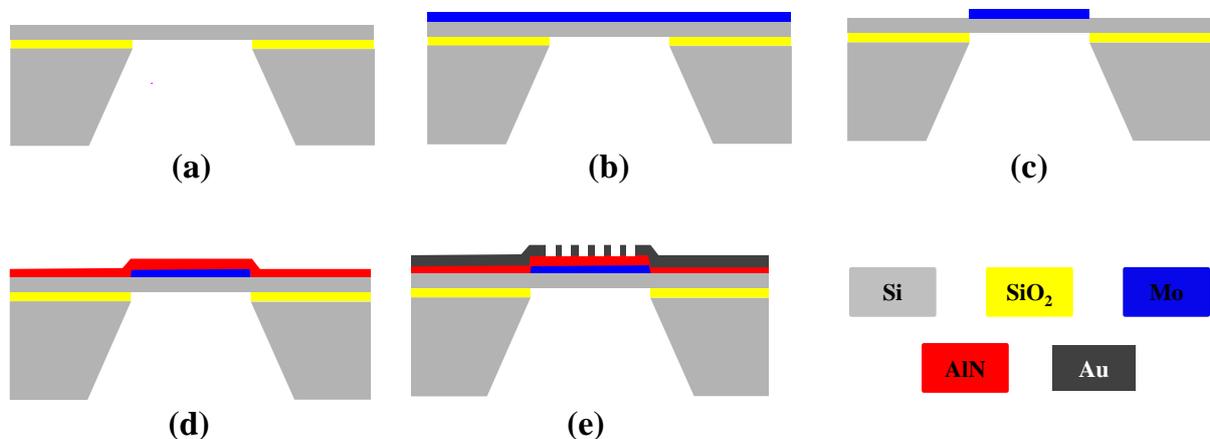


Figure 4-20 : Vue schématique des différentes étapes de réalisation des micro-résonateurs suivant l'ancien procès qui a été présenté dans le chapitre II. (a) Libération de la membrane de silicium, (b) dépôt du molybdène, (c) gravure du molybdène en utilisant le masque de l'électrode inférieure, (d) dépôt de l'AlN et (e) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift-off



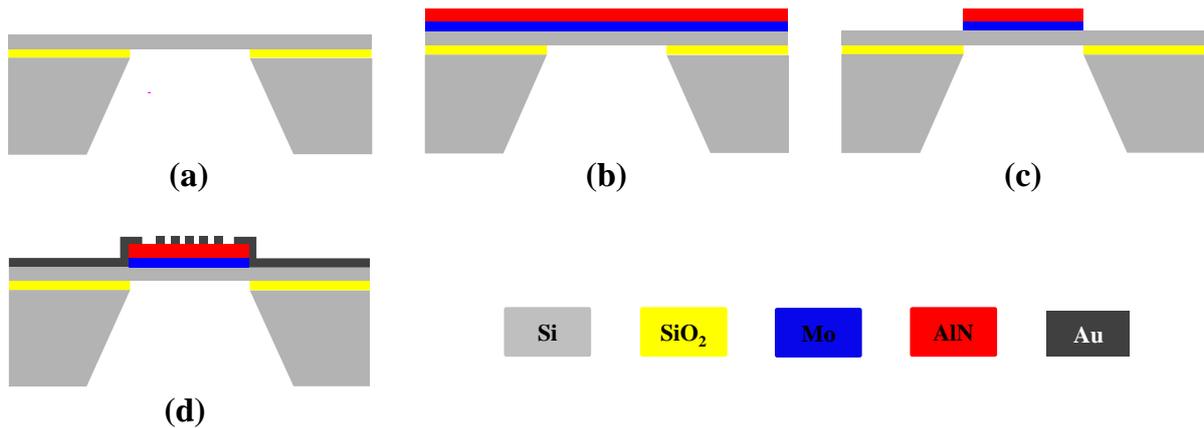


Figure 4-21 : Vue schématique des différentes étapes de réalisation des micro-résonateurs suivant le nouveau procédé. (a) Libération de la membrane de silicium, (b) dépôt du molybdène et de l'AlN sans remise à l'air entre les deux, (c) gravure de l'AlN et du molybdène en utilisant le même masque (celui de l'électrode inférieure) et (d) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift-off

Nous pouvons remarquer qu'en utilisant le nouveau procédé, l'épaisseur du molybdène (200nm) qui se rajoute à celle de l'AlN (600nm) forme une différence de marche aux bords de l'électrode inférieure (figure 4-21(d)). Cette différence de marche nous a inquiété en raison des difficultés qu'elle va nous imposer sur la réalisation des électrodes supérieures IDTs. Ces électrodes font 2 μm de largeur et 2 μm d'espacement, des dimensions qui ne sont pas trop éloignées par rapport à la différence de marche formée (0,8 μm).

La fabrication des micro-résonateurs a été réalisée selon le nouveau procès et les premiers dispositifs fabriqués ont montré que cette différence de marche des couches AlN+Mo induit trois grands défauts structurels des dispositifs.

Le premier défaut se traduit par la formation de court-circuits entre les électrodes d'entrée et celles de sortie, au niveau des bords de l'électrode inférieure à cause de la différence de marche (voire figure 4-22). La résine négative photosensible utilisée lors de cette étape s'est facilement décrochée dans cette région pendant son développement à cause du facteur de forme très grand (largeur/ hauteur) des structures.



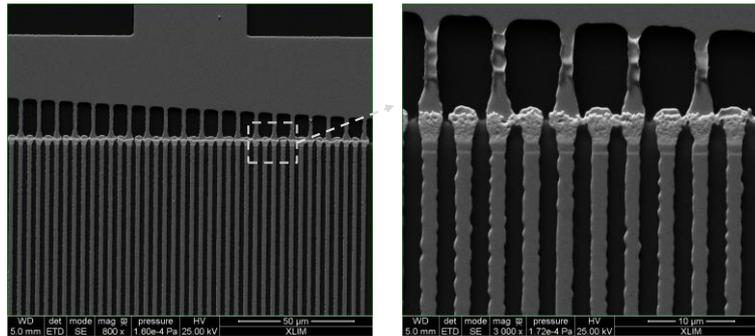


Figure 4-22 : Image par microscopie électronique à balayage MEB qui montre les court-circuits formés au niveau de la différence de marche formée à cause de la gravure simultanée des couches AlN+Mo

Le deuxième défaut a été détecté au niveau des accès des électrodes IDTs. Comme le montre la figure 4-23, les parties des électrodes IDTs qui se trouvent à l'extérieur de la région occupée par le Mo+AlN sont décollés. Cela est dû, également, à la mauvaise répartition sur la surface de la résine négative, à cause de la différence de marche.

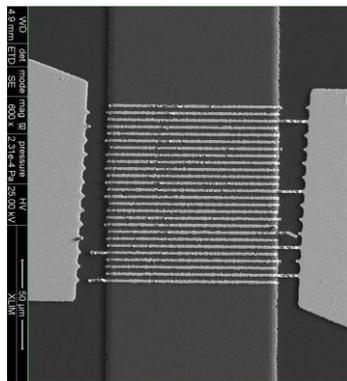


Figure 4-23 : Image par microscopie électronique à balayage MEB qui montre le décollement des électrodes IDTs à l'extérieur de la région structurée Mo+AlN

Enfin, *le troisième défaut* a été détecté en prenant des images à l'aide d'un MEB très puissant, capable de détecter l'état de la surface des couches minces. Ces images nous ont montré la présence d'une discontinuité métallique au niveau de cette différence de marche, une discontinuité entre la partie des IDTs qui se trouvent à l'extérieur de la région des structures Mo+AlN et celle qui est posée sur cette région. La figure 4-24 illustre clairement ce phénomène.



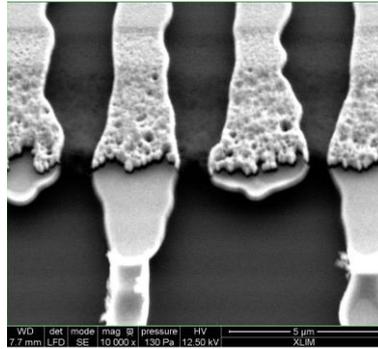


Figure 4-24 : Image par microscopie électronique à balayage MEB prise au niveau du bord de la région du Mo+AlN et qui montre la discontinuité structurelle des électrodes IDT

VII. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux essais qui ont été réalisés pour l'optimisation des couches minces piézoélectriques de nitrure d'aluminium. Ce matériau est largement utilisé de nos jours dans les dispositifs piézoélectriques du fait de ses caractéristiques électriques et piézoélectriques. Nous avons voulu l'intégrer dans les micro-résonateurs que nous avons fabriqués et optimisés durant les travaux de cette thèse. Ce matériau a été déposé par pulvérisation cathodique DC, en optimisant les paramètres de dépôt comme le pourcentage du diazote utilisé, la pression globale, la puissance, la distance cible-substrat et la température de dépôt. Les premiers résultats obtenus ont montré que les couches minces d'AlN déposées possèdent de bonnes caractéristiques piézoélectriques, avec une orientation cristalline selon la direction (002). Pourtant, l'intégration de ces couches dans les dispositifs micro-résonateurs et leur procédé de fabrication restent à optimiser.

Vue l'importance et les avantages que pourra apporter ce matériau aux micro-résonateurs (montée en fréquence, augmentation du facteur de qualité, *etc...*), des investigations continueront à être menées. Plusieurs autres solutions qui vont dans le sens de l'amélioration du matériau et du procédé de fabrication ont été envisagées et seront testées. Toutes ces idées feront le sujet du cinquième et dernier chapitre de cette thèse.



Bibliographie du Chapitre IV

- [1] M.-A. Dubois, "Aluminium nitride and lead zirconate-titanate thin films for ultrasonic applications: integration, properties and devices," École polytechnique fédérale de Lausanne EPFL, Faculté des sciences et techniques de l'ingénieur, Institut des matériaux Laboratoire de céramique, 1999.
- [2] A. C. Claudel, "Elaboration et caractérisation de couches de nitrure d'aluminium AlN par CVD haute température en chimie chlorée," Institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [3] C.-Y. Yeh, Z. W. Lu, S. Froyen, and A. Zunger, "Zinc-blende/wurtzite polytypism in semiconductors," *Phys. Rev. B*, vol. 46, no. 16, pp. 10086–10097, Oct. 1992.
- [4] K. Sumitani, R. Ohtani, T. Yoshida, Y. Nakagawa, S. Mohri, and T. Yoshitake, "Synchrotron X-ray Diffraction Study of Single-Phase β -AlN Thin Films Heteroepitaxially Grown on Sapphire (0001) Substrates by Pulsed Laser Deposition," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 49, no. 2R, p. 20212, Feb. 2010.
- [5] C. Cibert, "Films minces d'oxyde et de nitrure d'aluminium pour applications hyperfréquences ; synthèse par PLD et PECVD et caractérisations," Université de Limoges, 2007.
- [6] G. Carlotti, G. Gubbiotti, F. S. Hickernell, H. M. Liaw, and G. Socino, "Comparative study of the elastic properties of polycrystalline aluminum nitride films on silicon by Brillouin light scattering," *Thin Solid Films*, vol. 310, no. 1, pp. 34–38, Nov. 1997.
- [7] S. Gong and G. Piazza, "Design and Analysis of Lithium Niobate-Based High Electromechanical Coupling RF-MEMS Resonators for Wideband Filtering," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 403–414, Jan. 2013.
- [8] G. G. Fattinger, J. Kaitila, R. Aigner, and W. Nessler, "Thin film bulk acoustic wave devices for applications at 5.2 GHz," in *2003 IEEE Symposium on Ultrasonics*, 2003, vol. 1, p. 174–177 Vol.1.
- [9] F. Martin, P. Muralt, M.-A. Dubois, and A. Pezous, "Thickness dependence of the properties of highly c-axis textured AlN thin films," *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 22, no. 2, pp. 361–365, Mar. 2004.
- [10] K. Tsubouchi and N. Mikoshiba, "Zero-Temperature-Coefficient SAW Devices on AlN Epitaxial Films," *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. 32, no. 5, pp. 634–644, Sep. 1985.
- [11] M. A. Dubois, P. Muralt, H. Matsumoto, and V. Plessky, "Solidly mounted resonator based on aluminum nitride thin film," in *1998 IEEE Ultrasonics Symposium, 1998. Proceedings*, 1998, vol. 1, pp. 909–912 vol.1.
- [12] T. Kamiya, "Calculation of Crystal Structures, Dielectric Constants and Piezoelectric Properties of Wurtzite-Type Crystals Using Ab-Initio Periodic Hartree-Fock Method," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 35, no. 8R, p. 4421, Aug. 1996.
- [13] X. B. Wang, C. Song, D. M. Li, K. W. Geng, F. Zeng, and F. Pan, "The influence of different doping elements on microstructure, piezoelectric coefficient and resistivity of sputtered ZnO film," *Appl. Surf. Sci.*, vol. 253, no. 3, pp. 1639–1643, Nov. 2006.
- [14] Z. Gu, J. h. Edgar, B. Raghoechamachar, M. Dudley, D. Zhuang, Z. Sitar, and D. w. Coffey, "Sublimation growth of aluminum nitride on silicon carbide substrate with aluminum nitride–silicon carbide alloy transition layer," *J. Mater. Res.*, vol. 22, no. 3, pp. 675–680, Mar. 2007.
- [15] O. Ambacher, "Growth and applications of Group III-nitrides," *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 31, no. 20, p. 2653, 1998.
- [16] C. Duquenne, M. A. Djouadi, P. Y. Tessier, P. Y. Jouan, M. P. Besland, C. Brylinski, R. Aubry, and S. Delage, "Epitaxial growth of aluminum nitride on AlGaN by reactive sputtering at low temperature," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, no. 5, p. 52905, Aug. 2008.
- [17] E. Bellet-Amalric, C. Adelman, E. Sarigiannidou, J. L. Rouvière, G. Feuillet, E. Monroy, and B. Daudin, "Plastic strain relaxation of nitride heterostructures," *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no. 3, pp. 1127–1133, Feb. 2004.



- [18] C. Cibert, M. Chatras, C. Champeaux, D. Cros, and A. Catherinot, "Pulsed laser deposition of aluminum nitride thin films for FBAR applications," *Appl. Surf. Sci.*, vol. 253, no. 19, pp. 8151–8154, Jul. 2007.
- [19] B. Liu, J. H. Edgar, Z. Gu, D. Zhuang, B. Raghobamachar, M. Dudley, A. Sarua, M. H. H. Kuball, and H. M. Meyer, "The Durability of Various Crucible Materials for Aluminum Nitride Crystal Growth by Sublimation," 2004.
- [20] D. G. Ebling, M. Rattunde, L. Steinke, K. W. Benz, and A. Winnacker, "MBE of AlN on SiC and influence of structural substrate defects on epitaxial growth," *J. Cryst. Growth*, vol. 201–202, pp. 411–414, May 1999.
- [21] M. V. Pelegrini, M. A. Alvarado, M. I. Alayo, and I. Pereyra, "Deposition and characterization of AlN thin films obtained by radio frequency reactive magnetron sputtering," *Can. J. Phys.*, vol. 92, no. 7/8, pp. 940–942, Jan. 2014.
- [22] X.-H. Xu, H.-S. Wu, C.-J. Zhang, and Z.-H. Jin, "Morphological properties of AlN piezoelectric thin films deposited by DC reactive magnetron sputtering," *Thin Solid Films*, vol. 388, no. 1–2, pp. 62–67, Jun. 2001.
- [23] D. Desideri, T. Cavallin, A. Maschio, and M. P. Belloni, "Aluminium nitride films on glass," in *Nanotechnology Materials and Devices Conference (NMDC), 2014 IEEE 9th*, 2014, pp. 92–95.



■ Chapitre V : Perspectives pour les micro-résonateurs intégrant des matériaux piézoélectriques de ZnO ou d'AlN

Sommaire

I.	INTRODUCTION.....	205
II.	CONCEPTION DE FILTRES A PARTIR DES MICRO-RESONATEURS.....	206
II.1.	Fonctions de filtrage utilisant la méthode d'auto-couplage.....	206
II.2.	Topologie de filtre en échelle.....	209
II.3.	Amélioration des propriétés des micro-résonateurs en utilisant des couches de ZnO dopé en vanadium	213
III.	NOUVELLES TOPOLOGIES DE MICRO-RESONATEURS.....	215
III.1.	Membrane suspendue biconvexe avec deux ancrages.....	215
IV.	AMELIORATION DE PROCEDE DE FABRICATION DES DISPOSITIFS INTEGRANT DES COUCHES D'ALN.....	216
V.	CONCLUSION.....	217
	BIBLIOGRAPHY DU CHAPITRE V.....	219



I. Introduction

Les micro-résonateurs piézoélectriques, dernière génération des dispositifs acoustiques, attirent de plus en plus l'attention des concepteurs et des fabricants de composants électroniques en raison de l'augmentation des besoins en filtres très sélectifs, en détecteurs sensibles et plus récemment, en transformateurs de l'énergie acoustique pour la production d'énergie électrique renouvelable. Nous nous sommes « modestement » placés dans ce cadre, tout en essayant d'identifier les paramètres qui permettent de faire évoluer ces dispositifs en termes de performances, ainsi qu'en termes de simplification du procédé de fabrication qui impacte directement le coût final du dispositif. Durant ces travaux de thèse, nous avons mis en place plusieurs outils (procédés de fabrication, logiciel de simulation, *etc.*) indispensables à la poursuite des travaux de recherche sur ce sujet. Ces outils nous ont d'ailleurs déjà permis de réaliser plusieurs optimisations des performances des micro-résonateurs.

Dans les chapitres précédents, nous avons montré combien les micro-résonateurs piézoélectriques, intégrant du ZnO ou de l'AlN, sont sensibles aux procédés de fabrication, aux conditions des dépôts, aux dimensions de leurs électrodes ainsi qu'aux épaisseurs des différentes couches des matériaux utilisés. Plusieurs optimisations ont été réalisées afin d'améliorer les performances électriques de ces dispositifs.

Suite à ces résultats, nous voulons mettre en avant plusieurs perspectives concernant la réalisation de filtres performants en utilisant ces micro-résonateurs. Ainsi nous proposerons des pistes concernant le dopage de ces matériaux piézoélectriques ou concernant la modification des procédés de fabrication de ces dispositifs.

C'est dans ce contexte que s'inscrit le cinquième chapitre de ce manuscrit, qui est consacré aux perspectives et aux travaux qui pourront être réalisés pour compléter ceux qui ont été déjà présentés dans les chapitres précédents.

Il nous faut préciser que pour les nouveaux concepts introduits, nous n'avons pas pu fabriquer les circuits en salle blanche en raison de quelques problèmes techniques pendant les derniers mois de cette thèse.

Comme déjà mentionné les dispositifs étudiés sont très sensibles aux changements de dimensions des électrodes et à la variation des épaisseurs des couches métalliques et piézoélectriques qui sont intégrées. Nous avons essayé d'aller le plus loin possible sur



l'amélioration des caractéristiques des dispositifs en suivant ces pistes, en dépit des difficultés techniques qui nous ont fréquemment bloqués. Malgré cela, la recherche permanente de perfection, qui caractérise l'être humain, nous a permis d'ouvrir très largement la porte à plusieurs perspectives.

Les perspectives qui vont être présentées dans ce chapitre concernent les deux matériaux qui ont été étudiés au cours de cette thèse, le ZnO et l'AlN. Ces perspectives rentreront dans le cadre d'un projet international qui a été récemment initié avec l'Université City U de Hong Kong, et plus précisément avec le Professeur **Jusha Lee**, très connu pour ses travaux avancés dans ce domaine de recherche.

II. Conception de filtres à partir des micro-résonateurs

Dans ce paragraphe seront présentés les travaux de conception de filtres micro-ondes à base de micro-résonateurs intégrant du ZnO. Nous allons présenter des simulations qui ont été effectuées en utilisant les deux logiciels que nous avons utilisés pour effectuer les études théoriques sur ces dispositifs (à savoir ADS et simulations FEM).

II.1. Fonctions de filtrage utilisant la méthode d'auto-couplage

Le but final de ces travaux est la fabrication d'un filtre piézoélectrique à partir des micro-résonateurs qui ont été optimisés durant cette thèse. Les différentes topologies et méthodes connues de nos jours pour la fabrication des filtres piézoélectriques ont été présentées et discutées dans le **chapitre I**. Nous avons présenté comment les micro-résonateurs nous permettent d'utiliser la technique d'auto-couplage. Cette technique utilise le couplage capacitif utilisant les capacités intrinsèques présentes à l'entrée et à la sortie de chaque micro-résonateur (voir figure 5-1).

Ces capacités peuvent être utilisées à la place des composants externes comme éléments de couplage et peuvent être par ailleurs contrôlées par le concepteur. En utilisant cette méthode, pour un filtre d'ordre n , seulement n micro-résonateurs sont nécessaires, donc uniquement la moitié des composants par rapport à la topologie en échelle, par exemple.



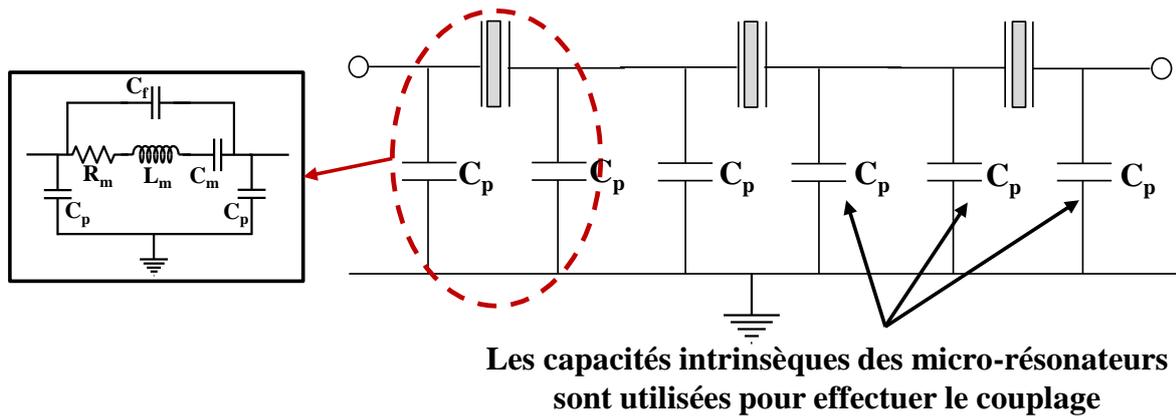


Figure 5-1 : Exemple d'un filtre passe-bande basé sur la topologie de l'auto-couplage capacitif en utilisant des micro-résonateurs à deux ports. La capacité de couplage C_p , fait partie du micro-résonateur lui-même

Nous avons appliqué cette technique de conception en utilisant comme élément de base un de nos micro-résonateurs, optimisé dans le **chapitre III**. Ce micro-résonateur, possédant 40 électrodes IDTs de longueur $L=100\mu\text{m}$, a déjà montré une figure de mérite FOM très élevée (87). Afin de faciliter la conception du filtre, nous avons éliminé dans les simulations les pertes causées par la trop faible résistivité de la membrane de silicium, des substrats SOI qui ont été utilisés. Les faibles pertes de la couche piézoélectrique du ZnO ont été aussi éliminées. C'est ainsi que le schéma équivalent utilisé pour la conception des filtres à partir de ce micro-résonateur a été amputé des résistances R_s , R_f , R_p et R_z .

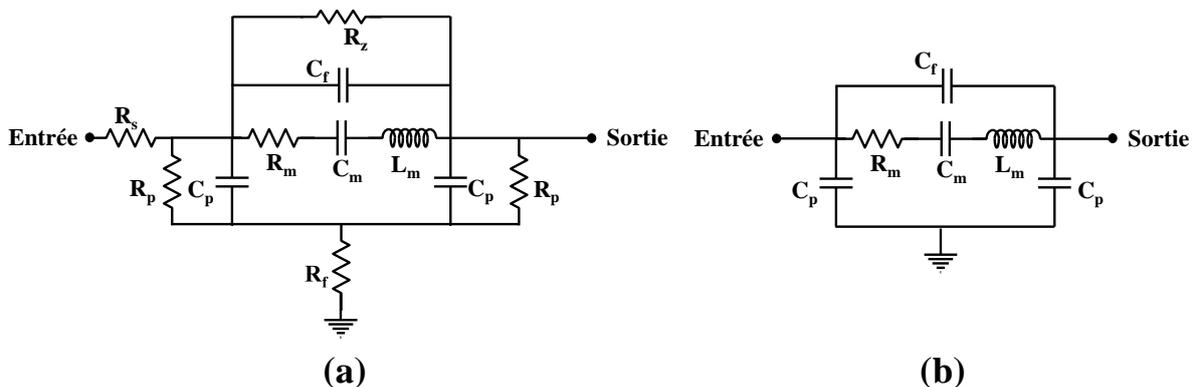


Figure 5-2 : (a) Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes dans la couche de ZnO et dans la membrane suspendue de silicium et (b) modèle simplifié dans lequel toutes ces pertes ont été négligées pour faciliter la conception des filtres

En modifiant légèrement la valeur de la capacité C_p , nous avons essayé de concevoir deux filtres, le premier à deux pôles et le deuxième à trois pôles. Une comparaison des paramètres



[S] simulés (sur ADS) d'un micro-résonateur seul avec celles des deux filtres conçus est montrée figure 5-3.

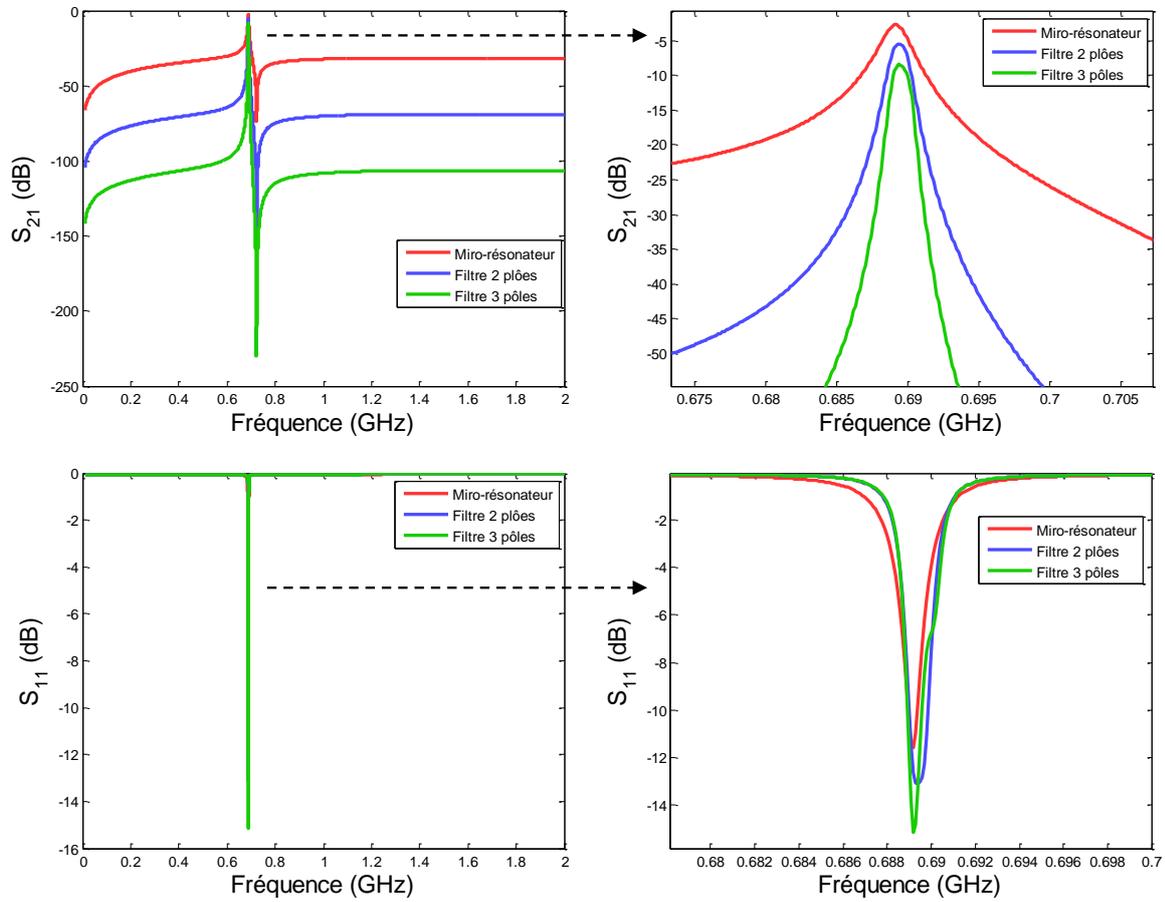


Figure 5-3 : Paramètres [S] d'un micro-résonateur sans pertes avec celles d'un filtre deux pôles et d'un trois pôles

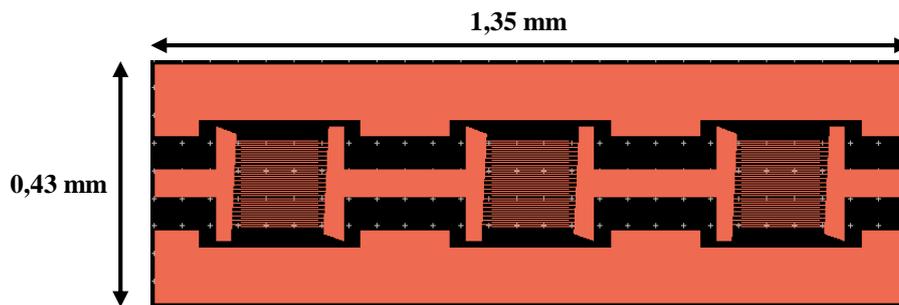


Figure 5-4 : Dessin d'un filtre trois pôles conçu à partir d'un micro-résonateur possédant 40 électrodes IDTs de longueurs de 100µm (vue de dessus)



Nombre de pôles	Bande passante	Rejection hors bande	Pertes d'insertions	Surface occupée
1	2,19MHz	31 dB	2,7 dB	0,19 mm ²
2	1,41MHz	70dB	5,4 dB	0,38 mm ²
3	1,31MHz	>100 dB	8,4 dB	0,58 mm ²

Tableau 5-1 : Les différentes caractéristiques des filtres conçus

D'après la figure 5-3, nous remarquons que la sélectivité d'un filtre trois pôles est très élevée (rejection hors bande simulée sur ADS >100dB) en comparaison avec celle d'un micro-résonateur. Ce filtre ressemble à ce qui est présenté sur la figure 5-4, trois micro-résonateurs réalisés sur la même membrane qui sont connectés directement entre eux. Le réglage de la capacité C_p se fait à travers les dimensions de ces connexions. Le tableau 5-1 présente les caractéristiques des filtres conçus. Nous remarquons que la rejection hors bande s'améliore d'environ 300% entre un micro-résonateur et un filtre à trois pôles, en passant de 31dB à >100dB. La surface occupée par ces filtres est aussi très petite comme l'indique le tableau, avec une bande passante très étroite ce qui permet l'utilisation de ces filtres pour des applications de filtrage. Les pertes d'insertion augmentent avec l'augmentation du nombre des pôles, ce qui est normal.

II.2. Topologie de filtre en échelle

Nous avons étudié la possibilité de réaliser un filtre en utilisant la topologie en échelle, une technique largement utilisée pour les filtres SAW et BAW (figure 5-5).

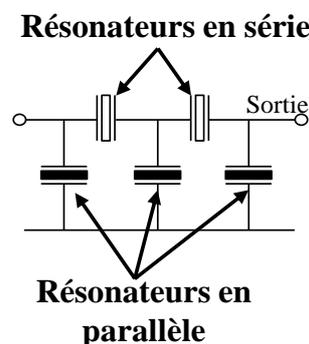


Figure 5-5 : Architecture de filtres à résonateurs BAW en échelle

Comme expliqué dans le **chapitre I**, ces filtres sont obtenus en associant des résonateurs en série et en parallèle pour former des réseaux en L montés en cascade. Dans chaque réseau



en L, les deux résonateurs doivent avoir des fréquences de résonance différentes : la fréquence d'antirésonance du résonateur parallèle doit coïncider avec la fréquence de résonance des résonateurs en série. En conséquence, pour réaliser un filtre d'ordre n , le nombre des réseaux L est égale à n , ce qui veut dire que $2n$ résonateurs à un port sont nécessaires, comme représenté figure 5-5.

Le décalage fréquentiel nécessaire pour faire coïncider la fréquence de résonance du micro-résonateur en série avec celle d'antirésonance du micro-résonateur en parallèle doit être de quelques MHz. Prenons un exemple : le micro-résonateur qui a été présenté dans le **chapitre III**, avec une épaisseur de ZnO de 200nm, a montré un produit $f \cdot Q$ très élevé ($1,23 \cdot 10^{12}$ Hz.). Pourtant, son coefficient de couplage électromécanique k_r^2 était faible (2,2%), ce qui signifie que la fréquence de résonance (760MHz) et celle d'antirésonance (767MHz) sont séparées par 7MHz seulement. La maîtrise de ce décalage fréquentiel se fait en utilisant deux méthodes auxquelles nous rajoutons une troisième méthode qui a montré son utilité en théorie. Les deux méthodes souvent citées dans la littérature pour modifier la fréquence de résonance (et celle d'antirésonance aussi) des résonateurs en parallèle sont :

* En enlevant par lithographie et gravure de petites quantités d'électrodes pour réduire la charge de masse et augmenter la fréquence de résonance.

* En modifiant la périodicité des électrodes IDTs des micro-résonateurs en parallèle afin de fixer la fréquence de résonance voulue (car la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la périodicité des électrodes IDTs)

La première méthode nécessite une grande précision d'alignement surtout dans notre cas où les électrodes IDTs ont une largeur de $2\mu\text{m}$ environ, tandis que la deuxième méthode nécessite une très grande précision de lithographie de l'ordre de quelques dizaines de nanomètres. Dans le cas du micro-résonateur que nous avons présenté (qui possède 70 IDTs d'une périodicité de $4\mu\text{m}$ avec un espacement de $2\mu\text{m}$ entre eux), en utilisant la formule de la fréquence de résonance, nous trouvons que la périodicité des électrodes IDTs doit être réduite de 35nm environ pour réaliser un décalage fréquentiel de 7MHz. Pour ces raisons, et vu que nous cherchons la simplicité et la reproductivité, nous proposons une troisième méthode qui répond aux besoins cherchés. Cette méthode consiste à changer l'épaisseur de l'électrode inférieure en molybdène. Nous avons remarqué en simulation que la variation de l'épaisseur de l'électrode inférieure de quelques dizaines de nanomètres conduit à un décalage fréquentiel de quelques MHz, soit exactement ce qui est recherché. Compte tenu du fait que l'épaisseur de



l'électrode inférieure peut simplement être contrôlée en fonction du temps du dépôt, nous avons vérifié cette approche en réalisant des simulations FEM. Un exemple de simulation est présenté figure 5-6 montrant la réponse en admittance Y_{21} de plusieurs micro-résonateurs intégrant une couche de ZnO de 200 nm et possédant une électrode inférieure en molybdène de différentes épaisseurs (E_{Mo}) variant entre 100nm et 190nm.

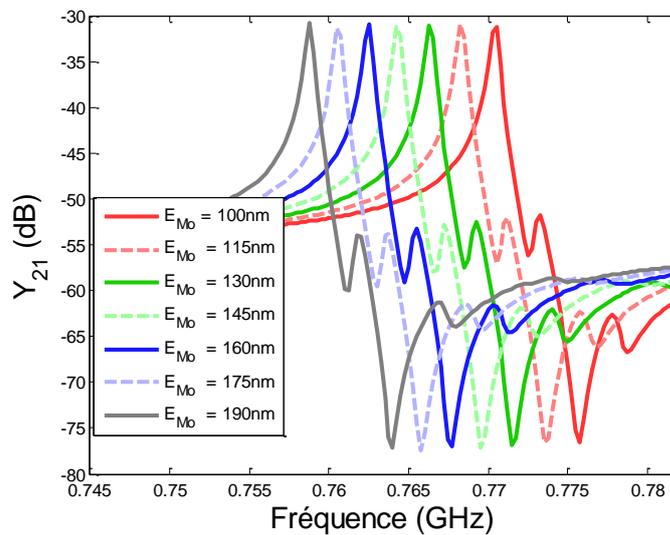


Figure 5-6 : Réponse Y_{21} de plusieurs micro-résonateurs intégrant une couche de ZnO de 200 nm et différentes épaisseurs de l'électrode inférieure en molybdène

Nous pouvons remarquer que la réduction de l'épaisseur de l'électrode inférieure de 90 nm entraîne un décalage fréquentiel de 12 MHz sans modifier la forme générale de la résonance ni le coefficient de couplage.

Deux autres épaisseurs de ZnO (400nm et 600nm) ont été également essayées pour voir si le même comportement se reproduit dans la réponse fréquentielle du micro-résonateur. Dans la figure 5-7, nous présentons trois courbes contenant les valeurs des fréquences de résonance et d'antirésonance en fonction de l'épaisseur du molybdène (électrode inférieure) pour les trois modèles étudiés qui possèdent trois épaisseurs différentes de ZnO (200nm, 400nm et 600nm). Ces graphes montrent clairement que le phénomène de décalage fréquentiel est présent pour les trois épaisseurs du ZnO, à la différence que la valeur du décalage n'est pas la même. Pour la plus petite épaisseur de ZnO (200nm), suite à la variation de l'épaisseur du molybdène entre 100nm et 190nm, le décalage fréquentiel atteint les 12 MHz. La valeur de ce décalage fréquentiel diminue avec l'augmentation de l'épaisseur du ZnO, pour atteindre 7MHz pour un ZnO d'une épaisseur de 400nm et 5MHz pour un ZnO d'une épaisseur de 600nm, et toujours pour la même marge de variation de l'épaisseur du molybdène. Nous en déduisons que

l'influence de l'épaisseur de l'électrode inférieure devient de plus en plus grande en diminuant l'épaisseur du ZnO.

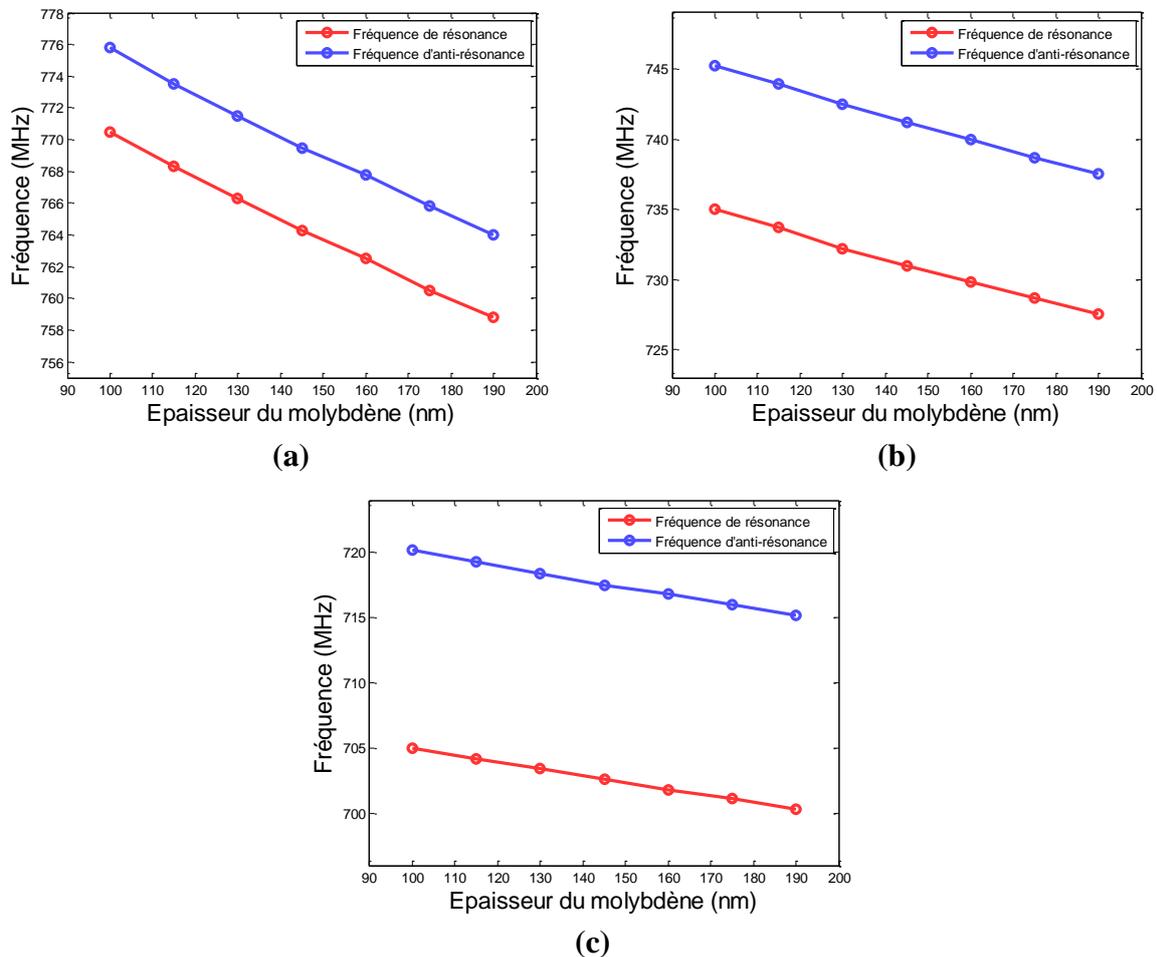


Figure 5-7 : Fréquences de résonance et d'anti-résonance des micro-résonateurs en fonction de l'épaisseur du molybdène (électrode inférieure) pour les trois dispositifs étudiés qui possèdent trois différentes épaisseurs de ZnO : (a) 200nm, (b) 400nm et (c) 600nm

En tenant compte que le coefficient de couplage augmente avec l'épaisseur de la couche de ZnO et que le décalage fréquentiel suite à la variation de l'épaisseur du molybdène est petit, alors la fabrication d'un filtre en échelle devient compliquée. Dans un tel cas, la variation de l'épaisseur du molybdène doit être très grande pour que la fréquence de résonance du micro-résonateur en série coïncide avec celle d'antirésonance du micro-résonateur en parallèle. Nous pouvons donc affirmer que la méthode que nous avons présentée est efficace pour des épaisseurs de ZnO inférieure à 500nm.



II.3. Amélioration des propriétés des micro-résonateurs en utilisant des couches de ZnO dopé en vanadium

L'oxyde de zinc a la plus forte réponse piézoélectrique parmi les semi-conducteurs tétraédrique liés. En outre, il est structurellement simple et relativement facile à fabriquer. Le coefficient piézoélectrique d_{33} du ZnO est un paramètre important pour l'évaluation des performances piézo-électriques car il est proportionnel au facteur de couplage électromécanique k_t^2 . Pour le ZnO volumique, massif, le coefficient d_{33} prend une valeur de 9,9 pC/N [1] tandis que pour une couche mince orientée cette valeur monte à 12,4 pC/N [2]. Avec une augmentation du d_{33} du ZnO, les performances des dispositifs à base de ZnO obtiendraient une amélioration qualitative importante.

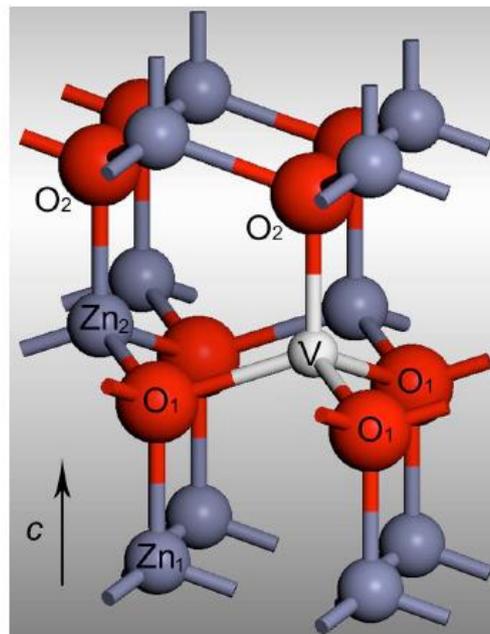


Figure 5-8 : Structure d'un ZnO dopé au vanadium

Des études ont montré que le coefficient d_{33} , et en conséquence le coefficient de couplage k_t^2 , sont directement liés à la flexibilité des liaisons Zn_2-O_1 qui sont présentes dans les couches de ZnO : pour augmenter la flexibilité des liaisons présentes dans le ZnO, il suffit de doper le ZnO par des ions qui possèdent une polarité plus grande que celle des ions Zn^{2+} [3]. Le vanadium V, possédant des ions V^{5+} , fut un bon candidat et a été utilisé par l'équipe de Y.C. Yang *et al.* [3] pour doper les couches de ZnO. Plusieurs pourcentages de dopage ont été testés pour former des couches de $Zn_{1-x}V_xO$ et le coefficient d_{33} a été mesuré à l'aide de la technique de numérisation à sonde microscopique SPM (Seiko Instruments SPI4000&SPA300HV). La



plus grande valeur de d_{33} obtenue est de 110 pC/N, ce qui correspond à un pourcentage de dopage de vanadium égal à 2.5%. Avec une telle valeur de d_{33} , nul doute que le couplage de la couche piézoélectrique devient très élevé, mais aussi d'autres performances changeront (fréquence de résonance, facteur de qualité, pertes d'insertion, *etc.*).

Pour ces raisons, il serait intéressant de tester l'influence de ces couches de ZnO dopés V sur les performances des micro-résonateurs qui ont été conçus durant la thèse. Cette perspective n'est ni générale, ni irréalisable : les cibles de ZnO dopées avec différents pourcentages de vanadium ont été déjà préparées par D^r. J-C. Orlianges afin d'intégrer ces matériaux dans les micro-résonateurs et voir de quelles manières leur comportement va changer. La préparation des cibles de ZnO dopé en vanadium a été réalisée en suivant les proportions mentionnées dans le tableau 5-2.

Masse de ZnO (g)	Masse de V ₂ O ₅ (g)	Masse molaire ZnO (g/mol)	Masse molaire V ₂ O ₅ (g/mol)	n _{Zn} (mol)	n _V (mol)	% atomique de V
10	0,2258	81,37	181,88	0,1229	0,001241	1
10	0,3404	81,37	181,88	0,1229	0,001872	1,5
10	0,4562	81,37	181,88	0,1229	0,002508	2
10	0,5731	81,37	181,88	0,1229	0,003151	2,5
10	0,6913	81,37	181,88	0,1229	0,003801	3
10	0,8107	81,37	181,88	0,1229	0,004457	3,5
10	0,9313	81,37	181,88	0,1229	0,005121	4
10	1,0532	81,37	181,88	0,1229	0,005791	4,5

Tableau 5-2 : Proportions utilisées pour la préparation des cibles de ZnO dopé en vanadium avec différents pourcentages



III. Nouvelles topologies de micro-résonateurs

III.1. Membrane suspendue biconvexe avec deux ancrages

S'agissant du design des dispositifs, nous proposons quelques modifications qui pourront améliorer les performances acoustiques des micro-résonateurs. Durant les travaux de la thèse, nous nous sommes focalisés sur la fabrication de micro-résonateurs sur des membranes suspendues et accrochées des quatre côtés au substrat SOI. Pourtant, nous avons remarqué, suite aux simulations FEM, que les ondes acoustiques se réfléchissent sur les ancrages de la membrane et produisent des modes parasites proches de la fréquence de résonance principale. L'équipe de *Songbin Gong et al.* [4], a travaillé sur des micro-résonateurs fabriqués sur des membranes en carbure de silicium SiC, accrochés des quatre côtés du substrat. Ils ont remarqué que, pour un micro-résonateur de dimensions constantes, la largeur de la membrane possède une influence directe sur le facteur de qualité des micro-résonateurs.

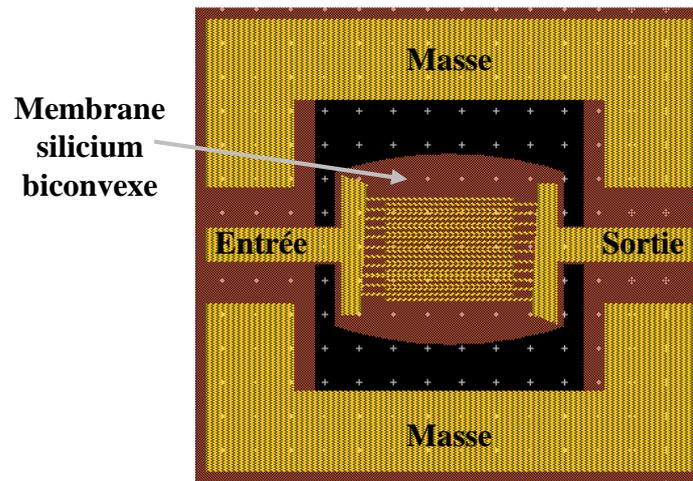


Figure 5-9 : Représentation d'une membrane suspendue possédant une forme biconvexe

Pour ces raisons, nous pensons que les prochains micro-résonateurs devront être réalisés sur des membranes suspendues et attachées seulement par deux ancrages, un de chaque côté. Cela donnera une plus grande mobilité et flexibilité à la membrane qui vibre avec le micro-résonateur à la fréquence de résonance. Ces nouvelles membranes suspendues pourront être de forme biconvexe comme le montre la figure 5-9. Ce design a prouvé son efficacité en termes d'amélioration du facteur de qualité grâce au confinement des ondes acoustiques à l'intérieur du micro-résonateur comme indiqué dans la référence [5].



Cette idée ne nécessite pas une grande modification dans le procédé de fabrication, il suffit simplement pour ce faire d'utiliser un masque supplémentaire pour la gravure de la membrane de silicium tout en laissant deux ancrages qui accrochent le micro-résonateur au substrat. Cette étape devra être réalisée par gravure sèche par DRIE. L'utilisation du TMAH n'est pas conseillée vu qu'il attaque la résine très facilement, donc la totalité du micro-résonateur risque d'être endommagé.

Concernant les ancrages, rien ne se fera par hasard ici non plus. Nous nous appuyerons sur des études récentes qui ont prouvé que la largeur et la longueur des ancrages contribuent à la variation du facteur de qualité des micro-résonateurs piézoélectriques [6]. La largeur optimale des ancrages doit être égale à $\frac{\lambda}{2}$, une largeur qui réduit la réflexion des ondes acoustiques vers l'entrée.

IV. Amélioration de procédé de fabrication des dispositifs intégrant des couches d'AlN

Dans le **chapitre IV**, nous avons essayé d'intégrer le nitrure l'aluminium AlN dans les micro-résonateurs afin d'améliorer les performances de ces derniers. Pourtant, nous nous sommes trouvés face à plusieurs problèmes provenant du procédé de fabrication qui n'était pas bien adapté à ce nouveau matériau piézoélectrique. Pour cette raison, et pour ne pas gaspiller les efforts qui ont été consacrés sur cette partie du projet, nous proposons dans ce paragraphe une nouvelle tentative de modification du procédé de fabrication à base d'AlN.

Le principal problème que nous avons rencontré était la nécessité de réaliser deux dépôts (molybdène et AlN) sans remise à l'air entre les deux, autrement dit, sans gravure de l'électrode inférieure avant le dépôt de l'AlN. Vu que la gravure de l'électrode inférieure est indispensable, nous avons proposé de déposer les deux couches et de graver celles-ci juste après selon la forme de l'électrode inférieure. Cette méthode n'était pas très efficace à cause de la différence de marche non négligeable qui se formait aux bords de la région gravée.

La dernière tentative consiste alors à éliminer cette différence de marche qui nous empêche de réaliser des électrodes supérieures IDTs avec une bonne définition et sans la formation des court-circuits. Pour cela, nous pensons que la meilleure méthode sera de recouvrir les bords



dont nous parlons par une couche de SiN. Le SiN est un diélectrique isolant disponible dans notre salle blanche. Il est déposé par PECVD et son épaisseur peut être bien contrôlée.

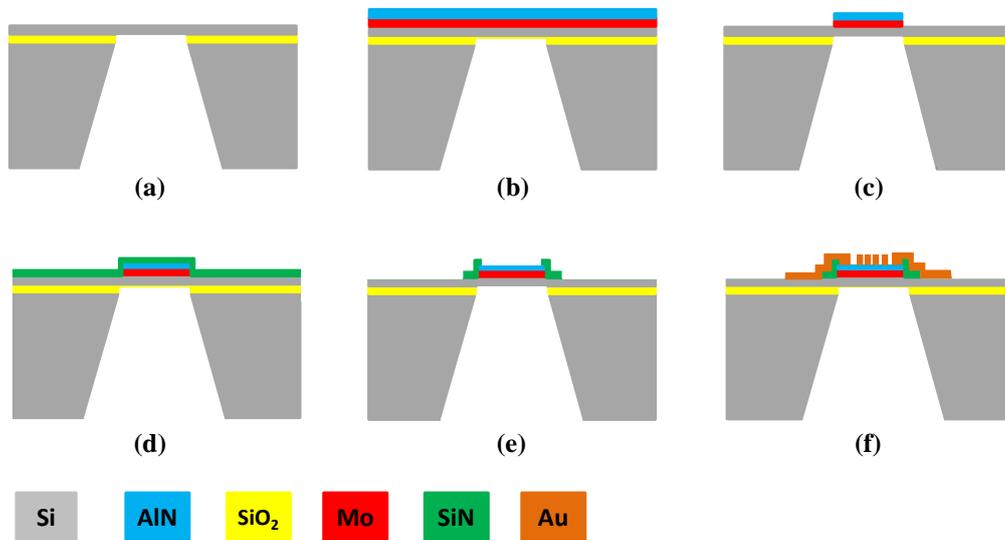


Figure 5-10 : Différentes étapes de fabrication des micro-résonateurs intégrant des couches d'AlN tout en utilisant le nouveau procédé : (a) Gravure de la face arrière, (b) dépôt du molybdène et de l'AlN sans remise à l'air entre les deux dépôts, (c) gravure du molybdène et de l'AlN en utilisant le masque de l'électrode inférieure, (d) dépôt d'une couche de SiN par PECVD, (e) gravure du SiN tout en gardant la partie des bords de l'électrode inférieure et (f) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift off

Les étapes de fabrication des micro-résonateurs selon le nouveau procédé sont représentées figure 5-10. Le but de ce procédé est donc d'éliminer la grande différence de marche existant au niveau des bords du molybdène et de l'AlN qui ont été gravés suivant la forme de l'électrode inférieure. Le SiN est capable de se déposer sur des surfaces verticales et parallèles au sens du dépôt (dépôts conformes), ce qui fait qu'une différence de marche verticale de 800nm d'épaisseur pourra être presque éliminée avec seulement 200nm de SiN. Cela transformera les bords verticaux en surfaces continues horizontalement qui ne gêneront pas la fabrication des électrodes supérieures IDTs.

V. Conclusion

Dans ce cinquième et dernier chapitre, nous avons évoqué des perspectives intéressantes pour l'utilisation des micro-résonateurs qui ont été développés et optimisés au cours de cette thèse pour des applications de filtrage. Tout d'abord, nous avons montré des idées innovantes et nouvelles pour la réalisation de ces filtres, selon les deux topologies recensées dans la littérature (en échelle et en auto-couplage). Nous avons montré qu'il est possible d'envisager la



réalisation de ces filtres avec une forte rejection hors bande avec seulement trois micro-résonateurs qui occupent une très petite surface, inférieure à $0,6\text{mm}^2$.

Nous nous sommes aussi intéressés à l'amélioration des propriétés piézoélectriques des couches de ZnO, en proposant l'utilisation des films de ZnO dopé au vanadium. Cette combinaison pourra augmenter le coefficient de couplage électromécanique de nos dispositifs. Il a été déjà montré que le coefficient d_{33} d'un ZnO dopé en 2.5% de vanadium est 10 fois plus élevé que celui d'un ZnO non dopé. Pour cela, plusieurs cibles de ZnO dopé avec différents pourcentages de vanadium ont été préparées pour les intégrer dans nos micro-résonateurs.

Dans un troisième temps, nous nous sommes intéressés à la modification du procédé de fabrication des micro-résonateurs. Nous avons proposé deux nouvelles idées qui pourront améliorer les performances des micro-résonateurs. La première idée consiste à suspendre la membrane à l'aide de seulement deux ancres, un de chaque côté de l'entrée et de la sortie et à graver la membrane suspendue afin qu'elle prenne une forme biconvexe. Une deuxième proposition, d'ordre technologique, a été prévue pour assurer une cohérence entre les conditions de dépôts et l'intégration des couches d'AlN.



Bibliographie du Chapitre V

- [1] M.-H. Zhao, Z.-L. Wang, and S. X. Mao, "Piezoelectric Characterization of Individual Zinc Oxide Nanobelt Probed by Piezoresponse Force Microscope," *Nano Lett.*, vol. 4, no. 4, pp. 587–590, Apr. 2004.
- [2] J. A. Christman, R. R. W. Jr, A. I. Kingon, and R. J. Nemanich, "Piezoelectric measurements with atomic force microscopy," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 73, no. 26, pp. 3851–3853, Dec. 1998.
- [3] Y. C. Yang, C. Song, X. H. Wang, F. Zeng, and F. Pan, "Giant piezoelectric d33 coefficient in ferroelectric vanadium doped ZnO films," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, no. 1, p. 12907, Jan. 2008.
- [4] S. Gong, N. K. Kuo, and G. Piazza, "A 1.75 GHz piezoelectrically-transduced SiC lateral overmoded bulk acoustic-wave resonator," in *2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2011, pp. 922–925.
- [5] X. Di and J. E. Y. Lee, "Reducing anchor loss in piezoelectric-on-silicon laterally vibrating resonators by combination of etched-slots and convex edges," in *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, 2015, pp. 2033–2036.
- [6] J. Segovia-Fernandez, M. Cremonesi, C. Cassella, A. Frangi, and G. Piazza, "Anchor Losses in AlN Contour Mode Resonators," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 24, no. 2, pp. 265–275, Apr. 2015.



Conclusion générale

Ce manuscrit, qui s'articule autour de cinq chapitres, offre un résumé du travail de thèse accompli pendant trois années qui a permis de réaliser une étude sur les micro-résonateurs piézoélectriques et la mise en place des outils nécessaires pour leur fabrication et leur modélisation.

L'objectif principal des travaux effectués durant cette thèse a été de réaliser et d'optimiser des micro-résonateurs piézoélectriques intégrant des couches minces de ZnO et d'AlN.

Dans un premier temps, nous avons dressé un état de l'art des filtres miniatures utilisés de nos jours dans les systèmes de télécommunications mobiles. Les dispositifs piézoélectriques, qui y trouvent une grande et importante place ont constitué l'élément de base du **chapitre I**. Le phénomène piézoélectrique a été détaillé et expliqué au niveau macroscopique afin de comprendre le fonctionnement de ces dispositifs qui utilisent les ondes acoustiques. Les avantages de ces résonateurs à ondes acoustiques ont été discutés au sein de ce chapitre, en se focalisant sur leur rôle dans l'élaboration de dispositifs, peu onéreux, peu consommateurs d'énergie et surtout beaucoup plus petits, compacts et miniaturisés. Les différentes technologies des dispositifs à ondes acoustiques ont été présentées et comparées. Le passage progressif de la technologie des dispositifs à ondes acoustiques de surface (SAW) à la technologie des dispositifs à ondes acoustiques de volume (BAW) pour arriver enfin à la technologie des micro-résonateurs a également été détaillée et expliquée. La technologie des micro-résonateurs constitue la version la plus récente des dispositifs acoustiques. Elle a montré son utilité par rapport aux SAW et aux BAW en terme de miniaturisation, de montée en fréquence et d'accordabilité.

Dans le **chapitre II**, le procédé de fabrication des micro-résonateurs a été présenté et les différentes étapes qu'il comporte ont été discutées et détaillées. Plusieurs difficultés ont été rencontrées durant l'optimisation de ce procédé, notamment la formation de microfissures dans la couche de ZnO, la réalisation des électrodes inter-digitées de très petites dimensions ($2\mu\text{m}$) et les problèmes liés à la fragilité des fines membranes suspendues ($2\mu\text{m}$ d'épaisseur). Des solutions ont été proposées et testées et les résultats ont contribué à l'obtention d'un procédé technologique reproductif. Une grande partie a été consacrée à l'étude des propriétés



crystallines des couches minces de ZnO. La qualité du ZnO change en fonction du métal sur lequel il est déposé. Ce métal doit être bien choisi et doit obéir à plusieurs critères (faible résistivité électrique, forte impédance acoustique et structure cristallographique compatible) afin de favoriser la croissance et l'orientation des couches de ZnO. Deux métaux qui obéissent à ces critères ont été choisis: le molybdène et le platine. Une étude sur le choix entre ces deux métaux a été effectuée. Les propriétés structurales des couches de ZnO ont été caractérisées par diffraction des rayons X (DRX) en configuration $(\theta, 2\theta)$ tandis que les propriétés électriques ont été caractérisées en intégrant les films dans des dispositifs verticaux de type MIM en deux configurations différentes (Pt/ZnO/(Ti/Au) et Mo/ZnO/(Ti/Au)). Le molybdène a bien défendu sa place et a été finalement choisi comme électrode inférieure. Enfin, les résultats de mesures à hautes fréquences des premiers circuits réalisés ont été présentés et interprétés. Ces premiers circuits, réalisés sur des substrats de silicium HR (350 μm) sans membrane, ont été analysés et modélisés à l'aide du modèle équivalent MBVD.

L'objectif principal du **chapitre III** était de valider expérimentalement le fonctionnement des micro-résonateurs piézoélectriques réalisés sur membrane suspendue de silicium. Les premières mesures ont montré la présence de pertes électriques très importantes. Ce problème a été évoqué au début du chapitre car ses conséquences ont influencé les résultats de tous les travaux d'optimisation qui ont été effectués durant la thèse. La principale source de ces pertes électriques provient de la membrane de silicium sur laquelle sont construits les dispositifs. Une très faible valeur de résistivité de cette membrane a été mesurée et quantifiée, une valeur largement inférieure aux spécifications annoncées au départ par le fournisseur des substrats SOI. D'autres pertes ont été aussi investiguées comme celles de la couche piézoélectrique de ZnO, mais elles sont bien plus faibles. Cette recherche approfondie des pertes électriques dans nos dispositifs nous a aidés à déduire un modèle électrique équivalent mieux adapté au comportement expérimental. De cette manière, le modèle électrique équivalent MBVD a été modifié et bien détaillé afin de constituer une base solide et fiable dans l'évaluation des performances des micro-résonateurs, surtout lorsqu'il s'agit des travaux d'optimisation.

La périodicité P des électrodes inter-digitées et plus précisément le ratio entre la largeur L de ces électrodes et la périodicité (L/P) a constitué le premier sujet qui a été étudié. Cette étude a montré que la périodicité des peignes IDTs n'est pas le seul paramètre qui détermine la valeur de la fréquence de résonance des micro-résonateurs et que le ratio L/P joue un rôle primordial. La valeur optimale de ce ratio est 0,5, une valeur qui assure un déplacement acoustique maximal dans le dispositif, donc une réponse de résonance et un couplage électromécanique



assez forts. Nous avons ensuite étudié l'influence de l'épaisseur du ZnO sur les performances des micro-résonateurs. Différents modèles de micro-résonateurs possédant différentes épaisseurs de ZnO (200nm, 600nm et 800nm) ont été réalisés et analysés. Les couches de ZnO les moins épaisses ont montré des meilleurs résultats en termes du produit $f.Q$. Cela prouve que le phénomène de couplage/excitation de la membrane en silicium monocristallin qui a un facteur de qualité très important se révèle meilleur en présence des fines couches de ZnO. La troisième étude a porté sur le dimensionnement des électrodes supérieures des micro-résonateurs. Les deux paramètres L et n , qui représentent respectivement la longueur des électrodes IDTs et leur nombre, influent de manière importante sur les performances des micro-résonateurs. Entre les 4×4 combinaisons qui ont été testées, le compromis géométrique optimal qui correspond aux meilleures performances ($FOM = 86$) est $n=40$ des IDTs et $L=100\mu\text{m}$.

Pour conclure ce chapitre, nous avons présenté des mesures additionnelles qui ont été réalisées sur ces micro-résonateurs : des mesures sous forte puissance incidente, des mesures en température ainsi que des mesures en appliquant une polarisation DC sur les dispositifs. Ainsi, nous avons essayé d'expliquer théoriquement le comportement expérimental de ces trois études paramétriques.

Dans le **chapitre IV**, un autre matériau piézoélectrique, potentiellement plus performant en termes de caractéristiques piézoélectriques, a été investigué. Il s'agit du nitrure d'aluminium AlN, très connu par les concepteurs des résonateurs piézoélectriques. Ce chapitre a été consacré aux essais qui ont été réalisés pour l'optimisation de couches minces piézoélectriques de nitrure d'aluminium AlN. Pour intégrer ce matériau dans les micro-résonateurs, ce matériau devait assurer certaines propriétés piézoélectriques. Ces propriétés recherchées n'apparaissaient que si les paramètres de dépôt (le pourcentage du diazote, la pression, la puissance, la distance cible-substrat et la température des dépôts) étaient bien choisis. Une étude détaillée d'optimisation sur les différents paramètres de dépôts des couches minces d'AlN a été présentée.

Les premiers résultats obtenus ont montré que les couches minces d'AlN déposées possèdent de bonnes caractéristiques piézoélectriques, avec une orientation cristalline selon l'axe 002. Pourtant, l'intégration de ces couches dans les dispositifs micro-résonateurs était compliquée à cause des difficultés du procédé de fabrication avec les conditions de dépôts de l'AlN.



C'est pour cette raison que la modification du procédé de fabrication est devenue un besoin indispensable à l'obtention de résultats satisfaisants.

Dans le **chapitre V** de ce manuscrit, nous avons présenté les perspectives de nos recherches sur la réalisation de filtres acoustiques à partir des micro-résonateurs fabriqués. De nouvelles idées et approches ont été discutées sur la manière de concevoir et fabriquer des filtres acoustiques. Nous avons montré qu'il est possible d'envisager la réalisation de ces filtres avec une très grande réjection hors bande avec seulement trois micro-résonateurs qui occupent une très petite surface (inférieure à 0.6mm^2). Nous nous sommes aussi intéressés à de nouvelles compositions des couches piézoélectriques, à savoir le ZnO dopé en vanadium $\text{Zn}_{1-x}\text{V}_x\text{O}$. Il a été déjà montré que le coefficient d_{33} d'un ZnO dopé avec 2.5% de vanadium est 10 fois plus élevé que celui d'un ZnO non dopé. La combinaison de ces deux matériaux pourra ainsi augmenter le coefficient de couplage électromécanique de nos dispositifs. Les cibles de ZnO dopé avec différents pourcentages de vanadium ont été préparées. Il suffira alors d'intégrer ces compositions de $\text{Zn}_{1-x}\text{V}_x\text{O}$ dans nos micro-résonateurs et d'interpréter les résultats relatifs aux fréquences de résonance, aux pertes, au coefficient de couplage électromécanique, etc.....

Enfin, nous avons proposé deux nouvelles idées qui pourront améliorer les performances des micro-résonateurs. La première idée consiste à suspendre la membrane à l'aide de deux ancrages seulement de chaque côté de l'entrée et de la sortie et de graver la membrane suspendue pour qu'elle prenne une forme biconvexe. La deuxième approche rejoint les tentatives d'intégration de l'AlN dans nos micro-résonateurs sans détérioration de la qualité de ce matériau.



Annexe 1 : Principe de la diffraction des rayons X

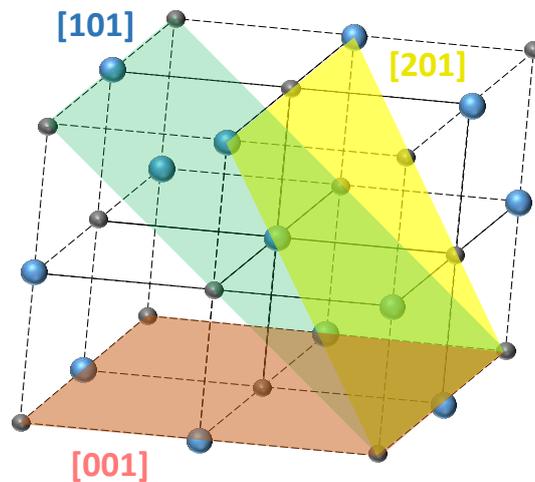


Figure 0-1 : Convention des indices de Miller pour désigner les plan cristallins : trois plans (hkl) sont représentés : en couleur jaune (201), bleu (101) et rouge (001)

L'analyse de la structure cristalline des couches mince peut être réalisée à l'aide de la technique de la diffraction des rayons X (θ , 2θ). Cette technique permet d'identifier toutes les familles de plans (hkl) qui sont présentes dans l'échantillon sous analyse, afin de détecter les différentes orientations des matériaux présents comme le montre la Figure 0-1. Le principe de cette technique se base sur la loi de Bragg :

$$2 \cdot d_{hkl} \cdot \sin \theta_{B(hkl)} = \lambda$$

Avec d_{hkl} : distance inter réticulaire et λ : longueur d'onde du rayonnement X.

La longueur d'onde du rayonnement utilisé pour ce type de caractérisation doit être de l'ordre de grandeur des distances entre les plans cristallins. Dans notre cas, la source est une cathode en cuivre délivrant une longueur d'onde de 1,54Å (raie $K\alpha_1$ du cuivre).

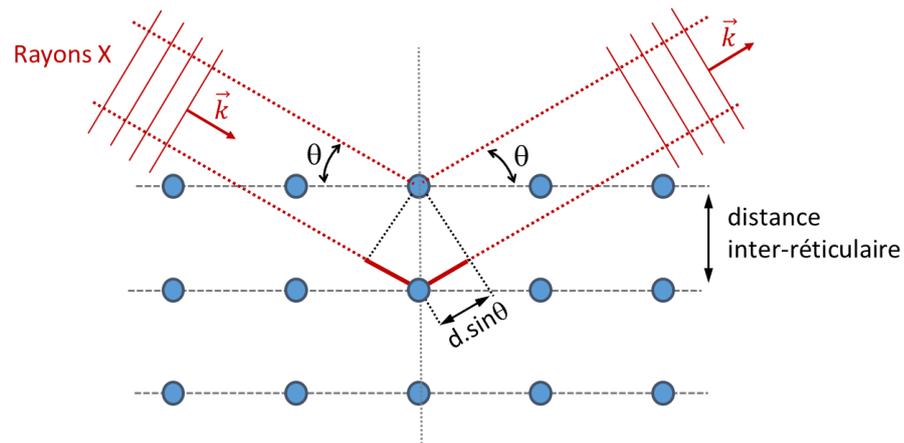


Figure 0-2 : Schéma du principe de la diffraction des rayons X illustrant la loi de Bragg

Chaque famille de plans (hkl) diffracte le rayonnement irradié dans la direction $\theta_{B(hkl)}$ seulement si l'angle entre la surface de ce plan et le faisceau incident est égal à l'angle de Bragg $\theta_{B(hkl)}$ défini ci-dessus.

Dans la configuration $(\theta, 2\theta)$ la source de rayon X est fixe, l'échantillon tourne d'un angle θ et le détecteur d'un angle 2θ .



Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau 1-1 : Tableau représentant une comparaison entre les caractéristiques de plusieurs filtres actifs à résistance négative	24
Tableau 1-2 : Tableau représentant une comparaison entre les caractéristiques de plusieurs filtres actifs à inductance négative.....	26
Tableau 1-3 : Tableau récapitulatif montrant une comparaison entre les performances des trois types de filtres micro-ruban	28
Tableau 1-4 : Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés en technologie coplanaire.....	29
Tableau 1-5 : Etat de l'art des différents types de résonateurs MEMS électrostatiques.....	33
Tableau 1-6 : Caractéristiques des matériaux piézoélectriques les plus utilisés dans le domaine des microondes	40
Tableau 1-7 : Comparaison entre les performances de plusieurs filtres réalisés à l'aide des micro-résonateurs.....	62

Chapitre II

Tableau 2-1 : Tableau représentant les conditions de dépôt du Molybdène par pulvérisation cathodique DC	82
Tableau 2-2 : Tableau représentant les conditions de dépôts du ZnO.....	90
Tableau 2-3 : Valeurs des composants du schéma électrique équivalent MBVD des résonateurs piézoélectriques fabriqués	106
Tableau 2-4 : Tableau représentant la moyenne et l'écart-type de la fréquence de résonance f_r et du k_r^2 des 12 résonateurs qui se situent sur la même ligne sur le substrat d'accueil (figure 2-31).....	109

Chapitre III

Tableau 3-1 : Valeurs des pertes des circuits possédant différents nombres des peignes IDTs ainsi que différentes longueurs dans le cas des deux wafers : SOI et Si HR.....	123
Tableau 3-2 : Dimensions géométrique des IDTs et les valeurs correspondantes des fréquences de résonance pour toutes les combinaisons (L et E) des deux modèles (P ₁ et P ₂) étudiés	130
Tableau 3-3 : Résultats des mesures et des simulations de micro-résonateurs fabriqués en salle blanche. Trois différentes périodicités ont été testées	133
Tableau 3-4 : Valeurs de certains composants du modèle électrique équivalent MBVD (L_m , C_m et R_m). Le facteur de qualité Q a été calculé à l'aide des valeurs extraites du modèle MVBD adapté aux résultats des mesures (équation (3.5)). Le coefficient de couplage k_r^2 est déduit à partir du décalage entre les deux fréquences de résonance et d'antirésonance (équation (3.6))	136
Tableau 3-5 : Comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés sur la fréquence de résonance f_r , le facteur de qualité Q , le k_r^2 et le produit fQ	138
Tableau 3-6 : Valeurs moyennes du coefficient de couplage électromécanique k_r^2 des dispositifs en fonction de toutes les combinaisons n et L mesurées. Les numéros mis entre parenthèses indiquent le nombre de circuits pris en considération pour le calcul de la valeur moyenne k_r^2 pour chaque combinaison.....	142
Tableau 3-7 : Tableau récapitulatif représentant toutes les valeurs des composants électriques du schéma équivalent du modèle MBVD correspondant à chaque combinaison des micro-résonateurs testés.....	145
Tableau 3-8 : Evolution des valeurs des composants du modèle MBVD en fonction de la tension de polarisation DC ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs)	162



Chapitre IV

Tableau 4-1 : Tableau récapitulatif représentant les conditions des dépôts de l'AlN réalisés et les résultats DRX (amplitude et largeur à mi-hauteur des pics (002) et (101))	178
Tableau 4-2 : Les conditions de dépôt du Molybdène par pulvérisation cathodique magnétron DC	182
Tableau 4-3 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic d'AlN (002) et du Mo(110), des couches minces de Mo déposées à différentes températures et celles de l'AlN déposées avec des paramètres de dépôt constants	183
Tableau 4-4 : Estimations de la largeur à mi-hauteur de la raie AlN (002) de couches minces de l'AlN déposées avec différentes valeurs de puissances magnétron appliquées sur la cible d'aluminium	184
Tableau 4-5 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et de leur amplitudes en cps des couches minces de l'AlN déposées pour différentes distances cible-substrat D	186
Tableau 4-6 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et son amplitude pour des couches minces d'AlN déposées avec différentes pressions globales de dépôt	188
Tableau 4-7 : Tableau représentant les conditions des dépôts des couches AlN par pulvérisation cathodique DC	191
Tableau 4-8 : Estimations de la largeur à mi-hauteur du pic AlN (002) et de celle du Mo (110) avec leur amplitude en cps, des couches minces de l'AlN et de Mo déposées sur deux substrats différents	195

Chapitre V

Tableau 5-1 : Les différentes caractéristiques des filtres conçus	209
Tableau 5-2 : Proportions utilisées pour la préparation des cibles de ZnO dopé en vanadium avec différents pourcentages	214



Liste des figures

Chapitre I

Figure 1-1 : (a) Base commune avec un élément de contre-réaction inductif dans le cas d'un transistor bipolaire (b) Grille commune avec un élément de contre-réaction inductif pour un transistor FET (c) Source commune avec un élément de contre-réaction capacitif pour un transistor FET	24
Figure 1-2 : Comparaison des performances des inductances actives et des inductances spirales intégrées : (a) Caractéristiques de la fréquence de résonance et (b) la surface occupée	25
Figure 1-3 : (a) Réalisation d'un gyrateur à l'aide de transistors bipolaires à hétérojonction. La résistance R_Q connectée à la base du transistor non inverseur sert à améliorer le facteur de qualité. (b) Concept de « gyrateur ». (c) Résonateur à inductance active	26
Figure 1-4 : (a) Vue d'une ligne micro-ruban et (b) celle de ses lignes de champs électriques et magnétiques.....	27
Figure 1-5 : (a) Vue d'une ligne coplanaire et (b) celle de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode impair quasi-TEM	29
Figure 1-6 : (a) Technologie planaire multicouches. (b) Principe de fabrication d'un circuit LTCC [27]	31
Figure 1-7 : Images MEB de certains résonateurs électrostatiques déjà cités : (a) Plaque à mode extensionnel carré de volume [30]. (b) Disque à contour radial [31]. (c) Plaque carré à mode transversal [33]. (d) Résonateur à espace capacitif diélectrique solide [34]. (e) Poutre vibrante [36]. (f) Disque à mode elliptique [37].....	33
Figure 1-8 : Hiérarchie des solides cristallins	36
Figure 1-9 : (a) Représentation schématique d'une maille cubique d'un diélectrique. (b) Le centre de symétrie est conservé lors de l'application d'une force aux extrémités de la maille donc aucun moment dipolaire n'apparaît	37
Figure 1-10 : (a) Schéma du quartz dans un plan perpendiculaire à l'axe 3. (b) Projection des moments dipolaires : somme des moments dipolaires nulle. (c) Etat des moments dipolaires après application d'une force mécanique extérieure F : apparition d'un moment dipolaire δ	38
Figure 1-11 : (a) Structure de base de filtres à ondes acoustiques de surface (SAW). (b) Filtre à plusieurs résonateurs : la moitié des ondes acoustiques est perdue sur les extrémités. (c) Filtre SAW montrant deux parois réfléchissantes sur les bords, limitant les fuites.....	42
Figure 1-12 : Exemple de filtre SAW fonctionnant au-delà de 5GHz [64] : (a) Résolution lithographique de $0.18\mu\text{m}$ des électrodes inter-digitées (SAW) et (b) la réponse en transmission du dispositif	43
Figure 1-13 : (a) Structure de base d'un résonateur BAW et (b) sa réponse fréquentielle en impédance	45
Figure 1-14 : Modèle MBVD sans pertes (Modified Butterworth Van Dyke)	46
Figure 1-15 : FBAR suspendu micro-usiné en volume	49
Figure 1-16 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air dans le substrat.....	50
Figure 1-17 : Procédé de réalisation d'un résonateur suspendu (FBAR) sur une cavité d'air au-dessus du substrat	50
Figure 1-18 : Résonateur BAW SMR avec un réflecteur de Bragg	51
Figure 1-19 : Réflexion d'une onde acoustique sur une interface entre deux matériaux d'impédances acoustiques différentes	51
Figure 1-20 : Configuration d'un HBAR, l'épaisseur du substrat est très grande comparée à celle du transducteur	54
Figure 1-21 : Schéma représentant la structure d'un micro-résonateur	55
Figure 1-22 : Lignes du champ électrique induit et les ondes acoustiques qui se propagent dans : (a) un résonateur SAW, (b) un résonateur BAW et (c) un micro-résonateur	56



Liste des figures

Figure 1-23 : Coupe transversale d'un résonateur (a) SAW, (b) BAW et (c) d'un micro-résonateur. (d) Schéma électrique équivalent des résonateurs SAW et BAW, (e) et d'un micro-résonateur	57
Figure 1-24 : Images MEB de trois micro-résonateurs fonctionnant à très hautes fréquences : (a) $f_r = 3,5\text{GHz}$ [84], (b) $f_r = 6,8\text{GHz}$ [85] et (c) $f_r = 9,9\text{GHz}$ [86]	60
Figure 1-25 : (a) Image d'un micro-résonateur lié (par bonding) à un circuit intégré CMOS pour former un oscillateur fonctionnant à 1,5GHz [87]. (b) Image d'un oscillateur conçu à base d'un micro-résonateur intégré avec les composants CMOS. La zone active de l'oscillateur est égale à $0,23\text{mm}^2$ [88]	60
Figure 1-26 : Architecture de filtres à résonateurs BAW en : (a) échelle, (b) treillis et (c) échelle-treillis	61
Figure 1-27 : Exemple d'un filtre passe-bande [91] basé sur la topologie de l'auto-couplage capacitif en utilisant des micro-résonateurs à deux ports. La capacité de couplage, C_0 , fait partie du micro-résonateur lui-même	62
Figure 1-28 : (a) Images MEB du micro-résonateur AIN, l'électrode en rouge représente l'électrode à serpentins de chauffage. (b) Mesure de l'admittance Y_{11} à différentes températures pour le résonateur 1,1 GHz [96]	64
Figure 1-29 : (a) Un schéma du micro-résonateur AIN accordable intégrant un système de chauffage. (b) Image microscopique d'un coin du dispositif fabriqué. Les électrodes du micro-résonateur font $4\mu\text{m}$ de largeur. (c) La réponse fréquentielle mesurée du micro-résonateur avant et après chauffage (2,8 mW) [97]	64
Figure 1-30 : (a) Vue schématique du dispositif de commutation piézo-électrique. Lorsque l'électrode de commutation supérieure est séparée de la région piézo-électrique, le couplage est faible et le résonateur est éteint. Lorsqu'une tension de polarisation est appliquée, l'électrode est amenée en contact par attraction électrostatique, et le résonateur fonctionne. (b) et (c) représentent des images du dispositif réalisé, (a) à l'état off et (b) à l'état ON [99]	65

Chapitre II

Figure 2-1 : Image MEB de micro-résonateurs possédant une membrane suspendue en Si (a) avec des fentes et (b) en forme biconvexe. Les résultats des simulations FEM montrant la dispersion des ondes acoustiques dans la membrane de Silicium d'un (c) dispositif normal, (d) prévu avec des fentes usinés dans l'épaisseur de la membrane, (e) de forme biconvexe et (f) biconvexe avec fente [4]	79
Figure 2-2 : Les différentes étapes technologiques pour réaliser des membranes de silicium suspendues. (a) Substrat de SOI contenant une couche de Si de $2\mu\text{m}$ protégée des deux côtés par du SiO_2 . (b) Protection de la face avant à l'aide d'une résine positive et étallement d'une résine négative sur la face arrière. (c) Lithographie et développement de la résine négative (en face arrière). (d) Ouverture de la face arrière en gravant le SiO_2 à l'aide du HF. (e) Gravure profonde du silicium en utilisant le TMAH et (f) élimination des couches de SiO_2 après la libération de la membrane de silicium	80
Figure 2-3 : Vue d'un cristal de silicium	80
Figure 2-4 : Image MEB prise de la face arrière d'un substrat SOI après la libération des membranes de silicium et qui montre les cavités formées après l'attaque du TMAH	81
Figure 2-5 : Les différentes étapes de la réalisation de l'électrode inférieure. (a) Dépôt du molybdène par pulvérisation cathodique DC. (b) Dépôt de la résine positive et (c) développement de cette résine pour définir la forme de l'électrode inférieure souhaitée. (d) Gravure humide du Molybdène et (e) nettoyage de la surface à l'aide de l'acétone	82
Figure 2-6 : Image par microscopie optique qui montre l'électrode inférieure en Molybdène réalisée sur une membrane suspendue de silicium	83
Figure 2-7 : Dépôt de la couche piézoélectrique de ZnO par PLD	83
Figure 2-8 : Réalisation des électrodes IDTs en utilisant la technique lift-off. (b) et (c) Etallement et développement d'une résine négative sur la couche préalablement déposé de ZnO. (d) Dépôt d'une couche d'Or par évaporation et (e) élimination de la résine à l'aide d'un bain d'acétone	84
Figure 2-9 : Images par microscopie électronique à balayage (MEB) des électrodes IDTs réalisées. De très petites dimensions peuvent être atteintes en utilisant la méthode de réalisation type lift-off	85
Figure 2-10 : La structure Wurtzite hexagonale de ZnO. Les atomes O sont représentés par de grandes sphères blanches tandis que les atomes de Zn sont les petites sphères grises foncées	86



Liste des figures

Figure 2-11 : Schéma représentant le principe d'un système de dépôt par PLD	88
Figure 2-12 : Représentation du dispositif de dépôt par ablation laser [25]	89
Figure 2-13 : Photographie de l'ablation d'une cible de Zinc sous atmosphère d'O ₂	89
Figure 2-14 : Photographie des échantillons montrant des microfissures formées dans la couche de ZnO déposée sur : (a) un substrat en silicium et (b) un substrat SOI avec des membranes de silicium suspendues et cassées	91
Figure 2-15 : Disparition totale des microfissures dans la couche de ZnO suite à l'optimisation du procédé de refroidissement à température ambiante après dépôt. (a) Un substrat en silicium et (b) un substrat SOI avec des membranes de silicium suspendues en très bon état.....	93
Figure 2-16 : Impédance acoustique et résistivité de la plupart des métaux utilisés en tant qu'électrodes pour des résonateurs à ondes de volumes, d'après [20].....	94
Figure 2-17 : Image par microscopie optique des microfissures dans la couche de ZnO sur Si dues aux contraintes résiduelles formées après le dépôt à cause de la baisse rapide en température	96
Figure 2-18 : Résultats de la diffraction des rayons (DRX) de deux échantillons contenant une couche de ZnO déposée sur deux électrodes différentes: Molybdène et Platine.....	97
Figure 2-19 : Coupe transversale des dispositifs MIM réalisés	98
Figure 2-20 : Images des circuits de type MIM réalisés afin de tester le comportement électrique du ZnO dans les deux configurations : Mo/ZnO/Ti/Au et Pt/ZnO/Ti/Au	98
Figure 2-21 : Caractéristiques I-V mesurées des deux capacités MIM en configuration Mo/ZnO/Ti/Au (courbes bleu) et Pt/ZnO/Ti/Au (courbes rouge).....	99
Figure 2-22 : Résistance de contact du ZnO dans le cas des deux configurations de l'électrode inférieure	100
Figure 2-23 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces de ZnO déposées sur du molybdène obtenues à température ambiante et à 300°C	101
Figure 2-24 : (a) Amélioration de la qualité cristalline du Molybdène déposé à 300°C (pic de Mo (110) plus étroit) et (b) disparition de l'orientation secondaire du ZnO (103) quand il est déposé sur du molybdène obtenu à 300°C	102
Figure 2-25 : Coupe transversale d'un résonateur piézoélectrique réalisé sur un wafer silicium HR	102
Figure 2-26 : Paramètres [S] (transmission et réflexion) d'un résonateur réalisé et mesuré sur substrats massifs de Si	103
Figure 2-27 : (a) Partie réelle de l'admittance du résonateur mesuré et (b) zoom sur une résonance à modéliser avec une fonction Lorentzienne	104
Figure 2-28 : Réponse en transmission S_{21} d'un résonateur mesuré montrant une faible influence de la cavité autour de la fréquence propre de résonance du résonateur	105
Figure 2-29 : Schéma électrique équivalent MBVD	105
Figure 2-30 : Paramètres [S] mesurés et modèle MBVD correspondant d'un résonateur réalisé sur substrat Si HR (L=190µm et Q=294)..	106
Figure 2-31 : Image du substrat d'accueil avec les résonateurs réalisés et mesurés. La zone active occupe 1.9cm×1.5cm et la couche de ZnO réparti sur toute cette zone possède une variation de l'épaisseur (vu la formation de plusieurs anneaux de couleurs différentes)	107
Figure 2-32 : Réponse en réflexion S_{11} de quatre résonateurs réparties sur différentes positions sur le substrat d'accueil. La courbe rouge représente la réponse du résonateur qui se situe au milieu de la plaque (résonateur numéro 6 dans la figure 2-31) et la courbe en gris représente la réponse du résonateur au bord (résonateur numéro 1 dans la figure 2-31)	108
Figure 2-33 : Dispersion de la fréquence centrale de résonance f_r et du coefficient de couplage électromécanique k_r^2 selon la position des résonateurs qui sont distribués sur une même ligne sur le substrat d'accueil	108
Figure 2-34 : (a) Anciennes répartitions des résonateurs sur une grande surface de 2,85cm ² et (b) réduction de cette surface jusqu'à 0,49cm ² afin de réaliser les dispositifs sur une épaisseur homogène du ZnO.....	110

Chapitre III

Figure 3-1 : Wafers SOI.....	121
------------------------------	-----



Liste des figures

Figure 3-2 : Valeurs de résistivité du substrat en silicium sur lequel les micro-résonateurs sont réalisés dans le cas d'un wafer Silicium HR (a) et celui d'un wafer type SOI (b).....	121
Figure 3-3 : Image MEB d'une capacité en forme de peignes IDTs possédants 80 peignes de longueur de 100µm	122
Figure 3-4 :(a) et (b) Paramètres [S] de deux capacités IDTs possédant 80 peignes de longueur 100µm et réalisées sur deux wafers de Silicium HR et de SOI. (c) Pertes calculées des circuits dans chacun des deux types des wafers.....	122
Figure 3-5 : Ligne coplanaire avec les dimensions permettant une bonne adaptation	124
Figure 3-6 : (a) et (b) Paramètres [S], en mesures et en simulations, de lignes coplanaires réalisées sur un substrat désoxydé de Si HR et (c) représente les pertes calculées à partir de ces mesures	124
Figure 3-7 : (a) et (b) Comparaison entre les paramètres [S] mesurés des lignes coplanaires réalisées sur substrat Si HR avec et sans ZnO et (c) représente les pertes calculées à partir de ces mesures	125
Figure 3-8 : Coupe transversale d'un micro-résonateur présentant les différents éléments du schéma électrique équivalent MBVD.....	126
Figure 3-9 : (a) Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes dans la couche de ZnO et dans la membrane suspendue de silicium et (b) modèle simplifié en éliminant la capacité C_i ($C_i \gg C_p$).....	127
Figure 3-10 : Représentation schématique des peignes IDTs possédant une périodicité P et trois différentes combinaisons de largeur (L_1 , L_2 et L_3) et d'espacement entre les peignes (E_1 , E_2 et E_3)	128
Figure 3-11 : Réponse de l'admittance Y_{21} en simulation de deux micro-résonateurs ayant des IDTs avec deux périodicités différentes : (a) $P=6\mu\text{m}$ et (b) $P=8\mu\text{m}$. La largeur L et l'espacement E ont été variés dans chacun des deux cas.....	129
Figure 3-12 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction du ratio L/P et le modèle parabolique correspondant dans le cas des deux modèles étudiés : (a) $P=6\mu\text{m}$ et (b) $P=8\mu\text{m}$	131
Figure 3-13 : Déplacement des ondes acoustiques dans les micro-résonateurs possédant la même périodicité $P = 8\mu\text{m}$ mais avec trois ratios différents (L/P) : (a) 0.94, (b) 0.5 et (c) 0.12.....	132
Figure 3-14 : Images MEB montrant les peignes IDTs de certains micro-résonateurs qui possèdent différentes périodicités P et ratio L/P après la fabrication	133
Figure 3-15 : Coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches des micro-résonateurs. L'analyse du facteur de qualité est réalisée en prenant en compte la variation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique de ZnO	135
Figure 3-16 : (a) Réponses mesurées et simulées en transmission S_{21} et (b) en réflexion S_{11} des trois prototypes possédant trois épaisseurs différentes de ZnO	136
Figure 3-17 : Facteurs de qualité des micro-résonateurs intégrant des couches de ZnO avec différentes épaisseurs obtenus en simulation FEM	137
Figure 3-18 : La réponse d'un micro-résonateur réalisé en utilisant une couche de 500 nm de ZnO optimisée, sans microfissures et présentant un $k_r^2 = 5.1\%$	138
Figure 3-19 : (a) Photo MEB des circuits réalisés et (b) représentation de la position des circuits en fonction de la variation de la longueur (L_n) et du nombre (n) de peignes IDTs.....	140
Figure 3-20 : Photos MEB de micro-résonateurs réalisés avec des longueurs et des nombres de peignes IDTs différents	140
Figure 3-21 : Exemples de mesures du paramètre S_{21} de trois micro-résonateurs possédant le même nombre de peignes IDTs ($n=40$) mais différentes longueurs L	142
Figure 3-22 : Evolution du coefficient de couplage électromécanique k_r^2 en fonction du nombre de peignes IDTs pour les quatre longueurs testées	142
Figure 3-23 : Comparaison entre les paramètres [S] mesurés et ceux obtenu du modèle MBVD correspondant pour un micro-résonateur de longueur 170 µm et possédant 25 IDTs.....	144
Figure 3-24 : Comparaison entre les paramètres [S] mesurés et ceux du modèle MBVD correspondant pour un micro-résonateur de longueur de 100µm et possédant 40 IDTs.....	144
Figure 3-25 : Evolution du facteur de qualité en fonction du nombre de peignes IDTs pour des micro-résonateurs possédant différentes longueurs de peignes IDTs.....	146



Liste des figures

Figure 3-26 : Figure de mérite FOM en fonction du nombre de peignes IDTs pour les quatre longueurs différentes étudiées	146
Figure 3-27 : Admittances mesurées Y_{21} de quatre micro-résonateurs ayant différents nombres d'IDTs (pour $L=100 \mu\text{m}$) et montrant l'existence de modes parasites proche de la fréquence de résonance principale.....	148
Figure 3-28 : Admittances Y_{21} simulées de quatre micro-résonateurs ayant différents nombres d'IDTs et montrant l'existence de modes parasites proches de la fréquence de résonance principale	149
Figure 3-29 : Réponse de l'admittance Y_{21} simulée d'un micro-résonateur ayant 80. La forme des ondes acoustiques qui se propagent dans la membrane suspendue de silicium est indiquée par les flèches	150
Figure 3-30 : Montage utilisé pour la caractérisation des micro-résonateurs en variant la puissance RF d'entrée	151
Figure 3-31 : Réponses en transmission S_{21} d'un résonateur de diamant montrant une pente verticale en amplitude de la fréquence de résonance au point de bifurcation [6].....	152
Figure 3-32 Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur possédant 40 IDTs et de longueur $140\mu\text{m}$ pour différents niveaux de puissance d'entrée	153
Figure 3-33 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur possédant 40 IDTs de longueur $100\mu\text{m}$ pour différents niveaux de puissance d'entrée	153
Figure 3-34 : Décalage fréquentiel normalisé S_N en fonction de la puissance d'entrée pour différentes longueurs de peignes IDTs ($n=40$)	154
Figure 3-35 : Réponse en transmission d'un micro-résonateur ($n=40$ et $L=100 \mu\text{m}$) pour différentes températures allant de 20°C jusqu'à 90°C . (a) Réponse sur une large bande, (b) zoom sur les fréquences de résonance et (c) zoom montrant la partie capacitive du dispositif.....	155
Figure 3-36 : Décalage fréquentiel de la fréquence de résonance en fonction de la température des deux micro-résonateurs mesurés : (a) $n = 25$ et $L = 140 \mu\text{m}$, (b) $n = 40$ et $L = 100\mu\text{m}$	156
Figure 3-37 : Réponses en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 0 et 6 V.....	157
Figure 3-38 : Réponses en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 0 et 6 V	158
Figure 3-39 : Réponses en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 6 et 80 V.....	159
Figure 3-40 : Réponses en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) mesuré avec une polarisation DC qui a été balayée entre 6 et 80 V.....	159
Figure 3-41 : L'évolution (a) des pertes d'insertion et (b) du coefficient de couplage électromécanique k_r^2 des trois micro-résonateurs mesurés en fonction de la tension de polarisation DC.....	160
Figure 3-42 : Résistance du ZnO intégré dans un circuit MIM (empilement Mo/ZnO/Ti/Au).....	161
Figure 3-43 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation de 0 V et de 6 V : (a) en mesure et (b) simulé avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8.....	163
Figure 3-44 : Réponse en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation de 0 V et de 6 V : (a) en mesure et (b) simulé avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8.....	164
Figure 3-45 : Réponse en transmission S_{21} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation balayée entre 6 et 80 V : (a) en mesure et (b) en simulation avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8	165
Figure 3-46 : Réponse en réflexion S_{11} d'un micro-résonateur ($L= 140 \mu\text{m}$ & $n=40$ IDTs) avec une tension de polarisation balayée entre 6 et de 80 V : (a) en mesure et (b) en simulation avec le modèle de MBVD et les valeurs du tableau 3-8.....	165

Chapitre IV

Figure 4-1 : Mailles élémentaires cristallines Würtzite (a) et Zinc Blende (b) du nitrure d'aluminium	174
Figure 4-2 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées avec différents pourcentages de diazote	177
Figure 4-3 : Zoom sur le pic AlN (002) des diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du Si/SiO ₂ avec différents pourcentages du diazote	179



Liste des figures

Figure 4-4 : (a) Largeur à mi-hauteur (FWHM) et (b) amplitude du pic d'AlN (002) en fonction du pourcentage du diazote.....	180
Figure 4-5 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène obtenus à différentes températures	182
Figure 4-6 : Simulation par une fonction Lorentzienne des pics : (a) de l'AlN (002) et (b) du Mo (110), dans le cas d'un molybdène déposé à 300°C suivi d'un AlN déposé à température ambiante.....	183
Figure 4-7 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La puissance du dépôt de l'AlN a été variée entre 50 watts et 135 watts.....	184
Figure 4-8 : Image par microscopie optique prise après un dépôt d'AlN effectué à 145 watts de puissance magnétron appliquée, montrant la présence de contraintes à l'intérieur de la couche déposée, induisant le décollement de certaines parties	185
Figure 4-9 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La distance cible-substrat D a été variée entre 3,6 cm et 5,6 cm	186
Figure 4-10 : Image par microscopie optique de la couche d'AlN qui a été déposée à une distance D=3cm. Presque la totalité de la couche s'est décollée au bout de 36 min de dépôt	187
Figure 4-11 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. La pression globale des dépôts a été variée entre 6.10^{-3} mbar et 1.10^{-3} mbar	188
Figure 4-12 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène. Le dépôt d'AlN a été réalisé à deux températures : 20°C et 300°C pour trois pressions globales de dépôt : (a) $1,8.10^{-3}$ mbar, (b) 3.10^{-3} mbar et (c) 6.10^{-3} mbar.....	189
Figure 4-13 : Image par microscopie optique d'un micro-résonateur intégrant une couche mince d'AlN.....	190
Figure 4-14 : Réponses des paramètres [S] mesurés de deux micro-résonateurs intégrant des couches minces d'AlN déposées par pulvérisation cathodique DC. (a) et (b) représentent la réponse en transmission S_{21} et celle de réflexion S_{11} du premier micro-résonateur, (c) et (d) représentent ceux du second micro-résonateur.....	191
Figure 4-15 : Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène avec et sans remise à l'air entre le dépôt de Mo et celui d'AlN	192
Figure 4-16 : Zoom sur le pic AlN (002) des diagrammes de diffraction des rayons X, mesurés et simulés, des couches minces d'AlN déposées sur du molybdène, (a) avec remise à l'air et (b) sans remise à l'air entre le dépôt de Mo et celui d'AlN	193
Figure 4-17 : (a) La forme de l'électrode inférieure en molybdène après gravure et (b) celle des électrodes (supérieures) d'entrée et de sortie réalisées après le dépôt de l'AlN	193
Figure 4-18 : Coupe transversale d'un micro-résonateur présentant les différents éléments du schéma électrique équivalent MBVD	194
Figure 4-19 : (a) Diagrammes de diffraction des rayons X de couches minces d'AlN déposées sur du molybdène sur deux types de substrats : Si HR et SOL. (b) Zoom sur le pic Mo (110) dans les deux cas.....	194
Figure 4-20 : Vue schématique des différentes étapes de réalisation des micro-résonateurs suivant l'ancien procès qui a été présenté dans le chapitre II. (a) Libération de la membrane de silicium, (b) dépôt du molybdène, (c) gravure du molybdène en utilisant le masque de l'électrode inférieure, (d) dépôt de l'AlN et (e) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift-off.....	196
Figure 4-21 : Vue schématique des différentes étapes de réalisation des micro-résonateurs suivant le nouveau procédé. (a) Libération de la membrane de silicium, (b) dépôt du molybdène et de l'AlN sans remise à l'air entre les deux, (c) gravure de l'AlN et du molybdène en utilisant le même masque (celui de l'électrode inférieure) et (d) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift-off.....	197
Figure 4-22 : Image par microscopie électronique à balayage MEB qui montre les court-circuits formés au niveau de la différence de marche formée à cause de la gravure simultanée des couches AlN+Mo.....	198
Figure 4-23 : Image par microscopie électronique à balayage MEB qui montre le décollement des électrodes IDTs à l'extérieur de la région structurée Mo+AlN.....	198
Figure 4-24 : Image par microscopie électronique à balayage MEB prise au niveau du bord de la région du Mo+AlN et qui montre la discontinuité structurelle des électrodes IDT	199

Chapitre V



Figure 5-1 : Exemple d'un filtre passe-bande basé sur la topologie de l'auto-couplage capacitif en utilisant des micro-résonateurs à deux ports. La capacité de couplage C_p , fait partie du micro-résonateur lui-même	207
Figure 5-2 : (a) Schéma électrique équivalent tenant compte des pertes dans la couche de ZnO et dans la membrane suspendue de silicium et (b) modèle simplifié dans lequel toutes ces pertes ont été négligées pour faciliter la conception des filtres	207
Figure 5-3 : Paramètres [S] d'un micro-résonateur sans pertes avec celles d'un filtre deux pôles et d'un trois pôles	208
Figure 5-4 : Dessin d'un filtre trois pôles conçu à partir d'un micro-résonateur possédant 40 électrodes IDTs de longueurs de 100 μ m (vue de dessus)	208
Figure 5-5 : Architecture de filtres à résonateurs BAW en échelle	209
Figure 5-6 : Réponse Y_{21} de plusieurs micro-résonateurs intégrant une couche de ZnO de 200 nm et différentes épaisseurs de l'électrode inférieure en molybdène	211
Figure 5-7 : Fréquences de résonance et d'anti-résonance des micro-résonateurs en fonction de l'épaisseur du molybdène (électrode inférieure) pour les trois dispositifs étudiés qui possèdent trois différentes épaisseurs de ZnO : (a) 200nm, (b) 400nm et (c) 600nm	212
Figure 5-8 : Structure d'un ZnO dopé au vanadium	213
Figure 5-9 : Représentation d'une membrane suspendue possédant une forme biconvexe.....	215
Figure 5-10 : Différentes étapes de fabrication des micro-résonateurs intégrant des couches d'AlN tout en utilisant le nouveau procédé : (a) Gravure de la face arrière, (b) dépôt du molybdène et de l'AlN sans remise à l'air entre les deux dépôts, (c) gravure du molybdène et de l'AlN en utilisant le masque de l'électrode inférieure, (d) dépôt d'une couche de SiN par PEVCD, (e) gravure du SiN tout en gardant la partie des bords de l'électrode inférieure et (f) réalisation des électrodes supérieures IDTs en lift off.....	217



Liste des publications personnelles

Articles dans revues internationales à comité de lecture

- A. Md Ralib, A. N. Nordin, N. A. Malik, R. Othman, A. H. M. Z. Alam, S. Khan, **O. Mortada**, A. Crunteanu, M. Chatras, J. C. Orlianges, and P. Blondy, “A study on controllable aluminum doped zinc oxide patterning by chemical etching for MEMS application”, *Microsystem Technologies*, pp.1-12, 2016.
- **O. Mortada**, A. Crunteanu, M. Chatras, J. C. Orlianges, and P. Blondy, “Analysis and optimization of acoustic wave micro-resonators integrating piezoelectric zinc oxide layers”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Awaiting Referee Reports.
- Aliza Aini Md Rali, Anis Nurashikin Nordin , **Ossama Mortada**, Aurelian Crunteanu , Matthieu Chatras, “Enhanced piezoelectric properties of aluminium doped zinc oxide thin film for surface acoustic wave resonator using CMOS MEMS platform”, *Journal of Material of Science : Materials in Electronics*, Awaiting Referee Reports.

Congrès internationaux à comité de lecture et actes publiés

- **M. Chatras**, **O. Mortada**, J.C. Orlianges, A. Crunteanu and P. Blondy, “High Q Piezoelectric Micro-Resonators for microwave filters” International conference on small science, **Jun 2016, Prague, Czech Republic**
- **O. Mortada**, M. Chatras, A.H. Zahr, P. Blondy, A. Crunteanu and J.C. Orlianges, “Elimination of Spurious Modes in Zinc Oxide Micro-Resonators by Optimizing Structure Parameters”, *Présentation Poster*, 30th IEEE European Frequency and Time Forum (EFTF), **April 2016, York-**



England

- **O. Mortada**, J.C. Orlianges , P. Blondy , M. Chatras , A. Crunteanu, "Crystal Orientation in Aluminum Nitride Films on Molybdenum Electrodes for Acoustic Micro-resonator", Electroceramics XV, *Présentation Poster*, **June 2016, Limoges-France**
- **O. Mortada**, A.A. Md Ralib, J. C. Orlianges, M. Chatras, A. Crunteanu and P. Blondy, "Study of Inter-Digitated Transducers in Zinc Oxide Micro-resonators", *Présentation orale*, MEMSWAVE, **Jun 2015, Barcelona, Spain**
- **O. Mortada**, P. Blondy, J. Orlianges, M. Chatras, A. Crunteanu, "Quality Factor Optimization of Composite Piezoelectric Single-Crystal Silicon Micro-Resonators", *Présentation orale*, **International Microwave Symposium IMS, May 2015, Phoenix, USA**
- **O. Mortada**, J-C. Orlianges, A. Crunteanu, M. Chatras and P. Blondy, "Comparative properties of ZnO thin films deposited on molybdenum and platinum electrodes for piezo-acoustic devices", *Présentation Poster*, The 8th international conference on advanced materials, **ROCAM 2015, Bucharest, Romania**
- **O. Mortada**, J-C. Orlianges, Matthieu Chatras, Pierre Blondy, Aurelian Crunteanu, "Detailed Study of TPoS Micro-Resonators Quality Factor", *Présentation orale*, 6th International Workshop on Microwave Filters, **March 2015, Toulouse, France**
- **O. Mortada**, P. Blondy, A. Crunteanu, M. Chatras, J-C. Orlianges, "A zinc oxide-on-silicon MEMS resonator for narrowband filtering", *Présentation orale*, 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), **Dec. 2014, Marseille, France**
- **O. Mortada**, P. Blondy, M. Chatras, A. Crunteanu, M. Aubourg, J.C. Orlianges, "A 767 MHz Thin-Film Piezoelectric-On-Substrate Micro-resonator", *Présentation orale*, MEMSWAVE, **Jun 2014, La Rochelle, France**

Congrès nationaux à comité de lecture et actes publiés



- **O. Mortada**, J-C. Orlianges, P. Blondy, M. Chatras, A. Crunteanu, « Réalisation et optimisation d'un micro-résonateur piézoélectrique à très fort facteur de qualité », Présentation Poster, XIX^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes JNM, **Juin 2015, Bordeaux-France**

- **O. Mortada**, J-C. Orlianges, A. Crunteanu, M. Chatras, P. Blondy, « Performances de micro-résonateurs acoustiques intégrant de couches piézoélectriques de ZnO obtenus sur des électrodes de molybdène et platine », Présentation Poster, Assemblée Générale du GDR Ondes, **Octobre 2015, Lyon-France.**

